PL ISSN 1731-6103

1'2006

PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY

KONFERENCJE

ROK 4







VIII Ogólnopolskie Sympozjum

INŻYNIERIA WYSOKICH NnapięĆ

8-10 maja 2006
Poznań Będlewo



SIGMA-NOT
Spółka z o.o.

cena 65 zł
(w tym "0" VAT)

Organizator:
Politechnika Poznańska
Instytut Elektroenergetyki
Zakład Wysokich Napięć i Materiałów Elektrotechnicznych

Instytut Elektroenergetyki

Instytut Elektroenergetyki jest jednym z czterech instytutów wydziału Elektrycznego Politechniki Poznańskiej. Instytut Elektroenergetyki jest kierowany przez dr. hab. inż. Józefa Lorenca, prof. nadzw. oraz wicedyrektorów dr. inż. Ryszarda Niewiedziała i dr. hab. inż. Kazimierza Musierowicza prof. nadzw. W ramach Instytutu działają cztery zakłady:

- ✓ Zakład Układów i Sieci Elektroenergetycznych – kierownik dr hab. inż. Józef Lorenc, prof. nadzw.
- ✓ Zakład Elektrowni i Gospodarki Elektroenergetycznej – kierownik dr hab. inż. Bolesław Zaporowski, prof. nadzw.,
- ✓ Zakład Aparatów Urządzeń Rozdzielczych – kierownik – dr hab. inż. Ryszard Frąckowiak
- ✓ Zakład Wysokich Napięć i Materiałów Elektrotechnicznych – kierownik dr hab. inż. Krzysztof Siodła,

Instytut Elektroenergetyki prowadzi dydaktykę:

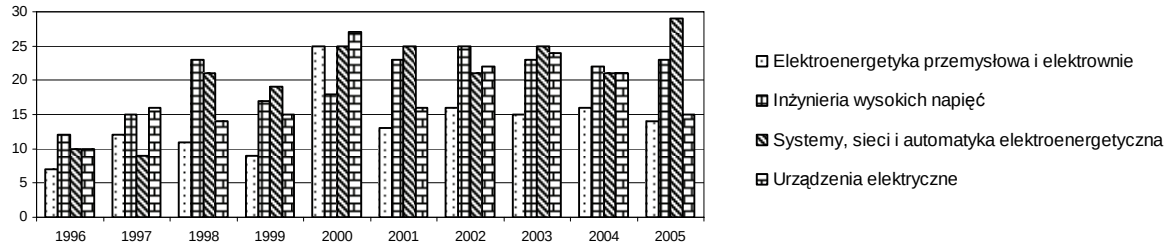
- na DZIENNYCH STUDIACH MAGISTERSKICH 5-letnich na kierunku Elektrotechnika – na specjalnościach:
  - Systemy elektroenergetyczne,
  - Inżynieria wysokich napięć,
  - Systemy i automatyka elektroenergetyczna,
  - Urządzenia i instalacje elektryczne,
- na ZAOCZNYCH STUDIACH ZAWODOWYCH 4,5-letnich na specjalnościach:
  - Elektroenergetyka,
  - Urządzenia elektryczne i technika wysokich napięć,
  - Wytwarzanie, przesył i dystrybucja energii elektrycznej,
- na ZAOCZNYCH STUDIACH MAGISTERSKICH 2-letnich uzupełniających na specjalności:
  - Elektroenergetyka,
- na STUDIACH PODYPLOMOWYCH 1-rocznych:
  - Systemy i sieci elektroenergetyczne w gospodarce rynkowej,
  - Nowe technologie w elektroenergetyce,
  - Nowoczesne techniki w projektowaniu i eksploatacji sieci dystrybucyjnych i instalacji elektrycznych,
  - Systemy zaopatrzenia w energię w Unii Europejskiej,

Doktoranci związani z Instytutem Elektroenergetyki uczestniczą w zorganizowanych DZIENNYCH STUDIACH DOKTORANCKICH 4-letnich o nazwie:

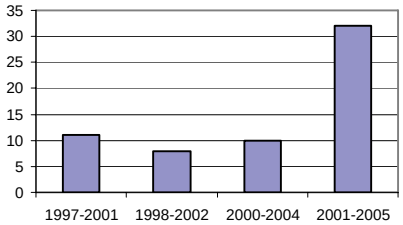
- Elektroenergetyka,
- Elektrotechnika

oraz w ZAOCZNYCH STUDIACH DOKTORANCKICH 4-letnich o nazwie:

- Elektroenergetyka



Liczba absolwentów, którzy otrzymali dyplomy magistra inżyniera na dziennych studiach magisterskich na specjalnościach prowadzonych przez Instytut Elektroenergetyki



Liczba doktorantów Instytucie Elektroenergetyki

W Instytucie Elektroenergetyki są realizowane projekty międzynarodowe finansowane przez komisję Europejską:

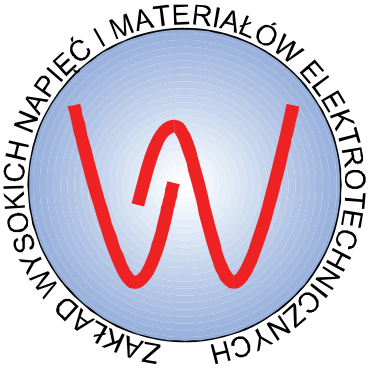
- projekt dydaktyczny „*Jean Monnet 2001*" EUROPEAN INTEGRATION – ECONOMIC AND TECHNICAL IMPLICATIONS FOR ELECTRICAL POWER ENGINEERING SECTOR;
  koordynator – Olgierd Lissowski
- projekt badawczy w ramach 5 PR RELIABLE DIAGNOSTIC OF HV TRANSFORMER INSULATION FOR SAFETY ASSURANCE OF POWER TRANSMISSION SYSTEM;
  koordynator – Hanna Mościcka-Grzesiak, menedżer projektu – Zbigniew Nadolny
- projekt w ramach 5 PR CENTRE OF EXCELLENCE IN GENERATION, TRANSMISSION AND DISTRIBUTION OF ELECTRIC ENERGY; koordynator – Hanna Mościcka-Grzesiak, memedżer projektu – Krzysztof Siodła
- Sieć Naukowa „Zrównoważone Systemy Energetyczne – ENERGY FUTURE, koordynatorzy – Krajowy Punkt Kontaktowy 6PR UE, CD CENERG, Instytut Energetyki



VIII Ogólnopolskie Sympozjum

INŻYNIERIA WYSOKICH NAPIĘĆ

8-10 maja 2006
Poznań – Będlewo





Organizator:
Politechnika Poznańska
Instytut Elektroenergetyki
Zakład Wysokich Napięć i Materiałów Elektrotechnicznych

SPONSORZY

Centrum Doskonałości GETRADEE
Energetyka Wysokich i Najwyższych Napięć Sp. z. o.o.
ENERGOBUD Poznań
Fundacja na Rzecz Rozwoju Politechniki Poznańskiej
Polskie Sieci Elektroenergetyczne Zachód Sp. z. o.o.
Polskie Towarzystwo Przesyłu i Rozdziału Energii Elektrycznej
Zakład Inwestycji Energetycznych INVECO Sp. z. o.o.

KOMITET NAUKOWY

Prof. dr hab. inż. Zbigniew Ciok – PAN, Komitet Elektrotechniki
Prof. dr hab. inż. Janusz Fleszyński – Politechnika Wrocławska
Prof. dr hab. inż. Barbara Florkowska – Akademia Górniczo-Hutnicza
Prof. dr hab. inż. Zbigniew Gacek – Politechnika Śląska
Dr hab. Lesław Karpiński – Instytut Fizyki Plazmy i Laserowej Mikrosyntezy, Warszawa
Prof. dr hab. inż. Józef Kędzia – Politechnika Opolska
Prof. dr hab. inż. Jan Maksymiuk – Politechnika Warszawska
Prof. dr hab. inż. Ryszard Malewski – Instytut Elektrotechniki, Warszawa
Prof. dr hab. inż. Bolesław Mazurek – Instytut Elektrotechniki, Wrocław
Prof. dr hab. inż. Hanna Mościcka-Grzesiak – Politechnika Poznańska
Prof. dr hab. inż. Franciszek Mosiński – Politechnika Łódzka
Dr. hab. inż. Aleksandra Rakowska – profesor Politechniki Poznańskiej
Prof. dr hab. inż. Jerzy Skubis – Politechnika Opolska
Dr hab. inż. Andrzej Sowa – profesor Politechniki Białostockiej
Dr hab. inż. Jacek Wańkowicz – Instytut Energetyki, Warszawa
Prof. dr hab. inż. Romuald Włodek – Akademia Górniczo-Hutnicza

Wszystkie artykuły zostały zrecenzowane przed opublikowaniem

RECENZENCI

Janusz Fleszyński	Barbara Florkowska
Zbigniew Gacek	Ryszard Kacprzyk
Lesław Karpiński	Czesław Karwat
Józef Kędzia	Bolesław Mazurek
Franciszek Mosiński	Hanna Mościcka-Grzesiak
Janina Pospieszna	Aleksandra Rakowska
Henryk Rawa	Krzysztof Siodła
Jan Subocz	Jacek Wańkowicz

Organizator
Sekretarz organizacyjny: dr hab. inż. Aleksandra Rakowska, prof. nadzw.
Koordynator wydawniczy: dr inż. Andrzej Graczkowski
Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, Zakład Wysokich Napięć i Materiałów Elektrotechnicznych, 60-965 Poznań, ul. Piotrowo 3a
telefon: (0-61) 665 22 72; 665 22 71
fax: (0-61) 665 22 80
e-mail: aleksandra.rakowska@put.poznan.pl, andrzej.graczkowski@put.poznan.pl
http://iwn.epe.put.poznan.pl

PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY – KONFERENCJE ROK 2006 Nr.1

Spis treści

1	**Paweł ANDRUSZKIEWICZ -** Zmiany zespolonej przenikalności dielektrycznej w starzonym termicznie polichlorku winylu	7
2	**Przemysław BADUCHOWSKI, Izabella BETIUK, Maciej RZEPECKI, Tomasz KOŁTUNOWICZ, Czesław KARWAT** - Uszkodzenia przepustu transformatorowego PKTN-110/123/630	10
3	**Szymon BANASZAK, Lech SUBOCZ** - Metoda oceny stopnia zestarzenia izolatorów kompozytowych	13
4	**Andrzej BAŃCER -** Straty w przesyle mocy liniami kablowymi 110 kV	17
5	**Ryszard BATURA** - Zjawiska łączeniowe w obwodach pojemnościowych o parametrach rozłożonych wyłączanych wyłącznikiem próżniowym	21
6	**Jerzy BIELECKI, Jacek WAŃKOWICZ** - Modele długotrwałej wytrzymałości izolatorów ceramicznych i kompozytowych przy obciążeniach cyklicznych	25
7	**Bogusław BOCHEŃSKI** - Wpływ odkształcenia napięcia na obciążalność transformatorów energetycznych	28
8	**Tomasz BOCZAR, Andrzej CICHOŃ** - Wpływ drogi propagacji sygnałów emisji akustycznej generowanej przez wyładowania niezupełne na wyniki analizy falkowej	32
9	**Tomasz BOCZAR, Marcin LORENC** - Analiza falkowa sygnałów wzorcujących aparaturę wykorzystywaną w akustycznej metodzie pomiaru wyładowań niezupełnych	36
10	**Sebastian BORUCKI, Tomasz BOCZAR** - Skuteczność rozpoznawania przez sztuczną sieć neuronową podstawowych form WNZ przy wykorzystaniu wyników analizy czasowo - częstotliwościowej sygnałów EA	41
11	**Witold BRETUJ, Janusz FLESZYŃSKI, Krzysztof WIECZOREK** - Procesy degradacji izolatorów kompozytowych pod działaniem opadów deszczowych	45
12	**Witold BRETUJ, Janusz FLESZYŃSKI, Krzysztof WIECZOREK** - Laboratoryjne badania starzeniowe izolatorów kompozytowych w warunkach mgielnych	49
13	**Bolesław BRÓDKA, Hanna MOŚCICKA-GRZESIAK** - Budowa i struktura celulozy w aspekcie procesów degradacji izolacji papierowo-olejowej	53
14	**Anna BRYSZEWSKA-MAZUREK, Wojciech MAZUREK, Jerzy RUTKOWSKI** - Wpływ pola elektrycznego na proces skraplania HFC 141b w pionowej rurze	57
15	**Anna BRYSZEWSKA-MAZUREK, Wojciech MAZUREK, Jerzy RUTKOWSKI** - Wpływ pola elektrycznego na proces parowania HFC 141b w pionowej rurze	60
16	**Jan BURSA, Jerzy POMIANOWSKI** - Nowy dielektryk polimerowy do zastosowań w elektroizolacji	63
17	**Jarosław DAŁEK, Ilona GLIŃSKA, Janusz OSTROWSKI** - Urządzenie do ciągłego monitoringu przepięć na transformatorach energetycznych najwyższych napięć z transmisją wyników do komputera	66
18	**Bartłomiej DOLATA, Volker WASSERBERG, Hossein BORSI, Ernst GOCKENBACH, Horst BAEHR** - Nowy syntetyczny ester. Właściwości elektryczne	71
19	**Janusz FLESZYŃSKI, Zbigniew POHL, Stanisław RÓŻECKI** - O potrzebie optymalizacji kształtu i parametrów konstrukcyjnych elektroenergetycznych izolatorów kompozytowych	75
20	**Barbara FLORKOWSKA, Wiesław NOWAK, Andrzej JACKOWICZ-KORCZYŃSKI, Mieczysław TIMLER** - Modelowanie pola elektrycznego i magnetycznego w warunkach prac pod napięciem	79
21	**Jarosław GIELNIAK, Andrzej GRACZKOWSKI, Hubert MORAŃDA, Krzysztof WALCZAK, Marek OSSOWSKI, Jarosław SZYMAŃSKI, Piotr PRZYBYŁEK, Bolesław BRÓDKA, Hanna MOŚCICKA-GRZESIAK, Lech TATARSKI, Narcyz BANDOSZ** - Ocena zawilgocenia izolacji transformatorów energetycznych	84
22	**Jarosław GIELNIAK, Andrzej GRACZKOWSKI, Jerzy KOŁOWROTKIEWICZ, Krzysztof SIODŁA, Wojciech SZELĄG, Krzysztof WALCZAK, Lech DŁUGIEWICZ, Roman NEUMAN** - Badania prototypowego silnika indukcyjnego przeznaczonego do pracy w warunkach kriogenicznych	88
23	**Eugeniusz GLATMAN, Eugeniusz PIECHOCZEK, Waldemar SKOMUDEK** - Diagnostyka układów izolacyjnych i przewodów linii wysokiego napięcia	92
24	**Andrzej GRACZKOWSKI, Jarosław GIELNIAK, Piotr PRZYBYŁEK, Jarosław SZYMAŃSKI, Krzysztof WALCZAK, Stanisław R. NEUMAN** - Porównanie wyników oceny zawilgocenia izolacji papierowo-olejowej uzyskanych przy użyciu metod fizykochemicznych i opartych na odpowiedzi dielektrycznej	95
25	**Jerzy JANISZEWSKI** - Nowe rozwiązania konstrukcyjne zestyków łączników próżniowych	99
26	**Ryszard KACPRZYK** - Zagrożenia od elektryczności statycznej	102
27	**Ryszard KACPRZYK, Włodzimierz MIŚTA** - Właściwości elektryczne reaktora plazmowego z wyładowaniem wstecznym	107
28	**Jacek KARPIŃSKI** - Diagnoza DGA wsparta analizami statystycznymi	111
29	**Wojciech KASPRZAK, Zbigniew NADOLNY, Michał S. KACZMAREK, Zenon WOŹNIAK, Zdzisław BŁASZCZAK** - Badania rekonesansowe wykorzystania komórki Kerr'a do pomiaru natężenia pola elektrycznego na powierzchni wysokonapięciowych układów izolacyjnych	114
30	**Wojciech KASPRZAK, Zbigniew NADOLNY** - Optymalizacja rozkładu natężenia pola elektrycznego wzdłuż liniowego izolatora kompozytowego 220 kV na drodze zmian parametrów materiałowo – konstrukcyjnych	117
31	**Marceli KAŹMIERSKI, Igor KERSZ, Agnieszka WOSIAK** - System monitoringu stanu transformatorów energetycznych, wstępne doświadczenia eksploatacyjne	121
32	**Anna KISIEL, Leszek WOŹNY** - Piezopolimery w zastosowaniach niskotemperaturowych	125
33	**Anna KISIEL, Leszek WOŹNY** - Wpływ struktury polimeru na efektywność procesu polaryzacji	129
34	**Tomasz KRAUSE** - Zanik ładunku przestrzennego w poliwęglanie podczas rozładowania termostymulowanego	133
35	**Edmund KUFFEL, Waldemar ZIOMEK** - System finansowania nauki i techniki w uniwersytetach kanadyjskich	137
36	**Krzysztof LENARCZYK** - Pole magnetyczne w otoczeniu słupów wiodących prąd wyładowania piorunowego	140
37	**Andrzej ŁASICA** - Pomiar gęstości prądu na elektrodzie osadczej modelu elektrofiltru	144
38	**Bożena ŁOWKIS, Edmund MOTYL** - Ocena wpływu czynników środowiskowych na elektrostatyczne właściwości włóknin polipropylenowych	148
39	**Grzegorz MALITOWSKI** - Analiza powtarzalności wyników pomiarów wyładowań niezupełnych w wybranych układach pomiarowych	152
40	**January Lech MIKULSKI, Marcin Maciej MACKIEWICZ** - Wpływ niestandardowych udarów napięciowych piorunowych na wytrzymałość izolacji linii i stacji wysokich napięć	155
41	**January Lech MIKULSKI, Piotr POŁOCZANIN, Ludomir DUDA** - Mgłowy system gaszenia pożarów urządzeń elektrycznych pod napięciem	158
42	**Hubert MORAŃDA, Maik KOCH** - Program do analizy odpowiedzi częstotliwościowej (FDS) dielektryków	162

43 **Hubert MORAŃDA, Hanna MOŚCICKA-GRZESIAK, Jarosław GIELNIAK, Stanisław R. NEUMANN, Piotr PRZYBYŁEK, Krzysztof WALCZAK, Wojciech SIKORSKI, Krzysztof SIODŁA, Paweł STANIEK** - Buble effect – powstawanie i monitorowanie 166
44 **Edmund MOTYL, Daniel DOPIERAŁA, Robert SOLAREK** - Generator nanosekundowych impulsów wysokiego napięcia 170
45 **Zbigniew NADOLNY** - Ocena efektu termicznego wywołanego wyładowaniami niezupełnymi na modelach wysokonapięciowych układów izolacyjnych przy użyciu kamery termowizyjnej 174
46 **Wiesław NOWAK, Rafał TARKO** - Ocena poziomu przepięć atmosferycznych w rozdzielni elektroenergetycznej 110 kV 178
47 **Marek OLESZ** - Wpływ drzewienia elektrycznego na poziom ładunku w obszarze przyelektrodowym izolacji polietylenowej 182
48 **Marek OLESZ** - Charakterystyka wyładowań niezupełnych w izolacji polietylenowej przy nakładaniu udarów łączeniowych na napięcie przemienne 186
49 **Marcin OLSZEWSKI, Zbigniew NADOLNY** - Analiza związku pola temperaturowego z polem elektrycznym na przykładzie izolatora kompozytowego liniowego na napięcie 220 kV 190
50 **Jarosław PELWECKI** - Jonowe kompozyty: polimer – metal, jako nowoczesne aktuatory i sensory 194
51 **Krzysztof PIETRZAK, Jerzy NADACZNY, Piotr ZUBIELIK** - Badanie układów izolacyjnych generatorów dużej mocy metodą pomiaru i analizy wyładowań niezupełnych 198
52 **Tomasz PIOTROWSKI, Wojciech ROKOSZEWSKI -** Wykorzystanie technologii internetowych w udostępnianiu wiedzy o diagnostyce izolacji transformatorów energetycznych 202
53 **Janina POSPIESZNA** - Postępy materiałowe w technice ekranowania pola elektromagnetycznego 205
54 **Piotr PRZYBYŁEK** - Weryfikacja i korekta metod fizykochemicznych wykorzystywanych do wyznaczania zawartości wody w papierze izolacyjnym 208
55 **Aleksandra RAKOWSKA** - Analiza porównawcza stosowania wysokonapięciowych linii kablowych i napowietrznych 212
56 **Przemysław RANACHOWSKI, Feliks REJMUND, Maciej JAROSZEWSKI** - Ocena degradacji tworzyw ceramicznych izolatorów liniowych WN po wieloletniej eksploatacji na podstawie badań ultradźwiękowych i strukturalnych 216
57 **Wojciech SIKORSKI, Krzysztof SIODŁA** - Identyfikacja źródeł wyładowań niezupełnych występujących w transformatorach energetycznych na podstawie analizy sygnałów emisji akustycznej 220
58 **Konrad SOBOLEWSKI** - Analiza zagrożenia urządzeń teleinformatycznych przepięciami indukowanymi w pętlach instalacyjnych sieci transmisji danych 224
59 **Andrzej SOWA, Jarosław WIATER** - Ochrona przed impulsowymi narażeniami elektromagnetycznymi obwodów niskonapięciowych na stacji elektroenergetycznej 228
60 **Andrzej SOWA, Jarosław WIATER** - Oddziaływanie układów SN stacji elektroenergetycznej na systemy teleinformatyczne w dużym obiekcie przemysłowym 232
61 **Paweł STANIEK, Marek OSSOWSKI, Hanna MOŚCICKA-GRZESIAK** - Odpowiedź dielektryczna układu papier-olej w warunkach wystąpienia punktowego przegrzania izolacji 234
62 **Jan SUBOCZ, Dariusz KOWALSKI, Jan ZIAJA** - Wpływ parametrów zasilania na promieniowanie wysokonapięciowych lamp UV 238
63 **Jan SUBOCZ, Ryszard MALEWSKI, Marek SZROT, Janusz PŁOWUCHA** - Doświadczenia w ocenie zawilgocenia izolacji transformatorów 241
64 **Przemysław SUL** - Metoda wyznaczania czasu odpowiedzi boczników prądów udarowych 245
65 **Marek SZADKOWSKI** - Izolacja powietrzna szyn giętkich rozdzielni WN i NN w warunkach przepływu prądu zwarciowego 248
66 **Marcin SZCZEPANIAK** - Badanie wpływu narażeń elektromagnetycznych na urządzenia elektroniczne inicjujące detonację w technice wojskowej 252
67 **Jarosław SZYMAŃSKI, Andrzej GRACZKOWSKI, Krzysztof WALCZAK** - Analiza wpływu niejednorodności zawilgocenia izolacji papierowo-olejowej na spektrum napięcia powrotnego w oparciu o model matematyczny zjawisk polaryzacyjnych 256
68 **Adam TYMAŃ** - Trzecia harmoniczna prądu upływu jako parametr oceny diagnostycznej izolatorów kompozytowych 260
69 **Krzysztof WALCZAK, Andrzej GRACZKOWSKI, Jarosław GIELNIAK, Hubert MORAŃDA, Hanna MOŚCICKA-GRZESIAK, Chandima EKANAYAKE, Stanisław GUBAŃSKI** - Odpowiedź dielektryczna częstotliwościowa próbek celulozowych w różnym stopniu zawilgoconych i zestarzonych 264
70 **Jarosław WIATER** - Wpływ rezystywności gruntu stacji elektroenergetycznej WN na zagrożenie piorunowe obwodów telemechaniki 268
71 **Stefan WOLNY** - Analiza zaniku napięcia powrotnego izolacji papierowo-olejowej 272
72 **Stefan WOLNY, Józef KĘDZIA, Maciej ZDANOWSKI** - Analiza elektryzacji strumieniowej w ujęciu modeli przepływu laminarnego i turbulentnego 276
73 **Stefan WOLNY, Maciej ZDANOWSKI** - Wyznaczanie parametrów schematu zastępczego izolacji papierowo-olejowej za pomocą metody PDC 279
74 **Tadeusz WSZOŁEK** - Prognozowanie poziomu L_{DWN} hałasu ulotu w liniach elektroenergetycznych WN 283
75 **Zdzisław ZAŁUCKI** - Opóźnione przeskoki elektryczne w przerwie stykowej łącznika próżniowego 287
76 **Maciej ZDANOWSKI** - Wpływ składu mieszaniny cieczy izolacyjnych na parametry modelu elektryzacji w układzie wirującej tarczy 292
77 **Maciej ZDANOWSKI, Stefan WOLNY, Dariusz ZMARZŁY** - Metody wyznaczania objętościowej gęstości ładunku q_w na granicy fazy stałej i ciekłej 296
78 **Tomasz ZDZIARSKI** - Oddziaływanie bezpośredniego wyładowania piorunowego w linię elektroenergetyczną na parametry sygnałów wysokiej częstotliwości przesyłanych liniami elektroenergetycznymi 299
79 **Marek ZENKER** - Relaksacja dielektryczna struktury fazowej kopolimerów multiblokowych 303
80 **Waldemar ZIOMEK, Krishnamurthy VIJAYAN, Willi FELBER** - Rozwój energetycznych transformatorów regulacji fazowej (PST) w Pauwels Kanada 306
81 **Dariusz ZMARZŁY, Paweł AKSAMIT** - Modele analityczne elektryzacji strumieniowej 310
82 **Dariusz ZMARZŁY, Paweł AKSAMIT** - Procesy przejściowe elektryzacji strumieniowej 314
83 **Paweł ZYDROŃ** - Przetwarzanie sygnałów i wizualizacja danych w pomiarach i analizie wyładowań niezupełnych 318
84 **Paweł ŻYŁKA, Tomasz KRAUSE** - Warstwowe struktury elastomerów elektroaktywnych z ładunkiem przestrzennym 322
85 **Marek FLORKOWSKI, Jakub FURGAŁ** - Analiza odpowiedzi częstotliwościowych uszkodzonych uzwojeń transformatorów 326
86 **Sabina DOMARADZKA** - Wyładowania elektrostatyczne a iskrobezpieczeństwo w przestrzeniach zagrożonych wybuchem 330
87 **Andrzej BAŃCER, Henryk STAWORKO** - Doświadczenia TELE-FONIKI KABLE S.A. w zakresie wykonawstwa linii kablowych 110 kV i wytyczne w doborze kabla w liniach kablowych wysokich napięć 333
Indeks autorów 336
Wybrane zdjęcia z Konferencji 337

Uwaga: Prace 85-87 umieszczono poza kolejnością alfabetyczną, ponieważ wpłynęły już po złożeniu numeru.

PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY – KONFERENCJE ROK 2006 Nr.1

Contents

1	**Paweł ANDRUSZKIEWICZ -** Changes of complex dielectric permittivity for thermally aged polyvinyl chloride	7
2	**Przemysław BADUCHOWSKI, Izabella BETIUK, Maciej RZEPECKI, Tomasz KOŁTUNOWICZ, Czesław KARWAT** - Failure of a PKTN-110/123/630 bushing	10
3	**Szymon BANASZAK, Lech SUBOCZ** - Method for estimation ageing level of composite insulators	13
4	**Andrzej BAŃCER -** Losses in power transmission in 110 kV cable lines	17
5	**Ryszard BATURA** - Overvoltages generated during switching unloaded medium voltage (MV) power cable lines by a vacuum switch	21
6	**Jerzy BIELECKI, Jacek WAŃKOWICZ** - Models of ceramic and composite insulators At cyclic loads	25
7	**Bogusław BOCHEŃSKI** - Influence of voltage distortion on loadability of power transformers	28
8	**Tomasz BOCZAR, Andrzej CICHOŃ** - The influence of the propagation path of the acoustic emission signals generated by partial discharges on the wavelet analysis results	32
9	**Tomasz BOCZAR, Marcin LORENC** - Wavelet analysis of the signals modeling the apparatus used in the acoustic method of partial discharge measurement	36
10	**Sebastian BORUCKI, Tomasz BOCZAR** - The effectiveness of recognizing basic partial discharge forms by artificial neuron networks using the results of the time-frequency analysis of the AE signals	41
11	**Witold BRETUJ, Janusz FLESZYŃSKI, Krzysztof WIECZOREK** - Degradation processes of composite insulators under artificial rain conditions	45
12	**Witold BRETUJ, Janusz FLESZYŃSKI, Krzysztof WIECZOREK** - Laboratory ageing test of silicone rubber insulators in fog conditions	49
13	**Bolesław BRÓDKA, Hanna MOŚCICKA-GRZESIAK** - Structure of cellulose in the aspect of paper-oil insulation degradation	53
14	**Anna BRYSZEWSKA-MAZUREK, Wojciech MAZUREK, Jerzy RUTKOWSKI** - The influence of electric field on the condensation of HFC 141b in a vertical pipe	57
15	**Anna BRYSZEWSKA-MAZUREK, Wojciech MAZUREK, Jerzy RUTKOWSKI** - The influence of electric field on the evaporation of HFC 141b in a vertical pipe	60
16	**Jan BURSA, Jerzy POMIANOWSKI** - New polymer dielectric material for electrical insulation	63
17	**Jarosław DAŁEK, Ilona GLIŃSKA, Janusz OSTROWSKI** - The device for continuous measuring over voltages on the highest voltage transformers - for monitoring them, with transmission the results of these measurements to computer	66
18	**Bartłomiej DOLATA, Volker WASSERBERG, Hossein BORSI, Ernst GOCKENBACH, Horst BAEHR** - New synthetic ester oil. Electric and dielectric properties	71
19	**Janusz FLESZYŃSKI, Zbigniew POHL, Stanisław RÓŻECKI** - On the necessity to optimise shape and structural parameters of composite insulators	75
20	**Barbara FLORKOWSKA, Wiesław NOWAK, Andrzej JACKOWICZ-KORCZYŃSKI, Mieczysław TIMLER** - The modeling of electric and magnetic fields in live line working	79
21	**Jarosław GIELNIAK, Andrzej GRACZKOWSKI, Hubert MORAŃDA, Krzysztof WALCZAK, Marek OSSOWSKI, Jarosław SZYMAŃSKI, Piotr PRZYBYŁEK, Bolesław BRÓDKA, Hanna MOŚCICKA-GRZESIAK, Lech TATARSKI, Narcyz BANDOSZ** - The assessment of moisture content of power transformers insulation	84
22	**Jarosław GIELNIAK, Andrzej GRACZKOWSKI, Jerzy KOŁOWROTKIEWICZ, Krzysztof SIODŁA, Wojciech SZELĄG, Krzysztof WALCZAK, Lech DŁUGIEWICZ, Roman NEUMAN** - The investigations of high voltage squirrel cage motor designed to work in cryogenic temperature	88
23	**Eugeniusz GLATMAN, Eugeniusz PIECHOCZEK, Waldemar SKOMUDEK** - The UV inspection technology in insulating systems and conductors of HV lines	92
24	**Andrzej GRACZKOWSKI, Jarosław GIELNIAK, Piotr PRZYBYŁEK, Jarosław SZYMAŃSKI, Krzysztof WALCZAK, Stanisław R. NEUMAN** - Comparison of the results of moisture content evaluation derived from physicochemical analysis and dielectric response analysis	95
25	**Jerzy JANISZEWSKI** - New constructional solutions of vacuum switches contacts	99
26	**Ryszard KACPRZYK** - Electrostatic hazards in the technological environment	102
27	**Ryszard KACPRZYK, Włodzimierz MIŚTA** - Electrical properties of a plasma reactor with back corona discharges	107
28	**Jacek KARPIŃSKI** - DGA diagnosis with the use of statistical analysis	111
29	**Wojciech KASPRZAK, Zbigniew NADOLNY, Michał S. KACZMAREK, Zenon WOŹNIAK, Zdzisław BŁASZCZAK** - Research on electrical strength and computer simulation of electric field distribution in Kerr cell's area as basic investigation on it's use in electric field measurement on a high voltage insulating system's surface	114
30	**Wojciech KASPRZAK, Zbigniew NADOLNY** - Electric field intensity distribution control along 220 kV composite insulator surface using insulating materials with high electrical permittivity	117
31	**Marceli KAŹMIERSKI, Igor KERSZ, Agnieszka WOSIAK** - On–line monitoring system of power transformers, the first operational experience	121
32	**Anna KISIEL, Leszek WOŹNY** - Piezopolymers at low temperature applications	125
33	**Anna KISIEL, Leszek WOŹNY** - The influence of polymer structure on efficiency of polarization process	129
34	**Tomasz KRAUSE** - Decay of space charge distribution during thermostimulated discharge process in polycarbonate film	133
35	**Edmund KUFFEL, Waldemar ZIOMEK** - Research funding in engineering and science in Canadian universities	137
36	**Krzysztof LENARCZYK** - Magnetic field surrounding construction tower leading lightning discharge current	140
37	**Andrzej ŁASICA** - Measurement of the density of the current on the collecting electrode of the model of an electrostatic precipitator	144
38	**Bożena ŁOWKIS, Edmund MOTYL** - The effects of environmental factors on electrostatic properties of polypropylene fabrics	148
39	**Grzegorz MALITOWSKI** - The analysis of partial discharge measurements repetition in selected measuring systems	152
40	**January Lech MIKULSKI, Marcin Maciej MACKIEWICZ** - The influence of non-standard lightning voltage impulses on withstand voltage lines and stations	155
41	**January Lech MIKULSKI, Piotr POŁOCZANIN, Ludomir DUDA** - Mist fire extinguishing system for live electrical equipment	158
42	**Hubert MORAŃDA, Maik KOCH** - A programme for analysis of dielectrics frequency response (FDS)	162
43	**Hubert MORAŃDA, Hanna MOŚCICKA-GRZESIAK, Jarosław GIELNIAK, Stanisław R. NEUMANN, Piotr PRZYBYŁEK, Krzysztof WALCZAK, Wojciech SIKORSKI, Krzysztof SIODŁA, Paweł STANIEK** - Bubble effect – formation and monitoring	166
44	**Edmund MOTYL, Daniel DOPIERAŁA, Robert SOLAREK** - Generator of high voltage nanosecond pulses	170

45 **Zbigniew NADOLNY** - Thermal effect analysis caused by partial discharges on high voltage system models using infrared camera 174
46 **Wiesław NOWAK, Rafał TARKO** - Estimation of lightning surges level in 110 kV substation 178
47 **Marek OLESZ** - The influence of electrical treeing on level of charges in polyethylene insulation 182
48 **Marek OLESZ** - Partial discharges in polyethylene insulation under switching impulses superimposed on AC voltage 186
49 **Marcin OLSZEWSKI, Zbigniew NADOLNY** - Analysis of relationship between temperature field and electric field on example of composite power transmission line insulator 220 kV 190
50 **Jarosław PELWECKI** - Ionic composites polymer/metal as tool for modern actuators and sensors 194
51 **Krzysztof PIETRZAK, Jerzy NADACZNY, Piotr ZUBIELIK** - Investigation of the insulating system of power generators with the use of measurement and analysis of partial discharge 198
52 **Tomasz PIOTROWSKI, Wojciech ROKOSZEWSKI -** Utilization of WWW technology for the transfer of knowledge about insulation diagnostics of power transformers 202
53 **Janina POSPIESZNA** - Material advances in electromagnetic field shielding technology 205
54 **Piotr PRZYBYŁEK** - Verification and correction of physicochemical methods used to water content in insulation paper determination 208
55 **Aleksandra RAKOWSKA** - The comparative analysis of high voltage cable and overhead lines application 212
56 **Przemysław RANACHOWSKI, Feliks REJMUND, Maciej JAROSZEWSKI** - Assessment of degradation process advancement of long time operated HV insulator materials using ultrasonic and microscopic investigation 216
57 **Wojciech SIKORSKI, Krzysztof SIODŁA** - Identification of partial discharges sources occurring in power transformers on the basis of acoustic emission signals analysis 220
58 **Konrad SOBOLEWSKI** - The analysis of menace for telecommunication devices arises from induced overvoltages in data transmission lines 224
59 **Andrzej SOWA, Jarosław WIATER** - Low voltage circuits protection against electromagnetic impulse on the substation 228
60 **Andrzej SOWA, Jarosław WIATER** - MV substation influence on the large industrial plant data communications systems 232
61 **Paweł STANIEK, Marek OSSOWSKI, Hanna MOŚCICKA-GRZESIAK** - Dielectric response of oil-paper insulating system in conditions of local insulation overheating 234
62 **Jan SUBOCZ, Dariusz KOWALSKI, Jan ZIAJA** - Emission parameters of high voltage UV lamps 238
63 **Jan SUBOCZ, Ryszard MALEWSKI, Marek SZROT, Janusz PŁOWUCHA** - Experiences with estimating moisture content in transformers insulation 241
64 **Przemysław SUL** - The method of calculation the surge currents shunt's response time 245
65 **Marek SZADKOWSKI** - An insulation system of HV and EHV flexible bus-bars in switching stations during short-circuit current 248
66 **Marcin SZCZEPANIAK** - Investigations of influence of electromagnetic field on electronic equipment initializing detonation in military technique 252
67 **Jarosław SZYMAŃSKI, Andrzej GRACZKOWSKI, Krzysztof WALCZAK** - Analysis of influence of a non-uniform distribution of moisture in oil-paper insulation using a mathematical model of polarization phenomena 256
68 **Adam TYMAŃ** - Third harmonic of leakage current as a diagnostic parameter of composite insulators 260
69 **Krzysztof WALCZAK, Andrzej GRACZKOWSKI, Jarosław GIELNIAK, Hubert MORAŃDA, Hanna MOŚCICKA-GRZESIAK, Chandima EKANAYAKE, Stanisław GUBAŃSKI** - Dielectric frequency response of cellulose samples with various degree of moisture content and aging 264
70 **Jarosław WIATER** - Ground resistivity influence on the HV substation telemechanic circuits lightning hazard 268
71 **Stefan WOLNY** - The analysis of the recovery voltage decay of paper oil insulation 272
72 **Stefan WOLNY, Józef KĘDZIA, Maciej ZDANOWSKI** - The analysis of streaming electrification from a perspective of laminar and turbulent flow models 276
73 **Stefan WOLNY, Maciej ZDANOWSKI** - Determination of the parameters of the equivalent circuit diagrams of paper-oil insulation by the PDC method 279
74 **Tadeusz WSZOŁEK** - Prediction of corona audible noise L_{DEN} level from UHV power lines 283
75 **Zdzisław ZAŁUCKI** - Delayed electrical breakdowns in a vacuum contact gap 287
76 **Maciej ZDANOWSKI** - The influence of the insulation liquid mixture composition on the electrification model parameters in the spinning disk system 292
77 **Maciej ZDANOWSKI, Stefan WOLNY, Dariusz ZMARZŁY** - Methods of determining volume density of charge q_w on the border of the solid and the liquid phases 296
78 **Tomasz ZDZIARSKI** - Influence of transmission line parameters on change of lightning signal which propagate in this line 299
79 **Marek ZENKER** - Dielectric relaxation and glass transition of multiblock copolymers 303
80 **Waldemar ZIOMEK, Krishnamurthy VIJAYAN, Willi FELBER** - Development of Phase Shifting Transformers at Pauwels Canada 306
81 **Dariusz ZMARZŁY, Paweł AKSAMIT** - Analytical models of streaming electrification 310
82 **Dariusz ZMARZŁY, Paweł AKSAMIT** - The transitory processes of the streaming electrification 314
83 **Paweł ZYDROŃ** - Signal processing and data visualization in measurements and analysis of partial discharges 318
84 **Paweł ŻYŁKA, Tomasz KRAUSE** - Multilayer elastomer structures with charge formation 322
85 **Marek FLORKOWSKI, Jakub FURGAŁ** - Analysis of frequency responses of damaged transformer windings 326
86 **Sabina DOMARADZKA** - Electrostatic discharge and safety condition in explosion hazards atmosphere 330
87 **Andrzej BAŃCER, Henryk STAWORKO** - Experience of 110 kV cable lines installing by Tele-Fonika Kable S.A 333

Authors index 336

Selected photos from the Conference 337

Paweł ANDRUSZKIEWICZ

Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki

Zmiany zespolonej przenikalności dielektrycznej w starzonym termicznie polichlorku winylu

Streszczenie. *Przeprowadzono próby przyspieszonego starzenia termicznego polichlorku winylu. W trakcie badań wykonywano pomiary zespolonej przenikalności elektrycznej w zakresie częstotliwości od 20Hz do 1MHz. Wyniki pomiarów aproksymowano równaniami Cole-Cole'a i Havriliaka-Negamiego. Zaobserwowane zmiany parametrów opisujących zjawiska relaksacyjne mogą służyć do oceny stanu zestarzenia materiału.*

Abstract*. Accelerated ageing test of polyvinyl chloride was performed with the simultaneous measurements of complex permittivity in frequency range from 20Hz to 1MHz. Obtained results were fitted with Cole-Cole and Havriliak-Negami equations. Changes of parameters, which are describing dielectric relaxation phenomena, could be used to estimate degradation level of the material. (**Changes of Complex Dielectric Permittivity for Thermally Aged Polyvinyl Chloride**).*

Słowa kluczowe: polichlorek winylu, starzenie termiczne, przenikalność elektryczna.
Keywords: polyvinyl chloride, thermal ageing, dielectric permittivity.

Wstęp

Pomiary przenikalności elektrycznej są coraz częściej stosowane do oceny stanu izolacji urządzeń elektroenergetycznych. Największe znaczenie praktyczne ma ocena zawartości wilgoci w izolacji papierowo-olejowej transformatorów dużych mocy [1,2]. Możliwe jest również wyznaczenie zawartości wilgoci w kablach energetycznych o izolacji papierowej [3] oraz wyznaczenie wybranych parametrów fizycznych materiału, jak np. temperatura zeszklenia [4]. Celem badań była ocena możliwości zastosowania analizy zmian zjawisk relaksacyjnych do oceny stopnia degradacji polichlorku winylu.

Metodyka badań

Do badań wykorzystano dwie odmiany produkowanego komercyjnie polichlorku winylu (PCW). Badanie czystego polimeru uzyskanego w warunkach laboratoryjnych nie ma w przypadku PCW znaczenia praktycznego, gdyż ze względu na jego małą stabilność, przetwarzanie bez dodatków stabilizatorów i plastyfikatorów jest praktycznie nie możliwe [5]. W celu zapewnienia zadawalającej dokładności pomiaru zarówno parametrów elektrycznych jak i wymiarów, wykorzystano próbki o grubości 2 mm i kwadratowe elektrody stalowe o boku długości 200 mm. Pomiary wykonywano mostkiem RLC Hawlett-Packard model HP4284A, w zakresie częstotliwości 20 Hz – 1 MHz, przy napięciu 10V. Wyniki aproksymowano równaniem Havriliaka-Negamiego z uwzględnieniem przewodnictwa w postaci:

$$\varepsilon(\omega) = -j\left(\frac{\sigma_0}{\varepsilon_0 \omega}\right)^N + \varepsilon_i + \frac{\Delta\varepsilon}{\left(1+(j\omega\tau)^\alpha\right)^\beta} \quad (1)$$

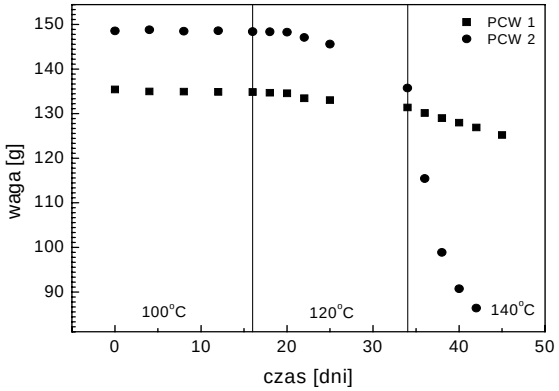
gdzie: $\Delta\varepsilon = \varepsilon_0 - \varepsilon_i$, ε_i – przenikalność dielektryczna dla częstotliwości dążącej do nieskończoności, ε_0 – przenikalność dielektryczna w polu statycznym, τ – uogólniona stała czasowa relaksacji, α, β – współczynniki szerokości i asymetrii rozkładu τ, ω – pulsacja, σ_0 przewodnictwo stałoprądowe, *N* - współczynnik zależny od charakteru przewodnictwa.

Wstępne próby starzenia rozpoczęto w temperaturze 100°C, którą następnie zwiększano kolejno do 120°C i 140°C. Próbki co pewien czas wyjmowano z komory i wykonywano pomiary wymiarów, wagi oraz przenikalności elektrycznej. Wyniki zebrano w tabeli 1. Na początku starzenia jak i po każdym podniesieniu temperatury, widoczne jest występowanie skurczu próbki, to znaczy spadek długości boku z jednoczesnym wzrostem grubości. Jest to związane z relaksacją naprężeń powstałych w procesie produkcji. W temperaturze 100°C występuje stabilizacja wymiarów próbki z obserwowaną stopniową utratą masy, a w wyższych temperaturach utrata masy jest szybsza i towarzyszy jej zmniejszanie rozmiarów próbek.

Tabela 1. Parametry próbek w czasie starzenia.

T [°C]	PCW 1			PCW 2		
	Długość	Grubość	Waga	Długość	Grubość	Waga
	%	%	%	%	%	%
->100	-5,67	5,47	-0,33	-2,95	2,51	-0,15
100	0,00	0,00	-0,11	0,00	0,00	-0,13
100->120	-3,13	2,83	-0,12	-2,10	1,87	-0,05
120	-1,49	-0,46	-2,43	-4,77	-1,38	-8,49
120->140	-1,26	0,46	-0,93	-4,76	-1,40	-14,94
140	-1,79	-0,92	-3,81	-2,63	-5,66	-25,13
Zmiana całkowita	-12,7	7,46	-7,55	-16,1	-4,31	-41,91

Na rysunku 1 przedstawiono zmiany masy próbek w czasie starzenia. Widoczna jest wyraźna różnica w przebiegu procesu degradacji obu materiałów: w przypadku próbki PCW1 występuje spowolnienie spowodowane działaniem stabilizatorów. Zaobserwować można również bardzo duże różnice w dynamice przebiegu procesu starzenia obu rodzajów próbek [6]. Utracie masy towarzyszyło pękanie próbek (rys. 2), który to proces ograniczał czas trwania próby. W przypadku PCW2 badania zakończono po stwierdzeniu utraty prawie 42 % masy próbek. Rysunek 3 przedstawia przekroje poprzeczne próbek PCW1 i PCW2 na różnych etapach starzenia wstępnego, różniących się temperaturą.



Rys.1. Zmiany masy próbek w czasie starzenia.

Widoczna jest nierównomierna zmiana koloru w przekroju dla próbki PCW1 dla temperatury 140°C. Wynika ona prawdopodobnie z niedostatecznego dostępu tlenu

oraz prędkości dyfuzji produktów rozkładu w objętości próbki i świadczy o nierównomiernym przebiegu procesów starzeniowych. W celu uniknięcia błędów spowodowanych różnicą przebiegów degradacji materiału, oraz niestabilnością wymiarów, badania właściwe przeprowadzono dla temperatury 100°C.



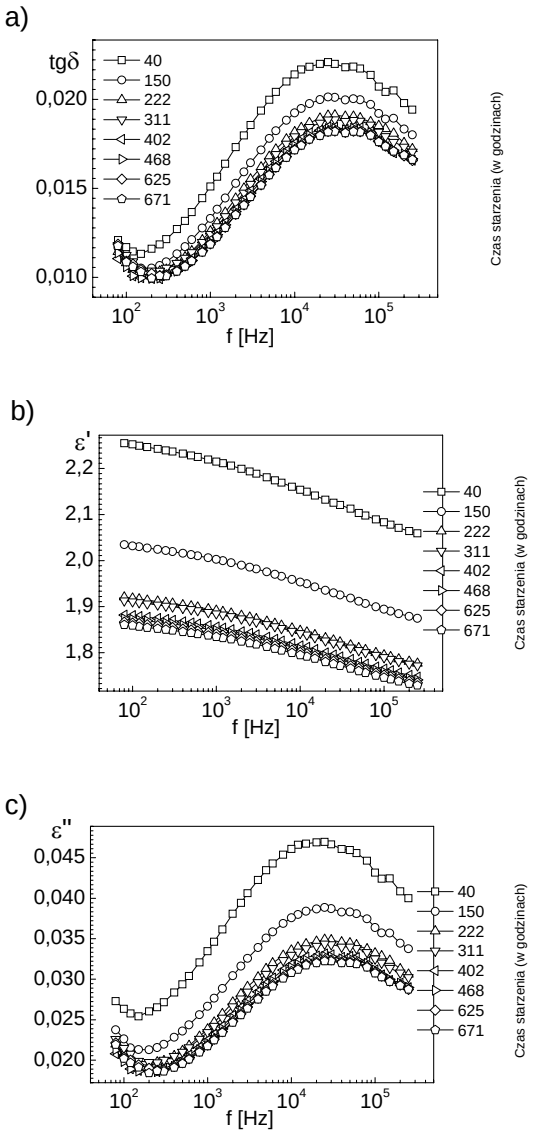
Rys.2. Próbka PCW2 po wstępnej próbie starzenia.



Rys.3. Przekroje próbek PCW1 i PCW2 na poszczególnych etapach starzenia wstępnego.

Wyniki badań

Rysunki 4 i 5 przedstawiają charakterystyki częstotliwościowe współczynnika strat dielektrycznych oraz części urojonej i rzeczywistej zespolonej przenikalności elektrycznej dla próbek PCW1 i PCW2. W obu przypadkach widoczne jest występowanie głównej struktury relaksacyjnej o szerokim rozkładzie stałych czasowych z maksimum występującym pomiędzy 10^4Hz i 10^5Hz oraz przewodnictwa poniżej częstotliwości 200Hz. Dla PCW2 rozkład τ jest symetryczny i zgodny z modelem Cole-Cole'a (β = 1 w równaniu 1), a dla PCW1 występuje asymetria i konieczne jest zastosowanie równania Havriliaka-Negamiego (1). Ze względu na ograniczony z dołu zakres częstotliwości pomiaru parametrów przewodnictwa nie poddano analizie. Na rysunku 6a przedstawiono zmiany stałych czasowych relaksacji. W przypadku PCW1 ze względu na konieczność zastosowania modelu Havriliaka-Negamiego stała czasowa nie pokrywa się z maksimum wykresu części urojonej zespolonej przenikalności elektrycznej, przedstawiono więc dodatkowo τ_{1max}, która odpowiada temu maksimum. Zarówno τ_1 jak i τ_{1max} wykazują w czasie starzenia wyraźną tendencję spadkową, a większy rozrzut w przypadku pierwszej z nich wynika z błędów aproksymacji spowodowanych ograniczeniem zakresu pomiarowego od strony wysokich częstotliwości. Dla PCW2 występuje początkowy spadek a następnie niewielki wzrost i powrót do tendencji spadkowej. Jest to prawdopodobnie spowodowane działaniem stabilizatorów. Na rysunku 6b widoczny jest niewielki spadek polaryzowalności dla obu badanych odmian PCW. Rysunek 6c przedstawia zmiany współczynników zależnych od rozkładu stałych czasowych relaksacji. Dla obu badanych materiałów występuje niewielki spadek α, co oznacza że rozkład τ staje się coraz szerszy, a wzrost β dla PCW2 oznacza zmniejszanie jego asymetrii.

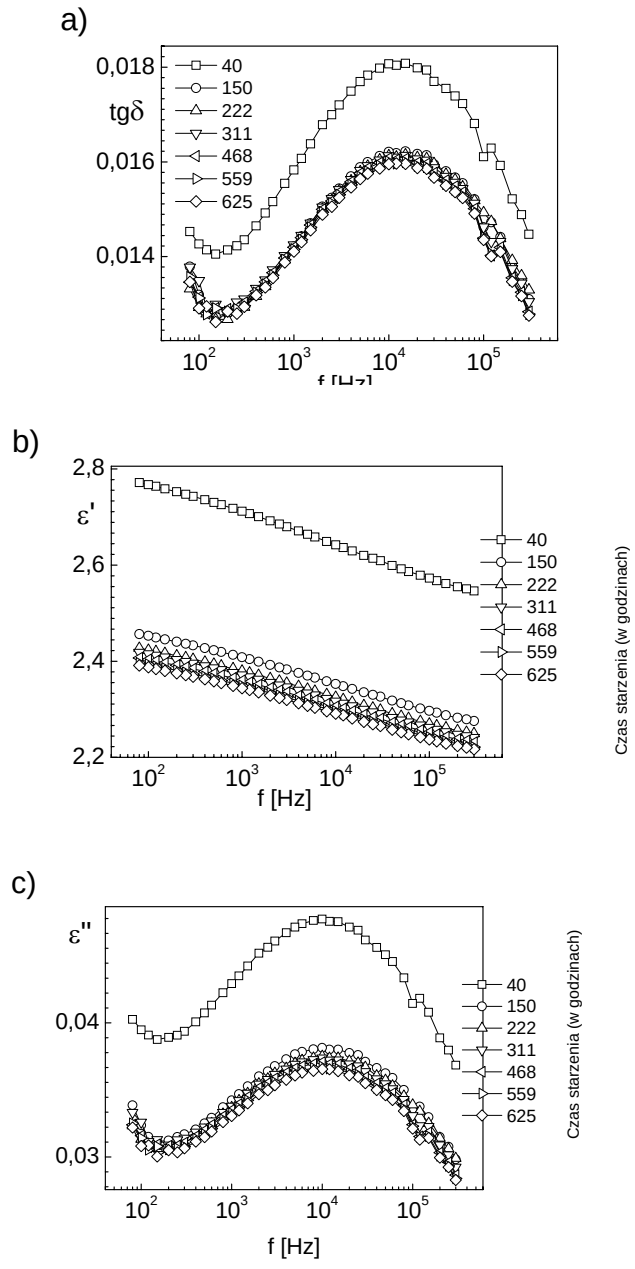


Rys.4. Charakterystyki częstotliwościowe współczynnika strat dielektrycznych (a), części rzeczywistej (b) i urojonej (c) zespolonej przenikalności elektrycznej dla próbki PCW1

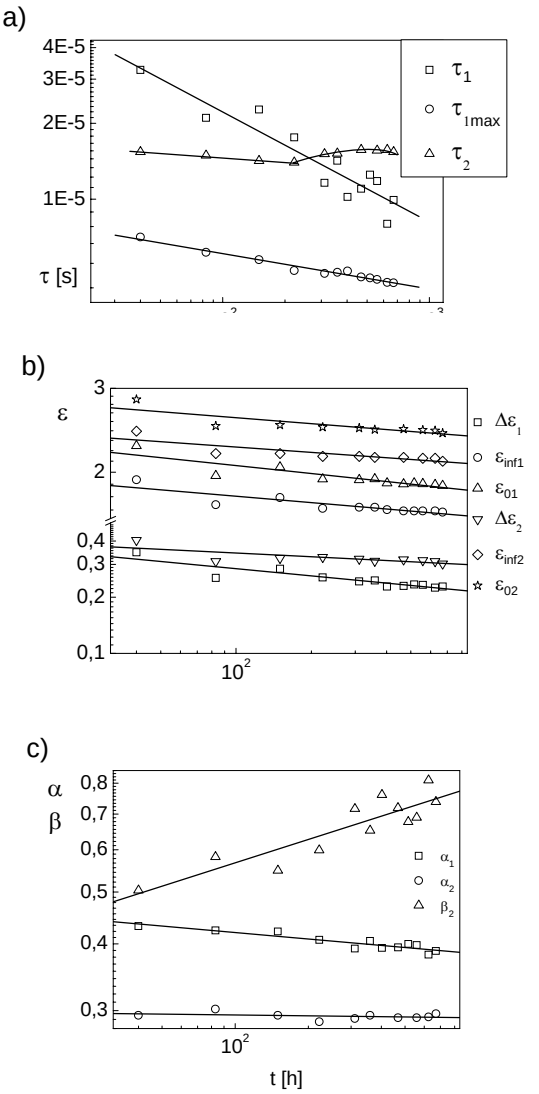
Wnioski

- Próby przyspieszonego starzenia termicznego wymagają poddania materiału oddziaływaniu temperatury znacznie wyższej od dopuszczalnej długotrwale temperatury pracy. Może to powodować zmianę kształtu (skurcz w przypadku PCW) lub nawet topnienie materiału. Zjawiska te utrudniają dokładne pomiary przenikalności elektrycznej.
- Dodatek stabilizatorów może wpływać na przebieg starzenia polimeru na dwa sposoby: wydłużając czas inicjacji procesów starzeniowych lub je spowalniając [6]. Znajduje to odzwierciedlenie w zmianach charakterystyk zespolonej przenikalności elektrycznej.

- Zastosowanie zbyt wysokiej temperatury starzenia polimeru może powodować nierównomierne starzenie w objętości próbki ze względu na zróżnicowany dostęp tlenu i zbyt wolne odprowadzanie produktów rozkładu z objętości próbki.
- Starzenie materiału powoduje zmiany parametrów opisujących zjawiska relaksacyjne w materiale. W przypadku PCW parametrem najlepiej oddającym te zmiany była stała czasowa relaksacji.



Rys.5. Charakterystyki częstotliwościowe współczynnika strat dielektrycznych (a), części rzeczywistej (b) i urojonej (c) zespolonej przenikalności elektrycznej dla próbki PCW2



Rys.6. Zmiany stałej czasowej τ (a), $\Delta\varepsilon$, ε_0, ε_i (b) i parametrów α i β (c) dla PCW_1 i PCW_2.

LITERATURA

[1] Gielniak J., Graczkowski A., Mościcka-Grzesiak H., Nadolny Z., Ossowski M., Przybyłek P., Walczak K.: Ocena zawilgocenia izolacji papier-olej transformatorów energetycznych z wykorzystaniem metod polaryzacyjnych oraz fizykochemicznych, *X Sympozjum EUI'05, Krynica*, (2005), s. 112-115

[2] Subocz J.: Zjawiska relaksacyjne w zawilgoconej izolacji papierowo-olejowej, *VII Sympozjum IW'04, Poznań-Będlewo*, (2004), s. 213-217

[3] Neimanis R.: On Estimation of Moisture Content in Mass Impregnated Distribution Cables, Royal Institute of Technology, Stockholm

[4] Santucci S. C., Corezzi S., Fioretto D.: Glass Transition of an Epoxy Resin. A Wideband Dielectric Investigation, *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 8, No 3, (2001), pp. 373-376

[5] Obłój-Muzaj M., Świerz-Matysia B., Szabłowska B.: Polichlorek winylu, WNT, Warszawa 1997

[6] Benavides R., Castillo B.M., Castaneda A.O., Lopez G.M., Arais G.: Different Thermo-Oxidative Degradation Routes In Poly(vinyl Chloride), *Polymer Degradation and Stability*, no. 73, (2001), pp. 417-423

***Autor**: mgr inż. Paweł Andruszkiewicz, Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki, ul. Sikorskiego 37, 70-313 Szczecin, E-mail: andrut@ps.pl*

Przemysław BADUCHOWSKI, Izabella BETIUK, Maciej RZEPECKI,

Tomasz KOŁTUNOWICZ, Czesław KARWAT

Politechnika Lubelska, Katedra Urządzeń Elektrycznych i TWN

Uszkodzenia przepustu transformatorowego PKTN-110/123/630

Streszczenie. *W artykule podano historię eksploatacji transformatora, warunki pogodowe i stopień obciążenia transformatora podczas uszkodzenia przepustu. Dokonano analizy zakłóceń występujących w okresie poprzedzającym uszkodzenie przepustu. Przeprowadzono prace dla ustalenia rozmiarów uszkodzenia oraz pomiary rezystancji izolacji i rozkładu natężenia pola w rdzeniu, wskazano na przypuszczalne przyczyny jego uszkodzenia.*

Abstrakt. *The papier presents a transformer operation history, weather conditions and the transformer load rate. Operations faults that have occurred priori to the bushing failure have been analyzed. Investigation into the failure extent as well as measurements of the insulation resistance and field intensity distribution in to core have been performed. Probable reasons for the failure occurrence have been indicated.* ***(Failure of a PKTN-110/123/630 bushing).***

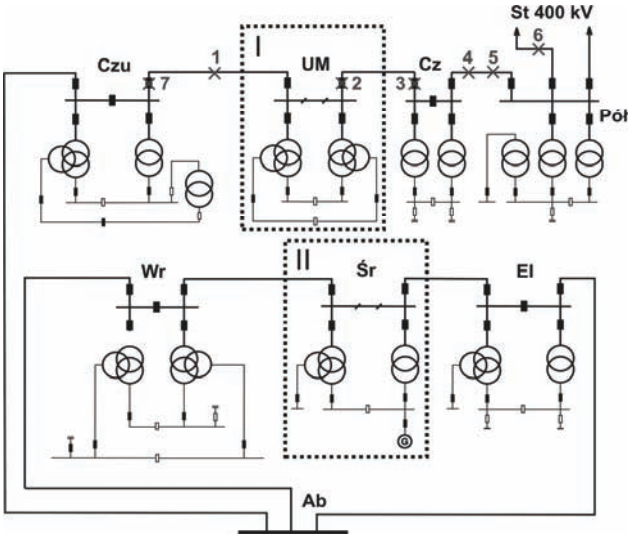
Słowa kluczowe: przepust transformatorowy, rdzeń z papieru bakelizowanego, ekrany sterujące, rozwój wyładowania
Keywords: bushing, load rate core made of bakelite paper, control screens, discharge development

Wstęp

Transformator TORb-16000/110 został wyprodukowany w 1976 r. W latach 1977 – 97 zainstalowany był w stacji UM (rys. 1). W latach 1982 – 90 wystąpiło szereg uszkodzeń i zakłóceń w pracy sieci, co spowodowało zadziałanie zabezpieczeń i wyłączenie napięcia.

Zakłócenia w pracy stacji spowodowane były zwarciami przewodów z ziemią (zerwanie przewodów), uszkodzeniami odgromników, uszkodzeniem izolatora liniowego (urwany), uszkodzeniem przekładnika prądowego oraz wyłączeniami podczas burzy. Na schemacie sieci elektrycznej (rys. 1) poddano miejsca wystąpienia tych uszkodzeń.

Uszkodzenie 2 nastąpiło w stacji UM, zakłócenie 3 i 7 w sąsiednich stacji Cz i Czu, zakłócenie 1 na linii łączącej stacje UM i Czu, zakłócenia 4 i 5 na linii łączącej stacje Cz i Pół, a 6 – na linii do rozdzielni 400 kV (rys .1).



Rys. 1. Schemat ruchowy części połączeń sieci rozdzielczej z zaznaczeniem miejsc, przyczyny uszkodzenia lub zakłócenia. I – miejsce zainstalowania transformatora w latach 1977 – 97, II – od roku 2001.
1 – dwukrotne działanie zabezpieczeń linii – zwarcie przemijające (z udziałem ziemi) w czasie burzy;
2 – uszkodzenie odgromnika – transformator w stacji UM (zwarcie z ziemią);
3 – uszkodzony przekładnik prądowy 110 kV w stacji Cz w polu linii UM – zwarcie 3 fazowe z ziemią, działanie zabezpieczeń, wyłączenie definitywne z czasem 0,5 s;
4 – zakłócenie trwałe (fazy ST + ziemia) w linii Pół – Cz;
5 – zerwany przewód fazy R w linii Pół – Cz;
6 – urwany izolator fazy S linii Pół – ST-400 kV tor 1;
7 – stacja Czu pole linii UM – wylaczenie.

Analiza miejsca uszkodzenia 4, 5, 6 w linii 110 kV wykazały, że zakłócenia te wystąpiły w odległości 5 – 10 km od stacji, w której był zainstalowany transformator i oddzielała je jeszcze jedna stacja, a 1 i 7 w odległości ok. 3 – 5 km od szyn stacji. Nie wystąpiło żadne wyłączenie transformatora spowodowane zakłóceniami po stronie średniego napięcia.

Okresowe badania techniczne transformatora w stacji UM nie wykazały odchyleń parametrów transformatora od wartości dopuszczalnych [1,2].

W latach 1998 – 2000 transformator ten stanowił rezerwę magazynową. Został ponownie włączony do pracy w stacji Śr (rys. 1, II) w roku 2001. Przed uruchomieniem transformatora dokonano badania oleju w zakresie: klarowności, zawartości stałych ciał obcych, zawartości wody metodą K. Fischera, temperatury zapłonu, liczby kwasowej, odporności właściwej przy 50°C, odporności właściwej przy 90°C, napięcia przebicia [3]. Wszystkie parametry potwierdziły jego wysoką jakość. Stacja Śr pracuje w pierścieniu ze stacjami Wr, El i Ab. Do chwili uszkodzenia przepustu transformatorowego nie zarejestrowano żadnego wyłączenia transformatora.

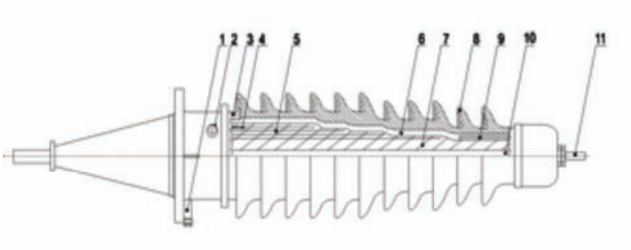
Uszkodzenie przepustu transformatorowego PKTN-110/123/630 tego transformatora nastąpiło w styczniu 2005 r. przy temperaturze otoczenia ok. 0°C i suchej bezwietrznej pogodzie, a obciążenie transformatora było mniejsze od znamionowego. Nastąpiło rozerwanie obudowy porcelanowej. Ślady uderzenia kawałków porcelany są widoczne na ścianach stacji.

Z zarejestrowanych przebiegu prądów w poszczególnych fazach uzwojenia pierwotnego i wtórnego transformatora oraz napięcia międzyfazowego wynika, że zadziałanie zabezpieczenia różnicowego nastąpilo w czasie 21 ms [4].

Budowa przepustu transformatorowego

Przepust transformatorowy PKTN-110/123/630 (rys. 2) składa się z rdzenia z papieru bakelizowanego (7) nawiniętego na sworzeń metalowy (w postaci rury) (10). Pomiędzy warstwami papieru znajduje się 24 ekrany (4 i 5). Osłona ceramiczna (8) przepustu jest jednolita i ma kształt lekko stożkowy. Przestrzeń pomiędzy osłoną (8) a rdzeniem (7) wypełniona jest olejem izolacyjnym (6). Elementy 3 i 9 mają między innymi za zadanie utrzymanie centrycznie

rdzenia w osłonie ceramicznej. Do kadzi transformatora przepust jest przymocowany za pośrednictwem okucia. Przepusty mogą mieć zawór probierczy (2) i śrubę odpowietrzającą (1) [5]. W miejscu połączenia osłony ceramicznej z okuciem znajdują się olejoodporne uszczelki gumowe.



Rys. 2. Rysunek poglądowy przepustu transformatorowego typu kondensatorowego

Prowadzone badania i pomiary

Badania rozpoczęto zapoznając się z dokumentacją techniczną przepustu transformatorowego, przebiegiem eksploatacji, zwracając szczególną uwagę na uszkodzenia urządzeń i zakłócenia występujące w sąsiedztwie transformatora od rozpoczęcia jego eksploatacji. Następnie przystąpiono do zapoznania się z budową, techniką wykonania i rodzajem użytych materiałów izolacyjnych oraz dokonano dokładnych oględzin uszkodzeń przepustu (rys. 3)



Rys. 3. Widok uszkodzeń izolatora

Stwierdzono, że powierzchnia rdzenia z papieru bakelizowanego została nadpalona i rozerwana w dolnej jego części w pobliżu okucia, a ślady pęknięć i nadpaleń występują wzdłuż rdzenia (rys. 3). Ślady te wskazały na obecność wyładowań rozwijających się po powierzchni izolacji oraz w głąb rdzenia z papieru bakelizowanego i rozwarstwienie rdzenia papierowego. Zdejmowane kolejne warstwy papieru ujawniły, że w pobliżu okucia izolatora brak częściowo ekranu aluminiowego oraz nastąpiło wyładowanie skrośne (ciemna plama), które rozwinęło się w głąb materiału izolacyjnego (rys. 4).



Rys. 4. Widok rdzenia po zdjęciu kolejnych warstw papieru bakelizowanego

Usunięcie kolejnej warstwy pozwoliło określić do jakiej głębokości się ono rozwinęło. Ostatecznie stwierdzono, że wyładowanie to wystąpiło tylko do kolejnego (drugiego) ekranu (ślady deformacji ekranu – rys. 5), o czym świadczył brak jakichkolwiek śladów przebicia po zdjęciu kolejnych warstw papieru (rys. 6).



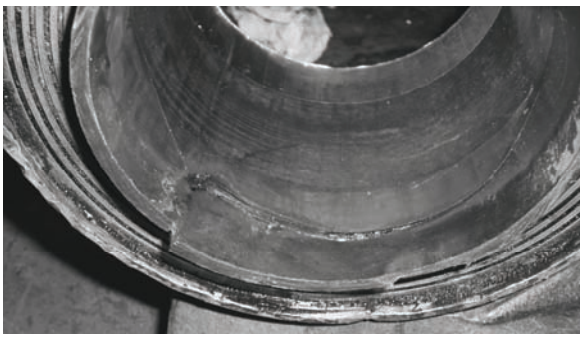
Rys. 5. Widok skutków cieplnych wyładowania



Rys. 6. Widok izolatora po zdjęciu odpowiedniej ilości warstw papieru

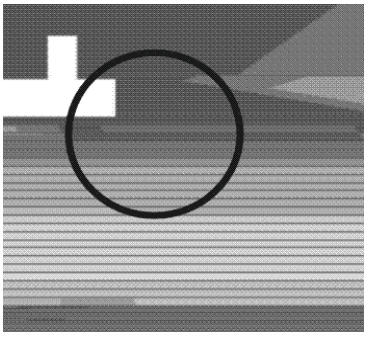
Po przecięciu poprzecznym rdzenia (rys. 7) dokonano pomiaru rezystancji izolacji pomiędzy ekranami. Pomiary te zostały przeprowadzone wysokonapięciowym miernikiem izolacji o napięciu 2,5 kV. Pomierzono rezystancję izolacji między ekranami a okuciem oraz ekranami a sworzniem (10) (rys. 2). Między pierwszym ekranem a okuciem rezystancja wyniosła 0,1 MΩ. Zgodnie z dokumentacją pierwszy ekran powinien być połączony metalicznie z okuciem. Przyczyną tak dużej rezystancji mogło być stopienie lub przerwanie ekranu spowodowane oddziaływaniami prądu zwarciowego. Między dalszymi ekranami a okuciem oraz między sworzniem a pozostałymi ekranami rezystancja wyniosła ponad 50MΩ, co świadczy, że warstwy izolacji w tej części izolatora nie uległy uszkodzeniu.

Ponieważ w pobliżu okucia stwierdzono pęknięcie warstwy rdzenia izolacyjnego, zdjęto okucie i stwierdzono widoczne pęknięcie w warstwie papieru w wewnętrznej części okucia, co mogło być spowodowane dynamicznymi i cieplnymi skutkami wyładowania (rys. 7)



Rys. 7. Widok pęknięcia w warstwie papieru wewnątrz okucia

Przy pomocy programu komputerowego wyznaczono rozkład pola elektrycznego rdzenia bakelizowanego przepustu. Wyraźne zwiększenie natężenia pola (rys. 8) występuje tam, gdzie nastąpiło największe uszkodzenie rdzenia (rys. 3 i 4), co może być przyczyną znacznej degradacji izolacji w czasie wieloletniej eksploatacji [6, 7, 8], wystąpienie wyładowań, podwyższenie temperatury izolacji, rozłączenie połączeń ekranu z okuciem, rozwarstwienie rdzenia, rozkład oleju, znaczne obniżenie wytrzymałości elektrycznej izolacji i jej przebicie.



Rys. 8. Obraz pola elektrycznego w izolacji przepustu z zaznaczeniem miejsca największego naprężenia elektrycznego (kółko)

Można również rozważyć inny wariant. Pod wpływem cieplnej degradacji materiału oraz oddziaływań mechanicznych (drgania) przy okuciu nastąpiło rozszczelnienie (uszkodzenie uszczelki) i ubytki oleju a następnie wyładowanie po powierzchni rdzenia bakelizowanego.

Badania oleju transformatora po zamontowaniu nowego izolatora wykazały, że parametry eksploatacyjne oleju nie odbiegają od normy i są zbliżone do danych uzyskanych przed uszkodzeniem transformatora.

Wnioski

1. Przypuszcza się, że wyładowanie rozwinęło się po powierzchni od strony wysokiego napięcia, a następnie w pobliżu okucia nastąpiło przebicie skrośne w głąb izolacji pod wpływem silnego oddziaływania pola elektrycznego. Przebicie to nie rozwinęło się do sworznia, ale na głębokość do drugiego ekranu.
2. Przypuszczać również można, że wyładowanie rozwinęło się od okucia w kierunku elementu wysokiego napięcia, co było spowodowane silnie nierównomiernym rozkładem pola elektrycznego w okolicach uziemionego okucia izolatora.
3. Wyklucza się także możliwość wystąpienia przebić w części zanurzonej w kadzi transformatora, gdyż ta część izolatora nie została uszkodzona.
4. Pominąć można obniżenie się właściwości izolacyjnych rdzenia pod wpływem przepięć od wyładowań atmosferycznych.
5. Przeciążenia ruchowe nie miały wpływu na powstałe uszkodzenie izolatora, gdyż transformator był obciążony poniżej wartości znamionowych.
6. Nie wyklucza się natomiast wystąpienia wyładowań niezupełnych na końcach ekranów powodujących uszkodzenie izolacji.
7. Możliwy jest wpływ powiększenia wartości współczynnika strat dielektrycznych i utraty jego stabilności w czasie.
8. Badany przypadek jest jedynym tego rodzaju na naszym terenie i brak jest skali porównawczej.

LITERATURA

[1] Kukawski M., Uszkodzenia transformatorowych izolatorów przepustowych, *VII Sympozjum Naukowe: Sterowanie i Monitorowanie Układów Przemysłowych SM 2005, Warszawa*, (2005)
[2] Protokół nr 1006/EZ/76 z odbioru technicznego transformatora w zakładzie wytwórczym
[3] Protokół badania oleju izolacyjnego nr 251
[4] Przebiegi napięcia i natężenia prądu w stanie zakłócenia
[5] Fabryka Transformatorów i Aparatury Trakcyjnej – Łódź, Instrukcja obsługi izolatorów przepustowych typu kondensatorowego
[6] Gogolewski Z., Paszek W., Gabryś W., Kubek G., Uszkodzenia maszyn elektrycznych, *Wydawnictwo Naukowo Techniczne, Warszawa*, (1967)
[7] Minorski S. – Praca zbiorowa pod redakcją ogólną, Awaryjność urządzeń energetycznych, *Państwowe wydawnictwo Techniczne, Warszawa*, (1960)
[8] Gacek Z., Wysokonapięciowa technika izolacyjna, *Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice*, (1996)

Autor: *dr hab. inż. Czesław Karwat, mgr inż. Tomasz Kołtunowicz, Przemysław Baduchowski, Izabella Betiuk, Maciej Rzepecki, Politechnika Lubelska, Katedra Urządzeń Elektrycznych i TWN, ul. Nadbystrzycka 38a, 20-618 Lublin, E-mail: kolektk@elektron.pol.lublin.pl.*

Szymon BANASZAK, Lech SUBOCZ

Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki

Metoda oceny stopnia zestarzenia izolatorów kompozytowych

Streszczenie. *W artykule przedstawiono wyniki badań starzeniowych wykonanych na modelach izolatorów kompozytowych w komorze mgły solnej. W czasie starzenia dokonywano pomiarów i rejestracji prądów upływu na powierzchni izolatorów. Analiza danych pomiarowych pozwoliła opracować metodę oceny stopnia zestarzenia izolatorów kompozytowych. Metoda opiera się na porównaniu przebiegów zarejestrowanych na izolatorze o dowolnej historii eksploatacji z wzorcowymi przebiegami wykonanymi w laboratorium.*

Abstract*. The paper presents results of research on ageing of composite insulators' models, conducted in salt fog chamber. During laboratory ageing leakage currents form surface of insulator were measured and recorded. Further analysis of acquired data allowed to elaborate method for estimating level of deterioration of composite insulators. This method is based on comparison of currents recorded on insulator with any operation history with currents measured on model insulators in laboratory.* ***(Method for estimation ageing level of composite insulators)***

Słowa kluczowe: izolator kompozytowy, prądy upływu, badania starzeniowe.
Keywords: composite insulator, leakage currents, ageing research.

Wstęp

Izolatory kompozytowe znajdują coraz powszechniejsze zastosowanie w liniach elektroenergetycznych, aczkolwiek nie rozwiązano jeszcze do końca wszystkich problemów związanych z ich budową i eksploatacją. Aby wyjaśnić te zagadnienia konieczne jest przeprowadzenie wielu prac konstruktorskich i badawczych. Wśród tych ostatnich kluczowe są prace mające na celu wyznaczenie trwałości (czasu życia) izolatorów. Parametr ten można wyznaczyć na podstawie badań starzeniowych. Badania takie wykonywać można w rzeczywistych warunkach eksploatacyjnych lub w warunkach laboratoryjnych. Ze względu na długi okres trwania naturalnego starzenia izolatorów w warunkach eksploatacyjnych, konieczne jest stosowanie przyspieszonego starzenia laboratoryjnego. W tym celu należy starannie opracować odpowiednią metodykę badań.

W artykule zaproponowano metodę pozwalającą oszacować stopień zestarzenia osłony izolacyjnej izolatora. Do diagnostyki izolatorów zastosowano pomiar prądów upływu w czasie starzenia. Metoda oparta jest na porównaniu mierzonych prądów na izolatorze wzorcowym, starzonym w warunkach laboratoryjnych z pomiarami wykonanymi na izolatorze starzonym w innych warunkach. Badania wykonano dla trzech izolatorów, w dalszej części artykułu prezentowane są wybrane wyniki.

Model izolatora wykorzystany do badań

Izolator wykonano, przy udziale autora, zgodnie z technologią wytwarzania cięgnowych izolatorów trakcyjnych kompozytowych w dwóch wersjach długości części izolacyjnej: 0,50 m i 0,24. Wykorzystanie tego typu izolatora do badań starzeniowych materiału osłonowego pozwala na uzyskanie, poza różnymi natężeniami pola elektrycznego przy różnych długościach osłony, efektu jednorodnego oddziaływania czynników starzeniowych na całej długości osłony izolacyjnej. Brak kloszy i żeber na osłonie sprawia, że starzenie przebiega równomiernie na całej długości drogi upływu izolatora. Zastosowanym materiałem osłonowym była żywica epoksydowa utwardzona nowym rodzajem utwardzacza, uzyskanym w procesie degradacji chemicznej PET. Oczywiście izolatorów o takim kształcie nie stosuje się na liniach średnich napięć napięcia przemiennego, jednakże celem badań jest przeprowadzenie przyspieszonego zestarzenia materiału zastosowanego na osłonę [1, 2].

Laboratoryjne badania starzeniowe

Laboratoryjne badania starzeniowe przeprowadzono w komorze mgły solnej. Każde laboratorium badawcze korzystające z takich komór stosuje własne rozwiązania konstrukcyjne i różne źródła napięcia, jednakże można dokonać ogólnego podziału komór mgły solnej na 3 grupy: duże (jeden z wymiarów większy niż 5 m, wysokie napięcia), średnie (wymiary od 1-5 m, średnie napięcia) i małe (wymiary do 1 m, niskie napięcia) [3]. W literaturze spotyka się liczne opisy badań starzeniowych w komorach mgły solnej, jednakże bardzo różnią się one od siebie nie tylko konstrukcją samych komór, ale także doborem czynników starzeniowych i badanymi parametrami [4, 5].



Rys. 1. Model izolatora wykorzystany do badań starzeniowych

Komora wykorzystana do badań należy do komór średnich, jej objętość to około 2,5 m3. Wykonana jest z przejrzystego polimetakrylanu metylu. Do komory doprowadzono wężyk zasilający ją w roztwór solny, który zasysany jest sprężonym powietrzem i rozpylany przez specjalną dyszę. Opad mgły ustawiono na poziomie ok. 2 mm/1 h. Badany izolator zawieszono na wyjściu izolatora przepustowego, będącego elementem komory, którego druga strona podłączona była do transformatora. Do drugiego końca badanego izolatora zamontowano przewód wychodzący poza komorę mgły solnej do aparatury pomiarowej. Całość konstrukcji metalowej komory (ramy, nogi itp.) uziemiono. Nadmiar mgły odprowadzany jest rurą wentylacyjną poprzez filtr na zewnątrz.

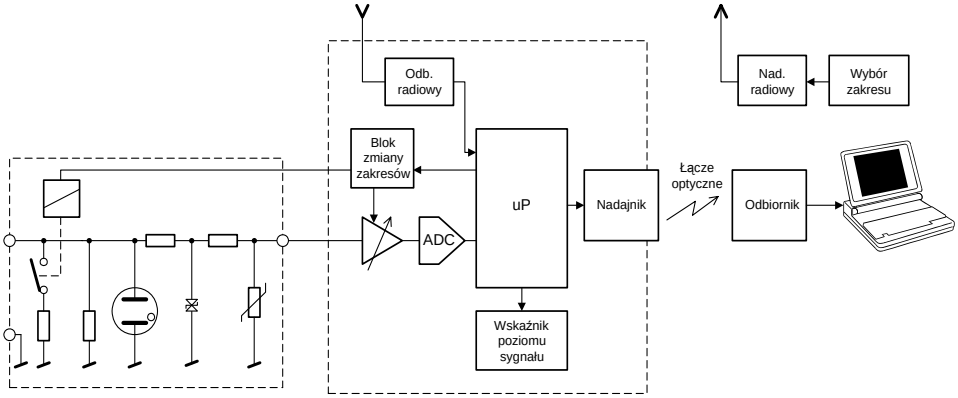
Cykl starzeniowy ustalony został na 8 godzin oddziaływania mgły i napięcia na dobę, gdyż urządzeń nie można było pozostawić bez dozoru. Badania przeprowadzano na pojedynczych egzemplarzach izolatorów. Sama istota starzenia w komorze mgły solnej polega na podaniu na izolator napięcia i pozostawieniu go w tym stanie przez określony czas zależny od intensywności starzenia i badanego obiektu. Przykładowy cykl badawczy opisany został w normie IEC 61109 [6].

W prezentowanych badaniach czynniki starzeniowe, czyli mgła solna i napięcie, zostały określone w części wstępnej badań starzeniowych. Podczas starzenia rejestrowane były prądy upływu na izolatorze. Rejestracja miała miejsce po każdych 8 godzinach starzenia przez 10 minut za pomocą specjalnie skonstruowanej do tego celu aparatury.

Do analizy wybierano 5 minutowe fragmenty rejestracji. Polegała ona na kontroli poziomu prądów upływu oraz na zliczaniu impulsów prądowych zawierających się w zadanych przedziałach.

Aparatura pomiarowa

Pomiar i rejestracja prądów upływu dokonywana jest przez specjalnie skonstruowaną do tego celu aparaturę. Jest ona włączona między starzonym izolatorem a potencjałem ziemi. Na aparaturę składają się trzy moduły (rys. 2): moduł rezystora pomiarowego z dwustopniowym zabezpieczeniem odgromowym; moduł przetwornika analogowo-cyfrowego (ADC – analog/digital converter) z optycznym blokiem nadawczym; moduł odbiornika sygnału optycznego i standaryzacji RS 232, który przekazuje sygnał do portu RS 232 komputera pomiarowego. Schemat aparatury przedstawiono na rys. 2.

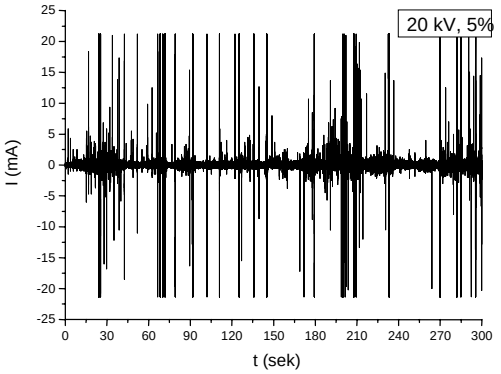


Rys. 2. Schemat budowy rejestratora prądu upływu opracowanego na Politechnice Szczecińskiej. Od lewej widoczne bloki: pomiarowy, przetwarzający i odbiorczy

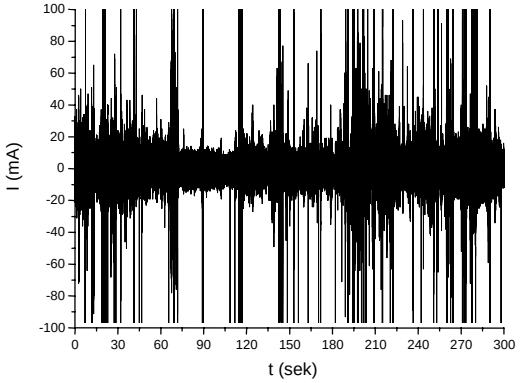
Sterowanie urządzeniem odbywa się za pomocą pilota radiowego. Zastosowanie łączy optycznych i radiowych stanowi zabezpieczenie obsługi i urządzeń.

Omówienie wyników badań starzeniowych

Poniżej zamieszczono przykłady przebiegów w trakcie starzenia jednego z modeli izolatorów (długość osłony 0,50 m) po 8 i 80 godzinach starzenia.



Rys. 3. Prąd upływu po 8 godzinach starzenia w komorze (20 kV, 5%, 40 kV/m)



Rys. 4. Prąd upływu po 80 godzinach starzenia w komorze (20 kV, 5%, 40 kV/m)

Analizując prezentowane wyniki rejestracji prądów upływu na izolatorze w wersji długiej można zauważyć wzrost ich wartości. Na początku starzenia wartości prądów wynosiły ok. 5 mA, pojawiały się także wyładowania powierzchniowe, widoczne jako gwałtowny wzrost wartości prądu wykraczający poza zakres pomiarowy. Następnie prądy te rosły: poprzez wartości około 10 mA, aż do osiągnięcia poziomu 20-50 mA pod koniec procesu starzenia. Pojawiało się wówczas również dużo wyładowań powierzchniowych.

Badania przerwano, gdyż wartości prądów i intensywne wyładowania powierzchniowe zupełne uniemożliwiały dalszą rejestrację wyników pomiarów. Stwierdzono, że powierzchnia izolatora była intensywnie degradowana, ponieważ została zmatowiona i pojawiły się ślady erozji. Taka powierzchnia nie wykazuje już cech hydrofobowych i dość szybko doszłoby do uszkodzenia izolatora.

W tabeli 1 zaprezentowano liczbę impulsów prądowych przekraczających poziom 10 mA, zliczonych w kolejnych fazach starzenia izolatora. Przykładowo po 32 godzinach starzenia prąd upływu przekroczył wartość 10 mA 385 razy. Analizę taką przeprowadzano dla kolejnych poziomów: 10 mA, 20 mA itd. W artykule przedstawiono tylko przykładowe wyniki dla poziomów 10 i 20 mA.

Tabela 1. Liczba impulsów prądowych przekraczających zadane poziomy wartości: 10 mA i 20 mA

Czas (h)	Poziom prądów upływu (mA)	
	> 10 mA	> 20 mA
0	344	
8	209	
16	117	84
24	151	150
32	385	257
40	185	168
48	231	181
56	400	241
64	2740	612
72	6213	1588
80	11780	2222

Pomiary dokonywane były przez 5 minut, więc maksymalna liczba impulsów prądowych wynosi 30.000.

Ilość impulsów osiągającą zadany poziom w trakcie starzenia przedstawiono w postaci graficznej dla omawianych przypadków na rys. 5 i 6. Kryteria zliczania impulsów prądowych występujących w czasie rejestracji mogą być dobrane również na innych poziomach wartości prądów zależnie od typu izolatora oraz jego kształtu i materiału osłonowego. Prezentowane przebiegi mają charakter typowo eksponencjalny. W kolejnym etapie dokonano aproksymacji mierzonych wartości, uzyskując dobrą zgodność z funkcją eksponencjalną o dwóch parametrach:

(1) $$y = a\,exp(bx)$$

W oparciu o zależność (1) można zapisać, że:

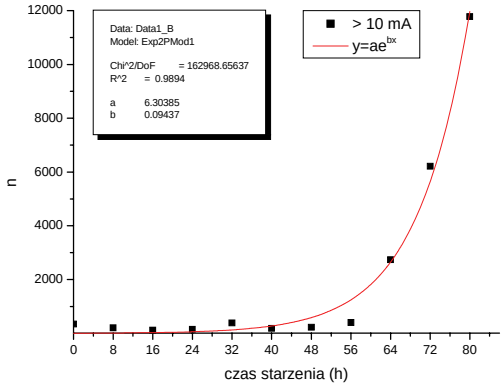
(2) $$n = ae^{bt},$$

a następnie przekształcić ją do postaci:

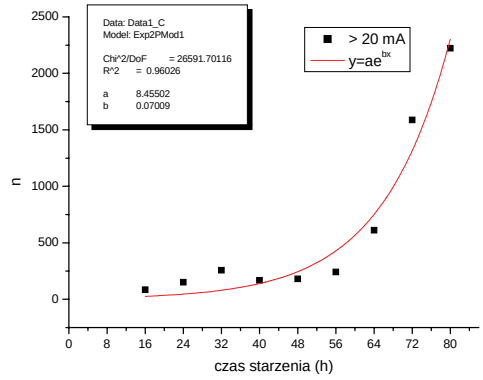
(3) $$t = \frac{ln(n/a)}{b}$$

gdzie: n – ilość impulsów prądowych, t – czas starzenia laboratoryjnego (h), a, b – stałe.

Stałe *a* i *b* zależne są od warunków starzenia laboratoryjnego (wartości napięcia i stężenia mgły solnej), od badanego typu izolatora i od poziomu prądów upływu, które są analizowane. Aby jak najdokładniej wyznaczyć wartości stałych *a* i *b* dla danego typu izolatora należy wykonać większą liczbę pomiarów w ramach starzenia laboratoryjnego.



Rys. 5. Liczba impulsów prądowych przekraczających 10 mA w czasie starzenia izolatora nr 1; wartości parametrów funkcji: a = 6,3 i b = 0,094



Rys. 6. Liczba impulsów prądowych przekraczających 20 mA w czasie starzenia izolatora nr 1; wartości parametrów funkcji: a = 8,5 i b = 0,070

Korzystając z zależności (3) i mając wyznaczone parametry *a* i *b* dla starzenia laboratoryjnego możliwe jest określenie stopnia zestarzenia osłony izolatora starzonego w innych warunkach poprzez porównanie do wzorcowego starzenia laboratoryjnego. Można m.in. porównać w ten sposób izolatory starzone w warunkach naturalnych. Dzięki takiemu porównaniu możliwa będzie odpowiedź na pytanie, czy dany izolator może być dalej eksploatowany. Aby poznać ilości impulsów prądowych (*n*) należy umieścić izolator eksploatowany w terenie w takich samych warunkach, w jakich odbywało się starzenie laboratoryjne, czyli w tym przypadku we mgle solnej o stężeniu 5% i napięciu 20 kV. Izolator powinien przebywać w takich warunkach wystarczająco długo, by ustaliły się elektryczne zjawiska powierzchniowe. Autor na podstawie doświadczeń pomiarowych proponuje czas 1 godziny. Następnie należy dokonać rejestracji prądów upływu na powierzchni izolatora podobnie jak w przypadku starzenia laboratoryjnego.

Na podstawie zarejestrowanych przebiegów można wyliczyć ilość impulsów prądowych wykraczających w czasie rejestracji ponad zadane poziomy – te same, które stosowano w pomiarach starzenia laboratoryjnego i wyliczyć równoważny czas starzenia laboratoryjnego. Do tego celu należy wykorzystać w zależności (8.3) wartości stałych a i b znalezione dla poszczególnych poziomów prądowych. W powyższym przykładzie byłyby to wartości prądów 10 mA i 20 mA i odpowiadające im stałe.

Wyliczoną wartość t należy porównać z wartością uznaną za graniczną dla danego typu izolatora – w przypadku powyżej prezentowanych badań 80 h – i określić na ile zestarzona jest osłona izolatora. Jeśli czas równoważny będzie bliski zeru, oznaczać to będzie dobry stan materiału osłonowego. Jeśli jednak wartość ta zbliżać się będzie do 80 h można, to uznać, że izolator taki nie nadaje się do dalszej eksploatacji. Pamiętać należy o stosowaniu tego samego czasu rejestracji, np. 5 min., aby możliwe było porównanie wyników rejestracji dla starzenia w laboratorium ze starzeniem, którego intensywność chcemy określić (np. terenowe). Stosowanie dłuższego czasu pozwoli na uzyskanie dokładniejszych pomiarów.
Powyższa metoda nie pozwala na porównywanie wyników rejestracji wykonanych w warunkach terenowych z wzorcowymi rejestracjami z laboratorium. Występują tam inne narażenia i zmierzone wartości impulsów prądowych nie odpowiadałyby tym, które zmierzono w laboratorium. Konieczne jest tu umieszczenie badanego obiektu w warunkach, dla których wyznaczono krzywe wzorcowe. Do zalet tej metody należy jej uniwersalność, gdyż można ją stosować dla różnych rodzajów izolatorów, stosując odpowiednio dobrane wartości parametrów starzeniowych wynikające z wcześniejszych badań laboratoryjnych.

W prezentowanych badaniach wyniki pomiarów nie są jednorodne, gdyż badane zjawiska mają charakter typowo stochastyczny i uzyskanie dokładnie powtarzalnych wyników jest niemożliwe. Przy analizie takich procesów należy się koncentrować na ogólnym trendzie wartości. Dzięki temu, po analizie ilościowej wartości impulsów prądowych możliwe jest porównanie intensywności procesów starzeniowych zachodzących na powierzchni izolatora. Jest to tym bardziej możliwe, iż dla przebadanych izolatorów uzyskane wyniki są powtarzalne.

Podsumowanie

Przyspieszone badania starzeniowe są ważnym etapem wdrożeniowym nowych konstrukcji izolatorowych. Szczególnie istotne są przy zastosowaniu nowych materiałów do budowy izolatorów. Próba oceny odporności na długotrwałe oddziaływanie czynników środowiskowych w czasie ich starzenia w laboratorium może być decydującym

czynnikiem przy doborze konkretnych rozwiązań materiałowych [7, 8].

W ramach prezentowanych badań opracowano metodykę rejestracji prądów upływu i wykonano aparaturę, która w postaci cyfrowej rejestruje prądy upływu występujące na powierzchni izolatora. W konstrukcji tej aparatury wykorzystano łącze optyczne przekazujące dane do komputera, co pozwoliło uwzględnić specyficzne warunki pomiarów wysokonapięciowych i występujące przy nich zagrożenia.

W kolejnym etapie opracowano metodę kontroli stanu powierzchni izolatora opartą na analizie liczby impulsów prądowych zawartych w zadanych zakresach w czasie rejestracji prądów upływu. Wyniki tej analizy zaaproksymowano do dwuparametrycznego przebiegu eksponencjalnego. W ramach badań starzeniowych laboratoryjnych możliwe jest wyznaczenie obu parametrów tego przebiegu dla poszczególnych poziomów prądów upływu dla badanego typu izolatora.

W końcowym etapie zaproponowano metodę oceny stanu powierzchni osłony izolacyjnej opartą na porównaniu wyników analizy prądów upływu zarejestrowanych na danym izolatorze z przebiegami wzorcowymi wyznaczonymi w laboratorium w czasie przyspieszonych badań starzeniowych tego samego typu izolatora. Metoda ta pozwoli na określenie według zadanych kryteriów czy badany izolator może być w dalszym stopniu eksploatowany. Planuje się wykonanie takich badań starzeniowych dla innych konstrukcji izolatorów.

LITERATURA

[1] Banaszak Sz.: Leakage currents analysis as a result of composite insulator ageing, Proceedings of the 6th International Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems (UEES), Ukraine 2004, 961-966.

[2] Banaszak Sz.: Research on ageing of traction tension insulators, Proceedings of the XIVth International Symposium on High Voltage Engineering (ISH 2005), Beijing, China 2005, p. 222.

[3] Sebo S., Zhao T.: *Utilization of Fog Chambers for Non-ceramic Outdoor Insulator Evaluation*, IEEE Trans. on Diel. and El. Ins. Vol.6, No 5, 1999, p. 676-687.

[4] Ding L., Li C.R., Yang J., Zha K., Su Z., Li Q.: Accelerated aging test system for composite insulators, XIIIth International Symposium on High Voltage Engineering, ISH'03, Rotterdam 2003.

[5] Sebo S.A., Casale E.P.: Fog Chamber tests of 35kV polymer insulators and their performance evaluation, APTADM'2001, Wrocław 2001, p. 301-305.

[6] IEC 61109:1992: Composite Insulators for AC Overhead lines with a Nominal Voltage Greater than 1000 V. Definitions, Test Methods and Acceptance Criteria.

[7] Barsch R., Jahn H., Lambrecht J., Schmuck F.: *Test Methods for Polymeric Insulating Materials for Outdoor HV Insulation*, IEEE Trans. on Diel. and El. Ins. Vol.6, No 5, 1999, p. 668-675.

[8] IEC 60505:2004: Evaluation and qualification of electrical insulation systems.

***Autorzy**: mgr inż. Szymon Banaszak, dr hab. inż. Lech Subocz, prof. PS, Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki, ul. Sikorskiego 37, 70-313 Szczecin, E-mail: Szymon.Banaszak@ps.pl*

Andrzej BAŃCER

Tele – Fonika Kable Handel S.A. Biuro Usług Inwestycyjnych

Straty w przesyle mocy liniami kablowymi 110 kV

***Streszczenie**. W artykule przedstawione zostały podstawowe kryteria doboru kabla. Omówiony został wpływ różnych czynników na obciążalność prądową linii kablowej. Przedstawiony został także sposób obliczeń strat w przesyle mocy liniami kablowymi 110 kV według IEC 287. Na podstawie tych obliczeń dokonano porównania strat bilansowych dla linii kablowych i napowietrznych 110 kV.*

Abstract.** In this work basic criteria of selection of cable became introduced. Different factor's influence onto current capacity of cable line was talked over. In further part the way the calculations of losses in power transition in cable lines 110 kV according to IEC 287 was shown. On the basis of these calculations balanced losses for cable and overhead 110 kV line was compared. **(Losses in power transmission in 110 kV cable lines)

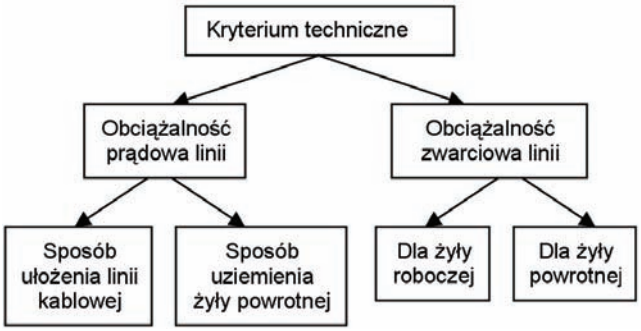
Słowa kluczowe: Dobór kabla, straty w przesyle mocy, procentowy wskaźnik strat bilansowych, porównanie strat w liniach kablowych i napowietrznych.
Keywords: Selection of cable, losses in power transition, proportional coefficient of balanced losses, comparison of losses in cable and overhead lines.

Wstęp

W roku 2005 w Polsce odnotowano ponad dwukrotny wzrost nowo wybudowanych linii kablowych 110 kV z wykorzystaniem kabli wyprodukowanych w kraju w stosunku do roku poprzedniego. Sumarycznie oddano do eksploatacji ponad 35 kilometrów linii (ponad 100 kilometrów kabla). Stanowią to linie kablowe o zróżnicowanej długości i różnym sposobie ułożenia. W zdecydowanej większości są to linie z kablami typu XRUHKXS z żyłą roboczą wykonaną z drutów miedzianych. Tylko w jednej linii kablowej oddanej do eksploatacji w roku ubiegłym zastosowano kabel o żyle z drutów aluminiowych.

Dobór kabla

Istnieją dwa podstawowe kryteria doboru kabla w liniach kablowych 110 kV: techniczne i ekonomiczne. Zgodnie z kryterium technicznym (rys. 1) parametry kabla należy dobierać ze względu na obciążalność prądową oraz zwarciową.



Rys. 1. Kryterium techniczne doboru kabla

Na obciążalność prądową linii kablowej mają wpływ następujące czynniki:

- sposób ułożenia linii kablowej,
- sposób uziemienia żyły powrotnej kabli.

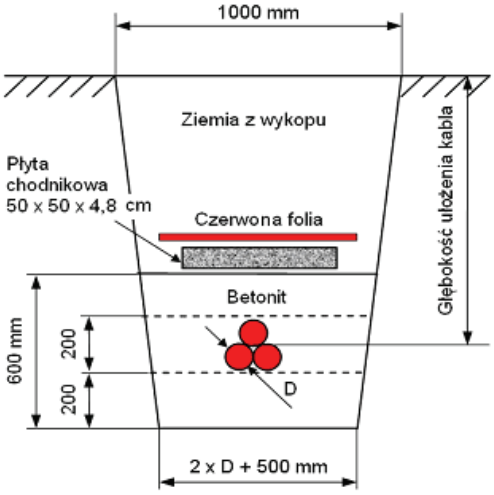
Linia kablowa może być ułożona w układzie trójkątnym lub płaskim (rys. 2) z odstępem co 70 mm lub więcej.



Rys. 2. Sposoby ułożenia kabli

Sposób ułożenia ma następujący wpływ na obciążalność prądową kabli: dla uziemienia jednostronnego bądź przy zastosowaniu cross-bondingu obciążalność prądowa linii kablowej w układzie płaskim jest większa niż w układzie trójkątnym. Dla uziemienia obustronnego obciążalność prądowa jest wyższa dla ułożenia kabli w układzie trójkątnym.

Znaczący wpływ na obciążalność prądową linii kablowej ma także głębokość ułożenia linii kablowej w ziemi oraz temperatura gruntu otaczającego kabel. Im głębiej jest ułożona linia kablowa tym mniejsza jest jej obciążalność prądowa, a im wyższa temperatura gruntu tym obciążalność się zmniejsza. Sposobem na wyeliminowanie tych niekorzystnych warunków jest zastosowanie betonitu w otoczeniu kabla (rys. 3). W takim rozwiązaniu na dnie wykopu układa się warstwę betonitu (wilgotną mieszaninę piasku i cementu w stosunku 14:1) o grubości 20 cm [1] lekko ubitą. Na niej układa się kable 110 kV związane ze sobą opaskami plastikowymi w przypadku układu trójkątnego w taki sposób, aby powłoki kabli stykały się ze sobą. Następnie układa się kolejne dwie warstwy betonitu tak, aby całkowita grubość warstwy betonitu była równa 60 cm - licząc od dna wykopu kablowego.

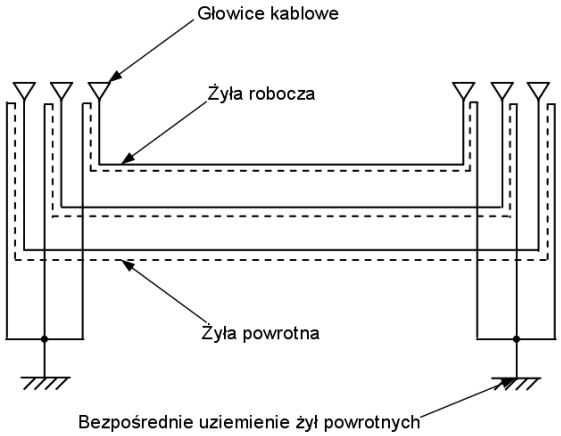


Rys. 3. Sposób ułożenia kabli

Następnie na betonicie wysypuje się cienką warstwę piasku i na niej umieszcza się płyty betonowe lub żelbetonowe o wymiarach 50 x 50 x 4,8 cm (dopuszczalne jest stosowanie płyt chodnikowych). Płyty te okrywa się

czerwoną folią znaczącą trasę linii kablowej. Wykop zasypuję się ziemią rodzimą oczyszczoną z kamieni, gruzu i innych zanieczyszczeń stałych. W ten sposób uzyskuje się dobre i niezmienne w czasie warunki termiczne. Oporność cieplna gruntu przy zastosowaniu otuliny z betonitu wynosi 0,7 K•m/W i jest dużo lepsza od oporności cieplnej gruntu wilgotnego (1,0 K•m/W). Obciążalność linii kablowej w takim ułożeniu jest większa około 30% od takiego samego ułożenia kabli w gruncie. W przypadku przeschnięcia ziemi otaczającej kabel oporność cieplna gruntu rośnie do wartości 2,5 Km/W znacznie ograniczając obciążalność prądową linii kablowej.

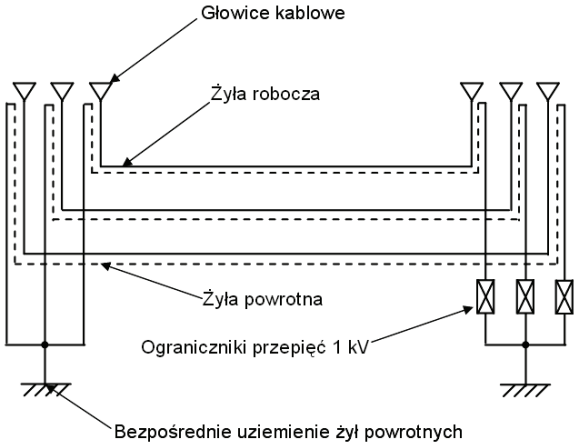
Kolejnym czynnikiem mającym wpływ na obciążalność prądową linii kablowej jest sposób uziemienia żyły powrotnej. Są dwa sposoby uziemienia żyły powrotnej. Pierwszy z nich to obustronne uziemienie żył powrotnych w linii kablowej (rys. 4). W tym rozwiązaniu oba końce żył powrotnych kabli w linii kablowej uziemia się bezpośrednio.



Rys. 4. Obustronne uziemienie żył powrotnych kabli

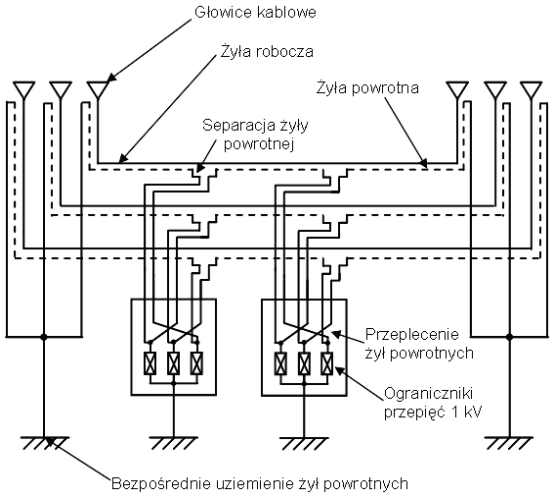
Zaletą takiego rozwiązania jest wyrównanie potencjałów pomiędzy końcami żył powrotnych i połączonymi z nimi metalowymi elementami głowic a uziemionymi elementami konstrukcji wsporczych, co ma istotne znaczenie w celu zapewnienie ochrony przeciwporażeniowej. Niekorzystnym skutkiem takiego rozwiązania jest to, że żyły powrotne tworzą obwód zamknięty stwarzając drogę dla przepływu prądów powstałych w wyniku indukujących się napięć w żyłach powrotnych kabli. Wartość tych prądów dochodzi do setek amperów powodując znaczne straty mocy w żyłach powrotnych kabli, tym samym ograniczając obciążalność prądową linii kablowej.

Drugim sposobem uziemienia żył powrotnych kabli jest ich jednostronne uziemienie (rys. 5). Na jednym końcu linii żyły powrotne kabli uziemia się bezpośrednio, a na drugim końcu łączy się je z uziemieniem poprzez ograniczniki przepięć wielokrotnego zadziałania o napięciu znamionowym 1 kV. Podstawową zaletą takiego rozwiązania jest prawie całkowite wyeliminowanie strat mocy w żyłach powrotnych kabli (żyły te nie tworzą obwodu zamkniętego, przez co nie tworzą drogi dla przepływu prądów okrężnych) skutkiem, czego dopuszczalna obciążalność prądowa linii kablowej jest większa od obciążalności linii o tych samych parametrach, ale z uziemionymi obustronnie żyłami powrotnymi. Niekorzystnym skutkiem takiego rozwiązania jest występowanie różnicy potencjałów między nieuziemionymi końcami żył powrotnych i połączonymi z nimi metalowymi elementami głowic kablowych, a metalowymi elementami konstrukcji wsporczych. Ta różnica potencjałów przy przepływie prądów roboczych o wartościach znamionowych przy odpowiednio długich liniach mogłaby osiągnąć niedopuszczalne wartości ze względu na ochronę przeciwporażeniową.



Rys. 5. Jednostronne uziemienie żył powrotnych kabli

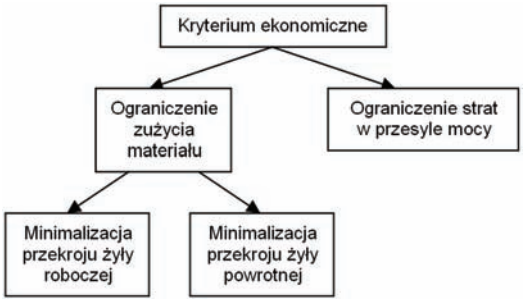
Wartość tego napięcia wyznacza graniczną długość linii z jednostronnym uziemieniem żył powrotnych. Dla linii długich, w których ze względu na wartość napięcia dotykowego przekraczającego 50 V (niedopuszczalne z punktu widzenia wymagań ochrony przeciwporażeniowej) nie można zastosować jednostronnego uziemienia żył powrotnych kabli stosuje się przeplatanie żył powrotnych zwane cross-bondingiem (rys. 6). Rozwiązanie to polega na podziale linii kablowej na trzy równe sekcje (lub krotności liczby trzy - sześć lub dziewięć) i zastosowanie muf cross-bonding.



Rys. 6. Cross-bonding

Mufy te umożliwiają separację żył powrotnych i ich przeplecenie w jednym kierunku tak, aby np. żyła powrotna fazy L1 w pierwszej mufie łączyła się z żyłą powrotną fazy L2, a następnie w drugiej mufie łączyła się z żyłą powrotną fazy L3. Żyły powrotne pozostałych faz przeplata się w tym samym kierunku.

Drugim kryterium branym pod uwagę na etapie doboru kabla jest kryterium ekonomiczne (rys. 7). Ze względów ekonomicznych dąży się do ograniczenia ilościowego udziału miedzi w kablu. Obserwowany jest silny wzrost cen miedzi na światowych rynkach między innymi na Londyńskiej Giełdzie Metali [2]; i tak średnia cena tony miedzi w kwietniu br. to 6 384,64 USD, a w dniu 25.05.2006 to już 8 180 USD.



Rys. 7. Kryterium ekonomiczne doboru kabla

Ograniczenie zużycia miedzi na wykonanie kabla uzyskuje się poprzez dążenie do zmniejszenia przekroju poprzecznego żyły roboczej oraz żyły powrotnej kabla. Przekrój żyły roboczej można zmniejszyć poprzez taki dobór sposobu ułożenia kabla oraz sposobu uziemienia żyły powrotnej kabli, aby obciążalność prądowa linii kablowej była jak największa. Takie postępowanie umożliwia stosowanie dla tych samych wymagań przyszłego użytkownika linii kablowej mniejszych przekrojów żyły roboczej. Z kolei przekrój poprzeczny żyły powrotnej można ograniczyć poprzez dobór obciążalności zwarciowej tej żyły do rzeczywistych warunków zwarciowych dla tej żyły. Wymaga to znajomości wartości prądu zwarcia jednofazowego (dla czasu zwarcia zależnego od automatyki zabezpieczeniowej). Znajomość tego parametru pozwala na minimalizację zużycia miedzi potrzebnej do wykonania żyły powrotnej w kablach 110 kV.

Drugie podkryterium ekonomicznego doboru kabla to wyznaczenie strat w przesyle mocy i ich minimalizacja poprzez odpowiedni dobór sposobu uziemienia żył powrotnych kabli.

Obliczenia strat mocy w liniach kablowych wg IEC 287

Na całkowite straty mocy w linii kablowej składają się trzy składowe [3]:

- straty w żyłach roboczych,
- straty dielektryczne,
- straty w żyłach powrotnych,

co przedstawia poniższa zależność:

$$P = P_C + P_S + W_d \quad [W/km] \tag{1}$$

gdzie: P – straty mocy całkowite, P_S – straty w żyłach powrotnych, W_d – straty dielektryczne.

Straty w żyłach roboczych kabli zależą od kwadratu prądu obciążenia, rezystancji żyły dla prądu przemiennego w temperaturze 90°C:

$$P_C = 3 \cdot R \cdot I_{obc}^2 \quad [W/km] \tag{2}$$

gdzie: R – rezystancja żyły roboczej w temperaturze dopuszczalnej długotrwale dla prądu przemiennego, I_{obc} – prąd obciążenia dopuszczalny długotrwale.

Rezystancję żyły roboczej dla prądu przemiennego przy temperaturze żyły dopuszczalnej długotrwale 90°C oblicza się ze wzoru:

$$R = R_{90DC}(1 + y_S + y_P) \quad [\Omega/km] \tag{3}$$

gdzie: R_{90DC} – rezystancja żyły roboczej w temperaturze 90°C dla prądu stałego, y_S – współczynnik naskórkowości, y_P – współczynnik zbliżenia.

Straty w żyłach powrotnych oblicza się z następujących wzorów:

- dla układu trójkątnego:

$$P_S = 3 \cdot R_S \cdot I_{obc}^2 \cdot \lambda_1 \quad [W/km] \tag{4}$$

$$\lambda_1 = \lambda_1' + \lambda_1'' \tag{5}$$

gdzie: R_S – rezystancja równoległego układu żyła powrotna - folia aluminiowa, λ_1 – współczynnik strat określający stosunek strat mocy w układzie żyła powrotna – folia aluminiowa do strat mocy w żyle roboczej tego samego kabla, λ'_1 – współczynnik strat mocy przy przepływie prądów okrężnych, λ''_1 – współczynnik strat mocy przy wystąpieniu wirowych

- dla układu płaskiego:

$$P_S = R_S \cdot I_{obc}^2 \cdot \lambda_1 \quad [W/km] \tag{6}$$

$$\lambda_1 = \lambda_{1A} + \lambda_{1B} + \lambda_{1C} \tag{7}$$

gdzie: λ_{1A} – współczynnik strat mocy dla fazy opóźniającej, λ_{1B} – współczynnik strat mocy dla fazy środkowej, λ_{1C} – współczynnik strat mocy dla fazy wyprzedzającej.

$$\lambda_{1A} = \lambda_{11}' + \lambda_{01}'' \tag{8}$$

gdzie: λ'_{11} – współczynnik strat mocy dla fazy opóźniającej przy przepływie prądów okrężnych, λ''_{01} – współczynnik strat mocy dla fazy opóźniającej przy wystąpieniu prądów wirowych

$$\lambda_{1B} = \lambda_m' + \lambda_{0m}'' \tag{9}$$

gdzie: λ'_m – współczynnik strat mocy dla fazy środkowej przy przepływie prądów okrężnych, λ''_{0m} – współczynnik strat mocy dla fazy środkowej przy wystąpieniu prądów wirowych.

$$\lambda_{1C} = \lambda_{12}' + \lambda_{02}'' \tag{10}$$

gdzie: λ'_{12} – współczynnik strat mocy dla fazy wyprzedzającej przy przepływie prądów okrężnych, λ''_{02} – współczynnik strat mocy dla fazy wyprzedzającej przy wystąpieniu prądów wirowych.

Straty w dielektryczne oblicza się według następującej zależności:

$$W_d = 6 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot U_0^2 \cdot tg\delta \quad [W/km] \tag{11}$$

gdzie: f – częstotliwość sieciowa - 50 Hz, C – pojemność elektryczna kabla, U_0 – napięcie fazowe (pomiędzy fazą a ziemią), $tg\delta$ – współczynnik stratności w izolacji kabla

Wyznacznikiem strat w przepływie mocy w liniach kablowych jest procentowy wskaźnik strat bilansowych [4] (straty bilansowe), który jest procentową różnicą pomiędzy zmierzoną energią wprowadzoną do linii kablowej a energią zmierzoną odebraną z danej linii. Wskaźnik ten jest określony następująco:

$$\Delta E_{\%} = \frac{E_{wp} - E_{od}}{E_{wp}} \cdot 100\% \tag{12}$$

gdzie: E_{wp} – energia wprowadzona do linii kablowej, E_{od} – energia oddana przez linię kablową

Czynniki mające wpływ na wielkość strat w przesyle mocy i sposoby ograniczenia strat w przesyle mocy

Czynnikami mającymi bezpośredni wpływ na wielkość strat w linii kablowej dla danych prądów obciążenia oraz napięcia znamionowego tj. 110 kV to przede wszystkim rezystancja żyły roboczej i powrotnej oraz współczynniki strat (5,7) określające stosunek strat mocy w układzie żyła powrotna – folia aluminiowa do strat mocy w żyle roboczej tego samego kabla. Przekrój żyły roboczej i powrotnej podczas doboru kabla jest minimalizowany, co wpływa na wzrost ich rezystancji. W tej sytuacji pozostaje jedynie taki dobór sposobu uziemienia żyły powrotnej, aby współczynniki strat dla żył powrotnych, a co za tym idzie i wielkość strat w przesyle mocy były jak najmniejsze. Dla uziemienia obustronnego żył powrotnych kabli składowa tego współczynnika zależna od przepływu prądów okrężnych jest większa od zera, a składowa zależna od prądów wirowych jest równa zero (5,8,9,10). Dla uziemienia jednostronnego żył powrotnych sytuacja jest odwrotna. Składowa zależna od prądów okrężnych jest równa zero natomiast składowa zależna od prądów wirowych jest większa od zera. Należy nadmienić, że składowa zależna od prądów wirowych dla kabla XRUHKXS 1 × 500RMC/95 mm^2 64/110 kV stanowi 2,3% składowej zależnej od prądów okrężnych. Tak więc ograniczenie przepływu prądów w żyłach powrotnych kabli ma duży wpływ na wielkość strat w przesyle mocy liniami kablowymi 110 kV.

Wyniki obliczeń strat mocy i straty zbilansowane w rzeczywistej linii kablowej 110 kV

Poniższa tabela (Tabela 1) zawiera porównanie obliczonego procentowego wskaźnika strat bilansowych dla istniejącej linii kablowej z kablami XRUHKXS 1 × 630RMC/95 mm^2 64/110 kV z wartością tego wskaźnika otrzymaną z pomiarów. Jak widać procentowy wskaźnik strat bilansowych (strata bilansowa) obliczona i uzyskana z pomiarów na tej linii przez okres roku tj. od 01 stycznia do 31 grudnia 2005 roku są do siebie zbliżone, co oznacza, że metoda obliczeniowa przedstawiona w IEC 287 jest wystarczająco dokładna i dająca przybliżone wartości do rzeczywistych strat w linii kablowej 110 kV.

Tabela 1. Porównanie procentowego wskaźnika strat bilansowych obliczony i z pomiarów dla linii z kablem XRUHKXS 1 × 630RMC/95 mm^2 64/110 kV

Obcią-żenie	Parametry obliczone					Wynik pomiarów
	Straty w żyle roboczej [kW/km]	Straty w izolacji [kW/km]	Straty w żyle powrotnej [kW/km]	Straty całkowite [kW]	Proc. wskaźnik strat bil. obliczony	Proc. wskaźnik strat bilan. z pomiarów
Obciąże nie średnie =180 A	3,821	0,714	0,154	34,229	0,0999	0,089

Na podstawie tego stwierdzenia można porównać wskaźnik strat bilansowanych dla trzech rzeczywistych linii napowietrznych (Tabela 2) z przewodami AFL 240 (dane z pomiarów od 01 stycznia do 31 grudnia 2005) i ich odpowiedników pod względem obciążalności prądowej – linii kablowych z kablami XRUHKXS 1 × 500RMC/95 mm^2 64/110 kV o takich samych długościach (Tabela 3)

Tabela 2. Procentowy wskaźnik strat bilansowych dla trzech rzeczywistych linii napowietrznych z przewodem AFL 240 mm^2

Wielkość	240 AFL L_{linii} = 3,695 km	240 AFL L_{linii} = 4,044 km	240 AFL L_{linii} = 2,299 km
Energia pobrana [MWh]	66 335,0	77 434,7	139 243,6
Energia oddana [MWh]	65 798,0	77 005,3	138 703,7
Proc. wskaźnik strat bilansowych z pomiarów	**0,809493**	**0,554532**	**0,387738**

Tabela 3. Procentowy wskaźnik strat bilansowych obliczony dla linii kablowych będących odpowiednikami linii napowietrznych

Wielkość	Linia 1 o długości 3,7 km	Linia 2 o długości 4 km	Linia 3 o długości 2,3 km
Obciążenie średnie [A]	55	35	100
Straty w żyle roboczej [kW]	1,650	0,720	3,395
Straty w izolacji [kW]	2,379	2,572	1,479
Straty w żyle powrotnej [kW]	0,033	0,012	0,074
Straty całkowite [kW]	4,062	3,304	4,948
Proc. wskaźnik strat bilansowych obliczony	**0,067**	**0,085**	**0,045**

Podsumowanie

Na podstawie porównania wyników obliczeń oraz rzeczywiste wyniki pomiarów procentowego wskaźnika strat bilansowych dla linii z kablem XRUHKXS 1 × 630/95 mm^2 64/110 kV można założyć, że wyniki obliczeń tego wskaźnika dla trzech linii kablowych (teoretycznych odpowiedników rzeczywistych linii napowietrznych pod względem obciążalności z przewodem AFL 240) są zbliżone do rzeczywistych wartości. Można stwierdzić, że metoda obliczeń strat mocy wg IEC 287 oraz procentowego wskaźnika strat bilansowych jest wystarczająco dokładna i znajduje odzwierciedlenie w przykładzie rzeczywistej linii kablowej 110 kV. Po porównaniu wartości obliczonych i wynikających z pomiarów można stwierdzić, że procentowy wskaźnik strat bilansowych dla linii kablowych 110 kV jest dużo niższy niż dla linii napowietrznych. Ograniczenie przepływu prądów w żyłach powrotnych kabli niesie za sobą znaczne ograniczenie strat w tych żyłach (obniżenie strat o około 97%). Ta metoda obliczeniowa poparta wynikami pomiarów jest jednym z ważnych i uwzględnianych kryteriów na etapie doboru kabla.

LITERATURA

[1] Jakubowski J., Zasady budowy linii kablowych 110 kV na przykładzie wykonanych instalacji na terenie STOEN S.A. Warszawa, (2004), 3-6
[2] http://www.lme.co.uk/copper.asp
[3] Norma IEC 287
[4] Kulczycki J., Ograniczanie strat energii elektrycznej w elektroenergetycznych sieciach rozdzielczych, PTPiREE Poznań (2002), 16-21

Autor: *Andrzej Bańcer, Tele-Fonika Kable Handel S.A., Biuro Usług Inwestycyjnych Zespół Wysokich Napięć, ul. Fordońska 152, 85-957 Bydgoszcz tel. +48 52 364 33 53, kom. +48 510 007 786 fax. +48 52 345 20 59, e-mail: abancer@bfk.com.pl*

Ryszard BATURA

Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki

Zjawiska łączeniowe w obwodach pojemnościowych o parametrach rozłożonych wyłączanych wyłącznikiem próżniowym

Streszczenie. *W artykule przedstawiono wyniki badań przepięć powstających podczas wyłączania nieobciążonych linii kablowych SN wyłącznikiem próżniowym. Badania dotyczą wyłączania rzeczywistych linii kablowych SN i ich modeli fizycznych. Powstające podczas wyłączania przepięcia mogą osiągać znaczne wartości. Wartość przepięć zależy od parametrów sieci zasilającej oraz parametrów wyłączanej linii kablowej.*

Abstract*. The paper presents results of the studies on overvoltages generated during switching unloaded medium voltage (MV) power cable lines by a vacuum switch. The studies deals with switching-off process of real MV cable lines and their physical models. It has been found that overvoltages are generated during switching and that under certain conditions they may reach significant values. These values depend on the source side circuit parameters and parameters of a switched cable line. (**Overvoltages generated during switching unloaded medium voltage (MV) power cable lines by a vacuum switch**)*

Słowa kluczowe: wyłączany obwód, łuk próżniowy, kabel elektroenergetyczny, wyłącznik próżniowy, łuk elektryczny, przepięcie.
Keywords: switching circuit, vacuum arc, Power cable, vacuum switch, arc reignition, overvoltage.

Wprowadzenie

Procesom łączeniowym związanym z łączeniem obwodów elektroenergetycznych towarzyszą zjawiska przejściowe prowadzące do generowania przepięć oraz przetężeń prądowych. W zależności od charakteru łączonego obwodu i rodzaju stosowanego łącznika, procesy przejściowe mogą być bardzo złożone i w pewnych warunkach wyłączania, zwłaszcza w przypadku wystąpienia powtórnych zapłonów łuku (PZŁ), mogą doprowadzić do eskalacji przepięć i przetężeń prądowych stanowiących zagrożenie dla pracujących w sieci urządzeń elektrycznych [1, 2]. Z danych zamieszczonych w pracy [3] wynika, że najsłabszymi izolacyjnie urządzeniami elektrycznymi w sieci SN są silniki elektryczne oraz kable elektroenergetyczne. Ciągła rozbudowa elektroenergetycznych linii kablowych oraz stosowanie w rozdzielnicach SN wyłączników próżniowych (KP) stworzyła potrzebę przeprowadzenia analizy i badań zjawisk łączeniowych, zwłaszcza przepięć, powstających podczas wyłączenia obwodów pojemnościowych (obejmujących m.in.: nieobciążone i obciążone linie kablowe SN, baterie kondensatorów).

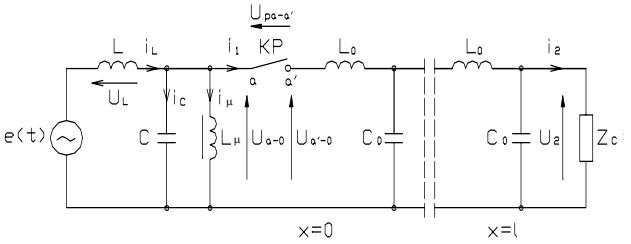
Analiza teoretyczna

W analizie teoretycznej zjawisk łączeniowych występujących podczas wyłączania obwodów KP istotną trudność sprawiają specyficzne, nie w pełni poznane i nie mające pełnego opisu matematycznego, właściwości KP takie jak: przerywanie prądu przemiennego przed naturalnym jego przejściem przez zero; mechanizm wyłączania prądów wysokiej częstotliwości (łącznie z liczbą przepływających połówek prądowych), odporność elektryczna (głównie połukowa) przerwy międzystykowej (w tym jej zależność od: wartości wyłączanego prądu, odległości i stanu powierzchni styków, operacji łączeniowych poprzedzających wyłączanie) i szybkość jej wzrostu po zgaszeniu łuku. Dodatkową trudność stanowi losowy charakter wyłączania prądów mniejszych od prądu stabilnego palenia się łuku elektrycznego [4, 5].

Z podanych przyczyn analizę zjawisk łączeniowych przeprowadza się dla szeregu założeń upraszczających dotyczących zarówno łącznika KP jak też schematów zastępczych elementów układu elektroenergetycznego.

Dla opisu i analizy zjawisk łączeniowych istotna jest znajomość przebiegu czasowego i wartości spodziewanego napięcia powrotnego na stykach KP po wyłączeniu prądu o pulsacji sieciowej i prądu wysokiej częstotliwości po każdym PZŁ oraz charakterystyki szybkości wzrostu odporności elektrycznej przerwy międzystykowej KP po zgaszeniu łuku.

Przeprowadzona analiza porównawcza wyników badań i obliczeń napięć powrotnych oraz przepięć wyznaczonych metodą klasyczną, fal stojących i fal wędrownych wykazała, że do wyznaczania wymienionych wielkości w przypadku wyłączania nieobciążonych linii kablowych najbardziej odpowiednia jest metoda fal wędrownych. Stosując tą metodę dla schematu zastępczego układu badawczego przedstawionego na rysunku 1, opisanego w pracach [6, 7], wyznaczono zależności analityczne określające przebieg czasowy napięć w obwodzie zasilającym ($U_{a\text{-}0}$,) wyłączanej nieobciążonej linii kablowej $U_{a'\text{-}0}$ ($Z_c = \infty$) o długości l_k oraz napięcia powrotnego $U_{p(a\text{-}a')}$ na stykach łącznika próżniowego KP, po wyłączeniu prądu I_W o pulsacji sieciowej ω w chwili przejścia przez zero.



Rys. 1. Schemat zastępczy układu stosowanego w badaniach zjawisk łączeniowych występujących podczas wyłączana nieobciążonych linii kablowych łącznikiem próżniowym KP; L - indukcyjność podłużna transformatora; L_μ - indukcyjność gałęzi magnesującej transformatora; C - zastępcza pojemność uzwojeń DN i GN transformatora; L_o, C_o - jednostkowa indukcyjność i pojemność wyłączanego kabla elektroenergetycznego, Z_c - obciążenie

(1)

$$U_{a-0}(t) = \frac{\sqrt{2}\,E\,x_C}{(A x_C - x_L)}\cos\omega t - \left[\sqrt{2}E + U_a(0)\right]\cos\sqrt{A}\beta t$$

(2)

$$U_{a'-0}(t) = -\frac{1}{A}U_a(0)\left\{\cos\omega t - 2\ tg\omega\sqrt{L_c C_c}\ \frac{\sqrt{x_{Lc}}}{\sqrt{x_{Cc}}}\times \frac{1}{\omega t_o}\left[\sin\omega t + 2\sum_{n=1}^{\infty}\varepsilon(t-nt_o)\sin\omega(t-nt_o)\right]\right\}$$

(3)

$$U_{p(a-a')}(t)=\left[\frac{\sqrt{2}\,E}{\left(A-\frac{x_L}{x_C}\right)}+\frac{1}{A}\,U_a(0)\right]\cos\omega t-$$

$$\left[\sqrt{2}\,E+U_a(0)\right]\cos\sqrt{A}\beta t-\frac{2}{A}U_a(0)\;tg\omega\sqrt{L_cC_c}\;\frac{\sqrt{x_{Lc}}}{\sqrt{x_{Cc}}}\times$$

$$\frac{1}{\omega t_o}\left[\sin\omega t+2\sum_{n=1}^{\infty}\varepsilon(t-nt_o)\sin\omega(t-nt_o)\right]$$

gdzie:

$$U_a(0)=\frac{\sqrt{2}\,E\,Z\,A\;ctg\omega\sqrt{L_cC_c}}{x_L-Z\,A\;ctg\,\omega\sqrt{L_cC_c}};$$

$$I_W=\frac{E}{x_L-Z\,A ctg\,\omega\sqrt{L_cC_c}}$$

$$x_L=\omega L;\quad x_C=1/\omega C;\quad L_c=l_k\,L_o;\quad C_c=l_k\,C_o;$$

$$Z=\sqrt{\frac{L_o}{C_o}};\quad x_{Lc}=\omega L_c;\quad x_{Cc}=1/\omega C_c;$$

$$t_o=2\,l_k\sqrt{L_oC_o};\quad A=\left(1+\frac{L}{L_\mu}\right);\quad \beta=\frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Ponieważ dla transformatorów $x_C \geq x_L$ oraz dla bardzo małych czasów t_o można przyjąć, że $\sin\omega t \approx \omega t$ i $\cos\omega t \approx 1$, zatem zależności (1), (2), (3) można zapisać w postaci uproszczonej wzorami

(4)

$$U_{a-0}(t)=\sqrt{2}\,\frac{1}{A}\cos\omega t-\left[\sqrt{2}E+U_a(0)\right]\cos\sqrt{A}\beta t$$

(5)

$$U_{a'-0}(t)=-\frac{1}{A}U_a(0)\left\{\cos\omega t-2\,\frac{x_{Lc}}{x_{Cc}}\,\frac{t}{t_o}-\right.$$

$$\left.4\frac{x_{Lc}}{x_{Cc}}\sum_{n=1}^{\infty}\varepsilon(t-nt_o)\sin\omega(t-nt_o)\right\}$$

(6)

$$U_{p(a-a')}(t)=\left(\sqrt{2}\,E+U_a(0)\right)\left(\frac{1}{A}\cos\omega t-\cos\sqrt{A}\beta t\right)$$

$$-\frac{2}{A}U_a(0)\;\frac{x_{Lc}}{x_{Cc}}\left[\frac{t}{t_o}+2\sum_{n=1}^{\infty}\varepsilon(t-nt_o)\,(\frac{t}{t_o}-n)\right]$$

Z zależności (4) ÷ (6) wynika, że wartości wymienionych napięć zależą od: parametrów obwodu zasilającego, długości i parametrów wyłączanej nieobciążonej linii kablowej (tj. indukcyjności - zależnej m.in. od sposobu: wykonania i ułożenia kabla, pojemności, impedancji falowej) oraz właściwości KP.

Analogiczne równania dla linii kablowej odwzorowanej układem łańcuchowym czwórników są bardziej złożone.

Do rozwiązania równań (4)÷(6) oraz równań linii łańcuchowej czwórników, przy uwzględnieniu niezerowych warunków początkowych napięć w obwodzie wyłączanym w chwili PZŁ, w Instytucie Elektroenergetyki Politechniki Poznańskiej opracowano specjalne programy obliczeniowe.

Korzystając z opracowanych programów obliczeniowych przeprowadzono weryfikację otrzymanych wyników badań z rezultatami wykonanych obliczeń dla opracowanych modeli zjawisk łączeniowych.

Warunki i zakres badań

Do wyłączania obwodu badawczego wykorzystano doświadczalny łącznik próżniowy (KP) wyposażony w nakładki stykowe wykonane ze spieku Cu75Cr25 (o ∅ 35 mm dla anody i ∅ 50 mm dla katody) oraz napęd elektromagnetyczny do rozdzielenia styków.

Obwód wyłączany stanowił nieobciążony kabel elektroenergetyczny SN typu YHKXS o przekroju żyły roboczej s_k = 120 mm^2 oraz fizyczne modele linii kablowych SN odwzorowywane układem łańcuchowym czwórników typu Γ. Liczbę (n) oraz parametry każdego czwórnika, takie jak indukcyjność L i pojemność C, zmieniano każdorazowo dostosowując do parametrów odwzorowywanej linii kablowej SN (tj. długości (l_k), przekroju żyły roboczej (s_k), napięcia znamionowego (U_N), sposobu ułożenia kabla) oraz przyjętego (na poziomie 5%) uchybu pulsacji i amplitudy zastępczej linii łańcuchowej.

Do projektowania bezrdzeniowych cewek indukcyjnych czwórników oraz analizy uchybów pulsacji i amplitudy linii łańcuchowej wykorzystano opracowane w Instytucie Elektroenergetyki PP programy obliczeniowe.

Badania zjawisk łączeniowych wykonano dla:

- napięć probierczych U_p = 1,7; 3,5; 5,8 oraz 8,7 kV, odpowiadających, kolejno, napięciom międzyfazowym 3, 6, 10 i 15 kV,
- nieobciążonego kabla elektroenergetycznego SN typu YHKXS o przekroju żyły roboczej s_k = 120 mm^2 i długościach l_k = 17; 29; 46 m,
- różnych konfiguracji linii łańcuchowej czwórników odwzorowujących nieobciążone elektroenergetyczne linie kablowe SN wykonane kablami typu YHKXS o przekroju żyły roboczej s_k = 70; 120 i 150 mm^2 oraz długości l_{mk} zmienianej w zakresie od 10 do 10 000 m,
- trzech odległości międzystykowej łącznika próżniowego w stanie pełnego otwarcia (d = 1, 2, 3 mm) oraz różnych przyśpieszeń a_s styku ruchomego.

W czasie badań mierzono przepięcia (współczynniki przepięć) i przetężenia prądowe w obwodzie zasilającym oraz wyłączanym podczas wyłączania bez i z PZŁ. Określano także: udary napięciowe w obwodzie zasilającym powstające wskutek PZŁ (S_μ), czasy łukowe (t_l) i czasy bezprądowe pomiędzy kolejnymi PZŁ (t_{bp}). W podanych poniżej wynikach badań symbolem „o" oznaczono badane napięcia po wyłączeniu prądu o pulsacji sieciowej ω, cyfrą „1" po pierwszym PZŁ, cyfrą „2" po drugim PZŁ, itp..

Wyniki badań

Badania pozwoliły określić:

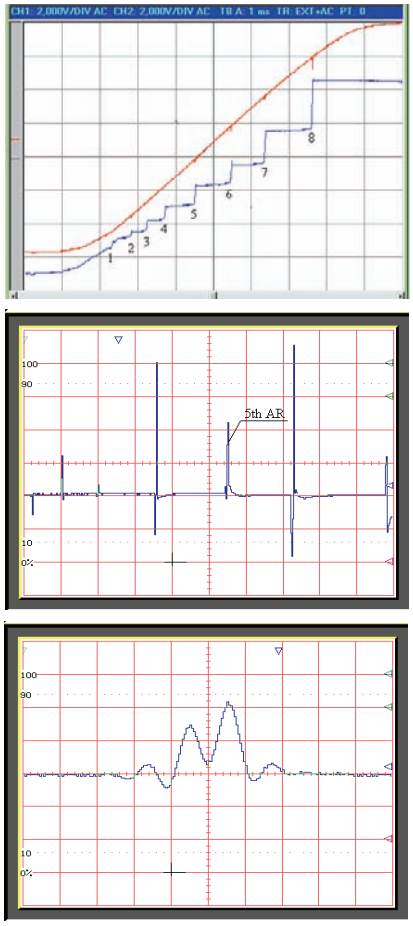
- charakter zjawisk łączeniowych występujących podczas wyłączania rzeczywistej nieobciążonej linii kablowej łącznikiem próżniowym,
- cechy łączeniowe modeli kabli elektroenergetycznych odwzorowane układem łańcuchowym czwórników,
- wpływ parametrów oraz długości wyłączanej łącznikiem próżniowym nieobciążonej linii kablowej na mechanizm wyłączania, rodzaj i liczbę PZŁ, wartości generowanych przepięć i przetężeń prądowych.

Przykładowe przebiegi czasowe napięć w układzie zasilającym i obwodzie wyłączanym, zawierającym nieobciążone linie kablowe SN typu YHKXS, pokazano na rysunkach 2 i 3. Dodatkowo na rysunku 3c przedstawiono przebieg prądu dla 5-tego PZŁ.

a)

b)

c)



Rys. 2. Przebiegi czasowe napięć (a) w sieci zasilającej (przebieg górny) i obwodzie odbiorczym (przebieg dolny numerowany) oraz prądów (b, c), podczas wyłączania kabla elektroenergetycznego YHKXS o długości l_k = 17 m; napięcie probiercze U_p =5,8 kV, stała napięciowa - 2,31 kV/div; stała prądowa - 20 A/div; stała czasowa: (a) - 1ms/div, (b) - 0,5 ms/div, (c) - 0,25 ms/div; 1 ... 8 - kolejne PZŁ

Współczynniki przepięć doziemnych w układzie zasilającym oraz w obwodzie wyłączanym dla kolejnych n-tych PZŁ (oznaczonych na rysunkach punktami) zdefiniowano jako stosunek wartości chwilowej analizowanego napięcia do amplitudy napięcia probierczego. Współczynniki przepięcia doziemnego generowanego w układzie zasilającym po wystąpieniu n-tego PZŁ oznaczono symbolem k_{szn}, a po wyłączeniu prądu n-tego PZŁ symbolem k_{swn}. Analogicznie przepięcia w obwodzie wyłączanym oznaczono symbolami k_{czn} oraz k_{cwn}. Symbolem k_{pcn} oznaczono wartość współczynnika przepięcia występującego w wyłączanym obwodzie wskutek przeładowania pojemności linii kablowej po wystąpieniu PZŁ. Wartości wymienionych współczynników przepięć, dla kolejnych PZŁ występujących po czasie t_c od chwili otwarcia styków łącznika próżniowego, podczas wyłączania modelu linii kablowej o długości l_{mk} = 1300 m (rys 3c) przedstawiono na rysunku 4.

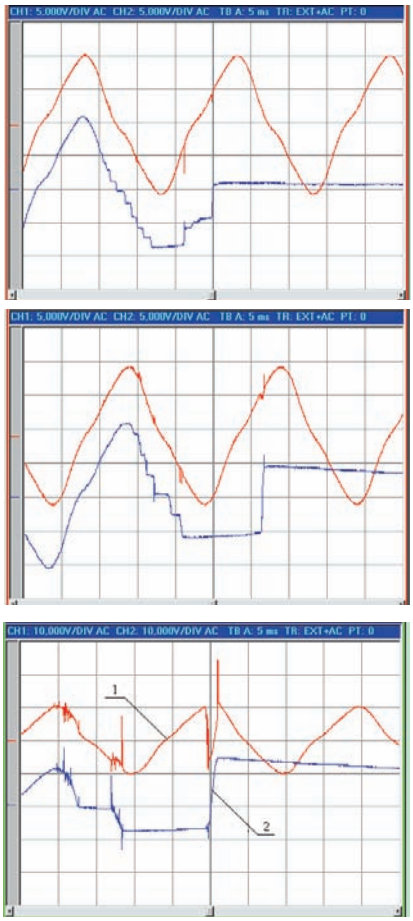
Wpływ długości wyłączanej linii kablowej oraz kolejno zachodzących po sobie PZŁ na wartość przepięć doziemnych w obwodzie zasilającym (k_{szn}, k_{swn}) oraz w obwodzie odbiorczym (k_{czn}, k_{cwn}) pokazano na rysunkach 5 i 6. Na rysunku 5 podano także stromości fali udarowej S_μ rozchodzącej się w sieci zasilającej po wystąpieniu PZŁ.

Zależność współczynnika przepięcia k_{pcn} od czasu bezprądowego t_{bpn}, pomiędzy kolejno zachodzącymi po sobie PZŁ (tj. n-1 i n) przedstawiono na rysunku 7. Wyniki badań dla innych napięć probierczych, długości i parametrów linii kablowych podane zostaną w przygotowywanej ogólnej w pracy.

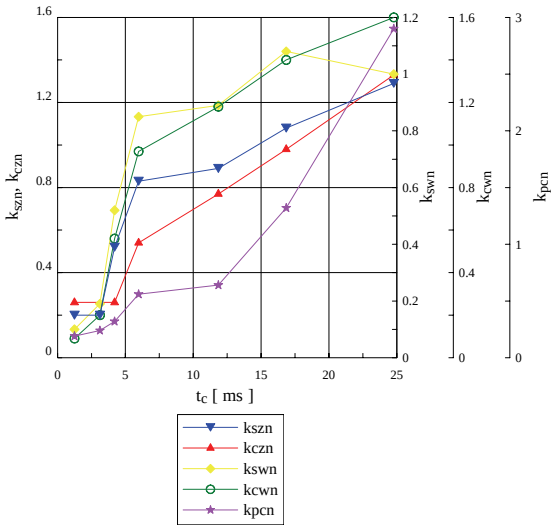
a)

b)

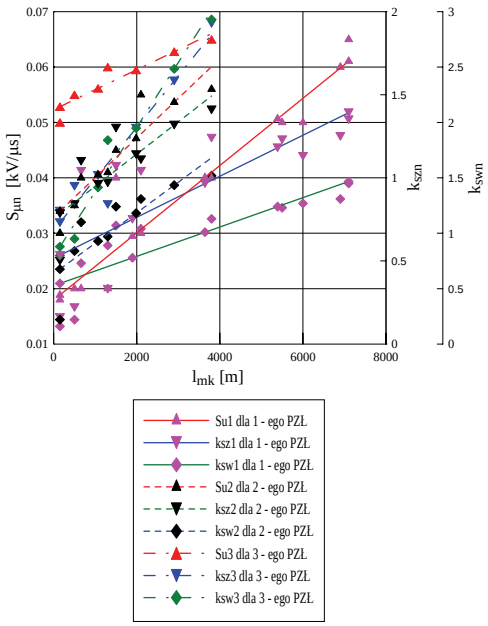
c)



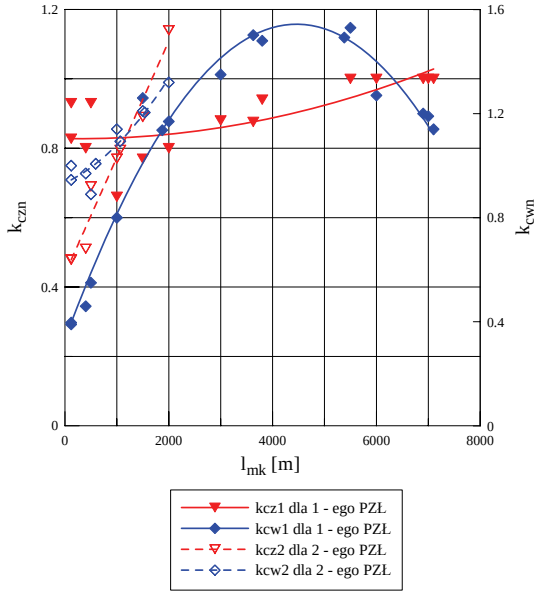
Rys. 3. Przebiegi czasowe napięć w sieci zasilającej (przebieg górny) i wyłączanym obwodzie (przebieg dolny), podczas wyłączania kabla elektroenergetycznego YHKXS o długości l_k = 49 m (a), jego modelu (b) oraz modelu linii kablowej SN o długości 1300; napięcie probiercze U_p = 8,7 kV, stała napięciowa - 5,76 kV/div; stała czasowa - 5 ms/div



Rys. 4. Współczynniki przepięć doziemnych w sieci zasilającej (k_{szn}, k_{swn}) i wyłączanym obwodzie (k_{czn}, k_{cwn}, k_{pcn}) dla kolejnych PZŁ zachodzących po czasie t_c od chwili otwarcia styków wyłącznika próżniowego podczas wyłączania modelu linii kablowej o długości l_{mk} = 1300 m z rysunku 3c. Poszczególne punkty, licząc od lewej strony, podają wartość ww. współczynników dla kolejnych PZŁ



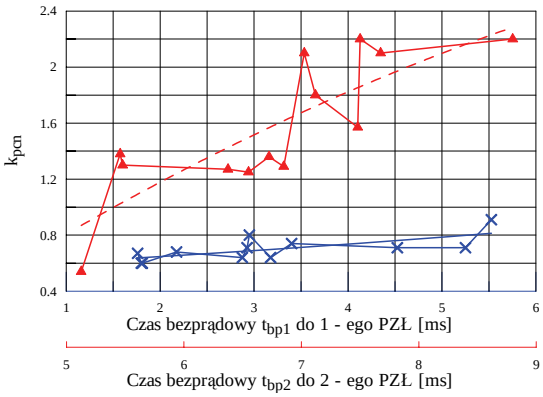
Rys. 5. Wpływ długości l_{mk} linii kablowej i kolejnych PZŁ na stromość fali udarowej $S_{\mu n}$ oraz przepięć doziemnych k_{szn}, k_{swn}.w układzie zasilającym; napięcie probiercze U_p = 5,8 kV, trzy kolejne PZŁ (n = 1, 2, 3)



Rys. 6. Zależność przepięć doziemnych k_{czn}, k_{cwn} od długości l_{mk} wyłączanej linii kablowej dla dwóch kolejnych (n = 1, 2) PZŁ; napięcie probiercze U_p = 5,8 kV

Wnioski

1. Podczas wyłączania wyłącznikiem próżniowym nieobciążonych linii kablowych SN w jednym cyklu łączeniowym mogą wystąpić, jednocześnie lub niezależnie, wczesne i późne PZŁ, podczas których przez styki łącznika próżniowego przepływa wiele połówek prądu wysokiej częstotliwości.
2. Rodzaj i liczba PZŁ zależy od długości wyłączanej nieobciążonej linii kablowej oraz napięcia sieci. Liczba PZŁ maleje ze wzrostem długości linii i rośnie ze wzrostem napięcia sieci zasilającej.
3. Wczesne, wielokrotne i zachodzące w krótkich odstępach czasu PZŁ nie generują znacznych przepięć w obwodzie zasilającym i wyłączanym. Późne, wielokrotne PZŁ prowadzą do generowania znacznych przepięć mogących stanowić zagrożenie dla izolacji kabli elektroenergetycznych.
4. Współczynniki przepięć doziemnych rosną ze wzrostem czasów bezprądowych kolejnych PZŁ, wartości napięcia sieci zasilającej oraz długości wyłączanej nieobciążonej linii kablowej.
5. Stosowanie analizy statystycznej do analizy zjawisk łączeniowych z wielokrotnymi PZŁ może prowadzić do błędnych wniosków. Analizę taką należy przeprowadzać niezależnie dla każdego przebiegu czasowego napięć i prądów.
6. Nie stwierdzono istotnych różnic pomiędzy przebiegami czasowymi napięć i prądów przy wyłączaniu wyłącznikiem próżniowym nieobciążonej rzeczywistej linii kablowej SN, a analogicznymi przebiegami otrzymanymi przy wyłączaniu modelu linii kablowej odwzorowanej linią łańcuchową czwórników typu Γ.



Rys. 7. Zależność współczynnika przepięcia k_{pcn} od czasu bezprądowego t_{bpn} pomiędzy kolejnymi PZŁ podczas wyłączania modelu linii kablowej o długości 1300 m z rys. 3c; krzywa dolna dla 1- ego PZŁ, krzywa górna dla 2 - ego PZŁ

LITERATURA

[1] Batura R, Królikowski Cz., Theoretical the fundaments of overvoltage and overcurrent escalation in the capacitive circuit switched by a vacuum switch. *Proc. XV Int. Symp. Discharges and Electrical Insulation in Vacuum*, Darmstadt (1992), 475-478.

[2] Batura R., Królikowski Cz., Switching of three-phase capacitive circuits with arc reignitions by means of a vacuum switch, Proc. XV Int. Symp. *Discharges and Electrical Insulation in Vacuum*, Darmstadt (1992), 421-426.

[3] Batura R., Zagrożenia przepięciowe w eksploatacji urządzeń elektroenergetycznych, *I Symp. Aparatura rozdzielcza w urządzeniach i instalacjach elektroenergetycznych", Schneider Electric Polska, SEP Oddział Poznań,* Poznań, (1999), 1-25.

[4] Załucki Z., Restrike and reignition voltages of a short contact gap during capacitance switching using vacuum circuit breakers. *Proc. XIX Int. Symp. Discharges and Electrical Insulation in Vacuum*, Xi'an (2000), 440-444.

[5] Fu Y. H, Smeets R. P. P., An experimental investigation on high frequency vacuum arc interruption at small gap length. *Proc. XVII Int. Symp. Discharges and Electrical Insulation in Vacuum*, Berkeley (1996), 475-479.

[6] Batura R, Królikowski Cz, Opydo Wł., Switching unloaded medium voltage cable lines by a vacuum switch. *Proc. XIX Int. Symp. Discharges and Electrical Insulation in Vacuum*, Xi'an (2000), 396-402.

[7] Batura R., Opydo Wł., Overvoltages caused by switching unloaded cable lines by a vacuum switch, *Electrical Engineering*, vol.87 (2005), 181-189.

***Autor**: dr inż. Ryszard Batura, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: ryszard.batura@put.poznan.pl*

Jerzy BIELECKI, Jacek WAŃKOWICZ

Instytut Energetyki Warszawa

Modele długotrwałej wytrzymałości izolatorów ceramicznych i kompozytowych przy obciążeniach cyklicznych

***Streszczenie**. Na podstawie wyników zmęczeniowych prób izolatorów ceramicznych i kształtek porcelanowych oraz różnych typów liniowych izolatorów kompozytowych zaproponowano modele ich wytrzymałości mechanicznej przy obciążeniach cyklicznych. Znajomość takich modeli pozwala na ocenę jakości i trwałości izolatorów, a tym samym na właściwy ich dobór. Zaproponowane modele wytrzymałości dotyczą długopniowych izolatorów liniowych, poddawanych obciążeniom rozciągającym.*

***Abstract**. On the basis of results of fatigue tests of long rod ceramic insulators and ceramic tensile test pieces as well various long rod composite insulators models of their mechanical strength at cyclic loads have been elaborated and proposed. Development of the models is important for evaluation of quality and expected prolonged performance of the insulators as well the selection of insulators in respect of service conditions. The proposed models of mechanical strength refer to long rod suspension insulators subjected to tensile loads. (**Models of ceramic and composite insulators at cyclic loads**).*

Słowa kluczowe: linia elektroenergetyczna, izolator ceramiczny, izolator kompozytowy, próba mechaniczna, zmęczenie materiału.
Keywords: power line, ceramic insulator, composite insulator, mechanical test, fatigue of material.

Wstęp

Ujemny wpływ zmiennych obciążeń mechanicznych na trwałość elementów konstrukcyjnych jest powszechnie znany. Na elektroenergetyczne wiszące izolatory liniowe działają również, oprócz sił statycznych (pochodzących głównie od naciągu przewodów i ciężaru osprzętu), obciążenia zmienne (naprężenia o przebiegu wibracyjnym lub udarowym wynikające z warunków eksploatacji, głównie z oddziaływania czynników atmosferycznych, a zwłaszcza od drgań przewodów).

Opracowane dotychczas dokumenty normalizacyjne dotyczące badań izolatorów przewidują sprawdzanie ich wytrzymałości mechanicznej przy obciążeniach statycznych [1, 2], natomiast wpływ narażeń zmiennych na wytrzymałość izolatorów jest zagadnieniem stosunkowo nowym, lecz już zasygnalizowano go w normie [3] z zakresu budowy linii napowietrznych. Problem dotyczy zarówno izolatorów ceramicznych, jak i kompozytowych, jakkolwiek cel badań każdego z tych rodzajów izolatorów jest nieco odmienny.

Do podstawowych wielkości charakteryzujących obciążenie cykliczne (zmęczeniowe) należą:

- naprężenie średnie (składowa stała) σ_m
- amplituda zmian naprężenia σ_a
- naprężenie maksymalne $\sigma_{max} = \sigma_m + \sigma_a$
- naprężenie minimalne $\sigma_{min} = \sigma_m - \sigma_a$
- liczba cykli na jednostkę czasu ω, f

Przyjmując zmieniający się w czasie t, równomierny jednoosiowy stan naprężenia, złożony z naprężenia stałego i zmieniającej się harmonicznie amplitudy, otrzymamy zależność

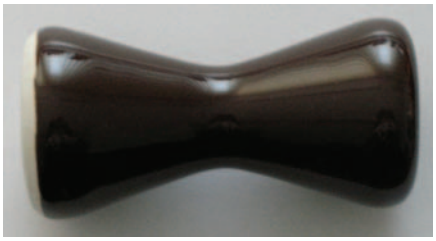
$$\sigma(t) = \sigma_m + \sigma_a \sin\omega t \quad (1)$$

W próbach mechanicznej wytrzymałości przy obciążeniu cyklicznym poszczególnym naprężeniom odpowiadają konkretne wartości obciążeń (sił), generowanych przez urządzenie probiercze W przeprowadzonych próbach izolatorów i kształtek amplitudę przyjmowano najczęściej na poziomie 1/4 lub 1/8 wartości obciążenia średniego.

Prace zmierzające do określenia odporności izolatorów na zmienne obciążenia mechaniczne prowadzi się w Instytucie Energetyki od 2000 r. Już na podstawie wstępnych badań zarysowała się pewna koncepcja modelu wytrzymałości zarówno dla izolatorów ceramicznych [4] i porcelany elektrotechnicznej [5], jak również dla izolatorów kompozytowych [6]. Dopiero jednak po kolejnej serii zmęczeniowych prób wykonanych na specjalnych kształtkach porcelanowych i kilku typach kompozytowych izolatorów liniowych, można było zaproponować ilościowe ujęcie modelu ich wytrzymałości przy obciążeniach cyklicznych.

Zmęczeniowa wytrzymałość porcelany elektrotechnicznej

Pierwsze prace badawcze wykonano w celu zorientowania się w zachowaniu elementów ceramicznych poddanych zmiennym obciążeniom mechanicznym. Obiektem badań były – do niedawna znormalizowane (normę PN-89/E-06307, według której je wykonano, wycofano bez zastąpienia w 2002 r.) – kształtki z różnych rodzajów porcelany elektrotechnicznej – rys. 1.



Rys. 1. Znormalizowana kształtka z porcelany elektrotechnicznej do prób mechanicznej wytrzymałości przy obciążeniach rozciągających

Kształtki były pokryte typowym szkliwem stosowanym w produkcji izolatorów ceramicznych. Choć jedyną mierzoną w czasie prób odpowiedzią materiału było zniszczenie kształtki lub jej trwała odporność, to jednak badania te pozwoliły na wstępne oszacowanie wytrzymałości porcelany w warunkach zmęczenia materiału i jednocześnie stanowiły podstawę dalszych prac.

Do badań wykonano kilka partii kształtek po kilkadziesiąt sztuk każda. Przede wszystkim chodziło o porównanie tworzywa C120 i C130, jednak w celu lepszego zobrazowania różnic właściwości stosowanych w produkcji izolatorów rodzajów tworzyw, jedną partię kształtek wykonano z tworzywa C110.

Szczególną uwagę zwrócono na wytrzymałość kształtek z tworzywa C130, jako powszechnie stosowanego do wytwarzania najbardziej odpowiedzialnych izolatorów; przeprowadzono na nich najwięcej prób i dla tego właśnie rodzaju porcelany zaproponowano model wytrzymałości przy obciążeniach cyklicznych.

Do kolejnej serii badań opracowano nową wersję kształtek – rysunek 2. Kształtka nie miała przewężenia – jak w przypadku znormalizowanej – lecz wydłużoną część

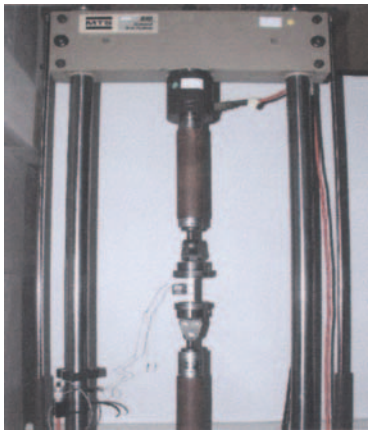
cylindryczną, do której można było mocować czujniki pomiarowe. Kształtki nie były szkliwione.



Rys. 2. Cylindryczna kształtka z porcelany elektrotechnicznej do prób mechanicznej wytrzymałości przy obciążeniach Rozciągających

Badania wytrzymałości mechanicznej kształtek cylindrycznych przy obciążeniach cyklicznych przeprowadzono w Instytucie Materiałoznawstwa i Mechaniki Technicznej Politechniki Wrocławskiej. Istniejące tam Laboratorium Badawcze jest wyposażone m.in. w dwie hydrauliczne maszyny wytrzymałościowe firmy MTS o sile maksymalnej 100 kN. Bogata aparatura pomiarowa stanowiska MTS umożliwia przeprowadzanie badań wytrzymałościowych od najprostszych (jak np. próba statycznego rozciągania) do badań o wysokim stopniu skomplikowania, jak chociażby próby cykliczne sterowane wartością odkształcenia plastycznego (trwałego). Dzięki temu było możliwe przeprowadzenie na kształtkach porcelanowych wszystkich eksperymentów (statycznych jak i cyklicznych) na tym samym urządzeniu.

Na rys. 3. pokazano maszynę wytrzymałościową wraz z cylindryczną kształtką porcelanową zamocowaną w specjalnie wykonanych uchwytach.



Rys. 3. Stanowisko badawcze MTS do badań zmęczeniowych wraz z zamocowaną do prób cylindryczną kształtką porcelanową

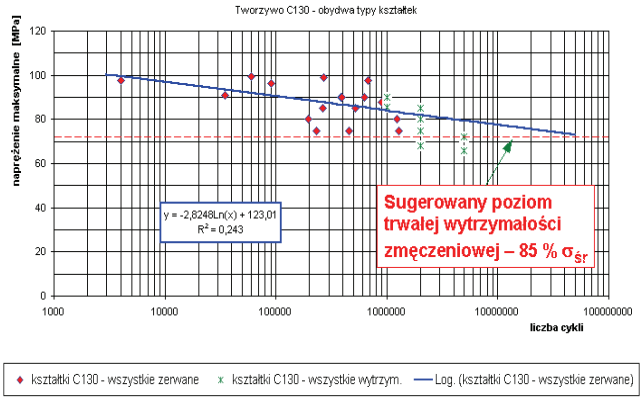
Wyniki zmęczeniowych prób cylindrycznych kształtek z tworzywa C130 naniesiono na układ współrzędnych o skali logarytmicznej na osi O-x i skali liniowej na osi O-y (w takich współrzędnych podaje się najczęściej wykres zmęczeniowy *Wöhlera* [6, 7]) oraz aproksymowano funkcją logarytmiczną - rys. 4.

Do aproksymacji przyjęto wyniki tylko tych prób, w których kształtka uległa zerwaniu. Pozostałe punkty (również naniesione na układ współrzędnych) posłużyły do oszacowania nieograniczonej wytrzymałości zmęczeniowej kształtek.

Krzywa pokazana na rys. 4. jest opisana zależnością

(2) $$y(x) = -2{,}8248Ln(x) + 123{,}01,$$

którą proponuje się przyjąć za analityczny model wytrzymałości kształtek (średnica 20 mm) z porcelany C130 przy obciążeniach cyklicznych (w zakresie obciążeń powyżej sugerowanego poziomu trwałej wytrzymałości zmęczeniowej).



Rys. 4. Wykres zależności naprężenia niszczącego od liczby cykli zmian obciążenia dla obydwóch typów kształtek (znormalizowanej i cylindrycznej) z tworzywa C130 z sugerowanym poziomem trwałej wytrzymałości zmęczeniowej

Biorąc pod uwagę zarówno punkty uzyskane przez zniszczenie kształtki, jak i te, dla których nie doprowadzono do jej zerwania oraz uwzględniając stosunkowo duży rozrzut wyników (dla materiałów kruchych, do których niewątpliwie należy ceramika, taki rozrzut nie jest zaskakujący, choć w próbach statycznych różnych partii kształtek otrzymywano nieraz mniej różniące się wartości), uzyskaną funkcję uznano za przybliżony model wytrzymałości zmęczeniowej porcelany C130. Na tej podstawie szacunkowy poziom trwałej wytrzymałości zmęczeniowej kształtek można przyjąć na nie więcej niż 72 MPa, czyli ok. 85 % średniej wytrzymałości uzyskanej w próbach wytrzymałości statycznej. Wartość tę tj. 85 % rzeczywistej wytrzymałości statycznej, proponuje się przyjmować również jako granicę trwałej wytrzymałości zmęczeniowej izolatorów z częścią ceramiczną z tworzywa C130.

Zgodnie z zasadami projektowania izolatorów ceramicznych oraz obliczania ich znamionowych właściwości mechanicznych, rzeczywista wytrzymałość izolatora jest zwykle o kilkadziesiąt procent większa od jego wytrzymałości znamionowej. Jednocześnie przewidywane w eksploatacji maksymalne obciążenie izolatora nie powinno przekraczać 1/3 wartości wytrzymałości znamionowej (tzw. współczynnik bezpieczeństwa równy 3 [8]). Zapas wytrzymałości izolatorów z tworzywa C130 w stosunku do jego poziomu długotrwałej wytrzymałości zmęczeniowej jest więc bardzo wyraźny.

Zmęczeniowa wytrzymałość izolatorów kompozytowych

Rozszerzenie badań na izolatory kompozytowe było naturalną konsekwencją podjętego tematu zmęczeniowej wytrzymałości izolatorów ceramicznych. Celem badań było określenie wpływu obciążeń cyklicznych na trwałość izolatorów i opracowanie kryteriów doboru izolatorów kompozytowych do pracy w warunkach narażenia na tego typu obciążenia [6].

Próby zmęczeniowe wykonano na stanowisku badawczym SCHENCK – rys. 5.

Podobnie jak dla kształtek i izolatorów ceramicznych obciążenie rozciągające, któremu poddawano izolatory kompozytowe, miało przebieg harmoniczny. Wyniki prób, na których oparto prezentowany model wytrzymałości, dotyczą obciążeń cyklicznych o amplitudzie drgań na poziomie 1/4 obciążenia średniego, przy częstotliwości zmian obciążenia równej 7 Hz.



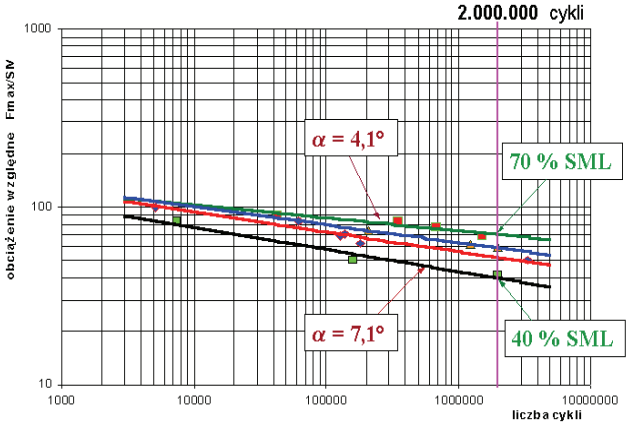
Rys. 5. Widok stanowiska badawczego z zamontowanym do prób kompozytowym izolatorem do linii 220 kV

Początkowo przyjmowano, że przy założonych parametrach obciążenia cyklicznego izolator powinien wytrzymywać długotrwale 2 miliony cykli [9]. Okazało się jednak, że do zniszczenia izolatora może dojść również na stosunkowo niskim poziomie obciążenia maksymalnego (np. 50 % *SML*) przy liczbie cykli powyżej 2 mln. Uznano, że w interesującym nas zakresie maksymalnych obciążeń (do ok. 1/3 *SML*), trudno dla tych izolatorów wskazać poziom długotrwałej wytrzymałości zmęczeniowej. Ich model wytrzymałości przy obciążeniach cyklicznych nie ma więc kształtu krzywej *Wöhlera*.

Jako model wytrzymałości przy obciążeniach cyklicznych badanych izolatorów kompozytowych przyjęto wykreśloną w układzie współrzędnych w skali podwójnie logarytmicznej charakterystykę, sporządzoną w następujący sposób:

– na osi odciętych (oś O-x) odkładano liczbę wytrzymanych cykli,
– na osi rzędnych (oś O-y) – iloraz maksymalnego cyklicznego obciążenia niszczącego i znamionowego obciążenia mechanicznego tj. F_{max}/SML (w procentach).

Otrzymane w ten sposób dla każdej badanej partii izolatorów punkty aproksymowano funkcją potęgową.



Rys. 6. Zależność wytrzymałości izolatorów kompozytowych od liczby cykli, w skali logarytmicznej na obu osiach, przy amplitudzie równej 1/4 obciążenia średniego

Na rys. 6. pokazano przykładowo kilka charakterystyk (dla czterech różnych typów izolatorów liniowych, wyprodukowanych przez różnych producentów). Zwraca uwagę fakt, że o ile nachylenia charakterystyk nie różnią się wiele w liczbach bezwzględnych (na rys. 6. podano umowne kąty nachylenia skrajnych charakterystyk), to dla 2 mln cykli (przyjmowanych za parametr graniczny) poziomy wytrzymałości różnią się znacznie.

Krzywe pokazane na rys. 6. i opisane zależnością

$$y(x) = Ax^{-b}, \tag{3}$$

(gdzie stałe A i b zależą od jakości i technologii wykonania danego typu izolatora kompozytowego) proponuje się przyjąć za analityczny model wytrzymałości kompozytowych izolatorów liniowych przy obciążeniach cyklicznych w całym zakresie stosowanych obciążeń.

Podsumowanie

Prowadzone w Instytucie Energetyki badania izolatorów kompozytowych jeszcze trwają i być może zaproponowany model ich wytrzymałości przy obciążeniach cyklicznych zostanie nieco zmodyfikowany. Jednak na podstawie wyników wykonanych dotychczas prób (zarówno na izolatorach ceramicznych, kształtkach porcelanowych i izolatorach kompozytowych), można wstępnie przyjąć następujące wnioski:

– porcelana elektrotechniczna C130, a tym samym wykonane z niej części ceramiczne izolatorów, wykazuje trwałą odporność na obciążenia cykliczne na poziomie 85 % jej wytrzymałości statycznej; wpływ obciążeń cyklicznych na obniżenie trwałości izolatorów ceramicznych z tworzywa C130, biorąc pod uwagę zapasy wytrzymałości przyjęte na etapie projektowania izolatorów i zasady ich doboru, wydaje się nieistotny
– obciążenia cykliczne powodują obniżenie wytrzymałości izolatorów kompozytowych, a moment zerwania zależy od poziomu obciążenia maksymalnego i liczby cykli (czyli czasu trwania próby zmęczeniowej)
– wpływ obciążeń cyklicznych na trwałość niewłaściwie dobranego czy wykonanego izolatora kompozytowego może okazać się znaczny i spowodować jego przyspieszoną degradację.

LITERATURA

[1] PN-EN 60383-1:2005 Izolatory do linii napowietrznych o znamionowym napięciu powyżej 1 kV – Część 1. Ceramiczne i szklane izolatory do sieci prądu przemiennego – Definicje, metody badań i kryteria oceny wyników

[2] PN-IEC 61109:1999 Izolatory kompozytowe do linii napowietrznych prądu przemiennego o znamionowym napięciu powyżej 1000 V – Definicje, metody badań i kryteria odbioru

[3] PN-EN 50341-1:2005 Elektroenergetyczne linie napowietrzne prądu przemiennego powyżej 45 kV – Część 1. Wymagania ogólne – Specyfikacje wspólne

[4] Bielecki J., Ocena wytrzymałości izolatorów ceramicznych przy obciążeniach cyklicznych. *Elektroenergetyka – technika, ekonomia, organizacja,* nr 2'03. Wyd. PSE S.A., 2003, 41-48

[5] Bielecki J., Wytrzymałość porcelany elektrotechnicznej przy obciążeniach cyklicznych. *VII Ogólnopolska konferencja naukowo-techniczna – NIWE'2003, Szklarska Poręba*; *Zeszyt specjalny czasopisma „Energetyka"* nr 1/2003.

[6] Bielecki J., Stankiewicz J., Wańkowicz J., Próba oceny wpływu obciążeń cyklicznych na długotrwałą wytrzymałość izolatorów kompozytowych, *VII Ogólnopolskie Sympozjum Naukowe IW-2004, Poznań-Będlewo, Zeszyt Specjalny czasopisma „Przegląd Elektrotechniczny" – nr 1/2004, 12-14.*

[7] Kocańda S., Szala J., Podstawy obliczeń zmęczeniowych. *PWN*, Warszawa 1985

[8] PN-88/E-06313 *Dobór izolatorów liniowych i stacyjnych pod względem wytrzymałości mechanicznej*

[9] Bielecki J., Wańkowicz J., Propozycja modelu mechanicznej wytrzymałości kompozytowych izolatorów liniowych przy obciążeniach cyklicznych. *X Sympozjum EUI'2003, Zakopane; Zeszyt specjalny czasopisma „Przegląd Elektrotechniczny"* nr 1/2005, 22-25.

***Autorzy**: mgr inż. Jerzy Bielecki, Instytut Energetyki, ul. Mory 8, 01-330 Warszawa, e-mail: jerzy.bielecki@ien.com.pl; dr hab. inż. Jacek Wańkowicz, Instytut Energetyki, ul. Mory 8, 01-330 Warszawa, e-mail: jacek.wankowicz@ien.com.pl*

Bogusław BOCHEŃSKI

Politechnika Łódzka, Instytut Elektroenergetyki, Zakład Wysokich Napięć

Wpływ odkształcenia napięcia na obciążalność transformatorów energetycznych

Streszczenie. *W artykule przedstawione zostały wyniki analizy wpływu wybranych parametrów jakości energii elektrycznej na obciążalność transformatorów energetycznych.*

Abstract. *There were shown results of analysis of influence selected parameters of power quality to loadability of power transformers. (**Influence of voltage distortion on loadability of power transformers**).*

Słowa kluczowe: transformator, jakość energii elektrycznej, odkształcenie napięcia, obciążalność, program komputerowy
Keywords: transformer, power quality, voltage distortion, computer program

Wstęp

Energia elektryczna jest produktem komercyjnym, dla którego wyznacza się pewne parametry określające jej jakość, czyli przydatność do założonych celów. W przeciwieństwie do typowych produktów rynkowych, na jakość energii elektrycznej wpływ ma nie tylko wytwórca ale również odbiorca. Jakość energii elektrycznej definiowana jest kilkoma parametrami, są to: częstotliwość napięcia (f), wartość skuteczna napięcia (U), kształt krzywej napięcia (THD – Total Harmonic Distortion), symetria napięć zasilania (α_{U2}). W niniejszych rozważaniach nie została uwzględniona tylko zmienność częstotliwości harmonicznej podstawowej napięcia zasilającego (przyjęto, że jest stała i równa znamionowej), a w dalszej części zaprezentowany został wpływ zmian wymienionych parametrów na obciążalność transformatorów energetycznych dużej mocy.

Problem odkształcenia sinusoidy napięcia nie jest problemem nowym. Odbiorniki nieliniowe są przyczyną odkształcenia prądu obciążenia, wywołując odkształcone spadki napięć na elementach sieci, co w konsekwencji powoduje odkształcenie napięć zasilających [1]. Skutkami odkształcenia napięcia są problemy z kompatybilnością elektromagnetyczną urządzeń elektrycznych oraz wzrost strat mocy w częściach przewodzących tych urządzeń. Również w dziedzinie transformatorów energetycznych problem ten nie jest nowy [2], a szczególnie dotyczy transformatorów przekształtnikowych pracujących z prostownikami lub falownikami [3], [4]. Są to głównie transformatory małej i średniej mocy, jednak w sieciach WN problem odkształcenia napięcia również jest obecny [5]. Wynika stąd konieczność spojrzenia na obciążalność transformatorów energetycznych pod tym kątem.

Straty mocy

Odkształcenie napięcia powoduje wzrost strat mocy, zarówno jałowych jak i obciążeniowych (odkształcenie napięcia powoduje przepływ odkształconego prądu przez odbiorniki liniowe). W [6] przedstawione zostały wzory do obliczenia strat wynikających z asymetrii napięć zasilania:

$$\Delta P'_T = \alpha_{U2}^2 \cdot \left(\Delta P_j + \frac{\Delta P_o}{u_k^2} \right), \tag{1}$$

oraz z odkształcenia krzywej napięcia:

$$\Delta P''_T = \Delta P_j \cdot \sum_{h=2}^{\infty} u_h^2 + + 0{,}607 \cdot \frac{\Delta P_o}{u_k^2} \cdot \sum_{h=2}^{\infty} \frac{1 + 0{,}05 \cdot h^2}{h \cdot \sqrt{h}} \cdot u_h^2 \tag{2}$$

Należy zaznaczyć, że są to dodatkowe straty, które należy dodać do strat obliczonych dla harmonicznej podstawowej. Autorzy [6] ponadto wykonali pomiary strat w transformatorze 10MVA 35/6kV przy zasilaniu go napięciami odkształconymi.

Analiza pracy transformatorów

Analiza wpływu parametrów zasilania i obciążenia na obciążalność transformatorów wykonana została w programie DTR [7÷10] przy użyciu opcji symulacji krótkotrwałego obciążenia awaryjnego o czasie trwania przeciążenia 120 minut. Ograniczeniem dla obciążenia jest temperatura najgorętszego punktu uzwojenia (130°C lub 150°C – zależnie od klasy izolacji [11], [12]) lub krotność prądu (2 jw). Przy przeciążeniach krótkotrwałych (do kilku godzin) główną rolę odgrywa temperatura gorącego punktu uzwojenia lub krotność prądu obciążenia. Maksymalna temperatura gorącego punktu nie może być większa niż poziom pojawienia się pęcherzyków gazu przy powierzchni izolacji celulozowej, który bardzo silnie zależy od zawilgocenia izolacji transformatora [2], [11], [13], [14], [15], [16]. We wszystkich obliczeniach problem ten został pominięty – założono, że izolacja jest odpowiednio wysuszona.
Ponadto, w celu ujednolicenia warunków początkowych, zostały wykorzystane płaskie profile obciążenia i temperatury otoczenia, tzn. stała wartość obciążenia oraz stała temperatura otoczenia przez całą dobę.

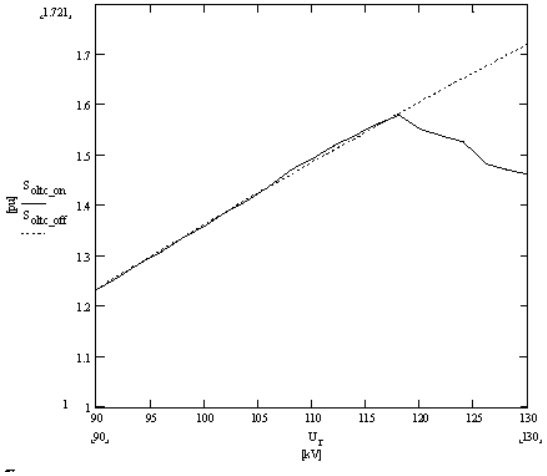
Wpływ wartości skutecznej napięcia zasilania na obciążalność transformatorów energetycznych

Napięcie zasilania ma wpływ na obciążalność transformatora. Ze wzrostem napięcia rosną straty jałowe i pomimo małego ich udziału w całkowitych stratach mocy zauważalnie wpływają na obciążalność transformatorów.

Obciążalność transformatora można rozpatrywać w dwóch wariantach, jako obciążalność prądem i mocą. Wpływ zmian napięcia zasilania w obu przypadkach jest zupełnie różny, co ilustrują rysunki 1 i 2. Przedstawione zostały tylko przykładowe obliczenia dla transformatora dwuuzwojeniowego, jednak dla innych jednostek zależność jest podobna. W przypadku obciążalności mocą ze wzrostem napięcia maleje prąd (przy stałej mocy), a więc maleją straty obciążeniowe – w przybliżeniu proporcjonalnie do kwadratu prądu, a więc dopuszczalna moc obciążenia może być większa. Przy obciążalności prądem straty obciążeniowe nie zmieniają się, dlatego ze wzrostem napięcia maleje obciążalność (ponieważ rosną straty jałowe).

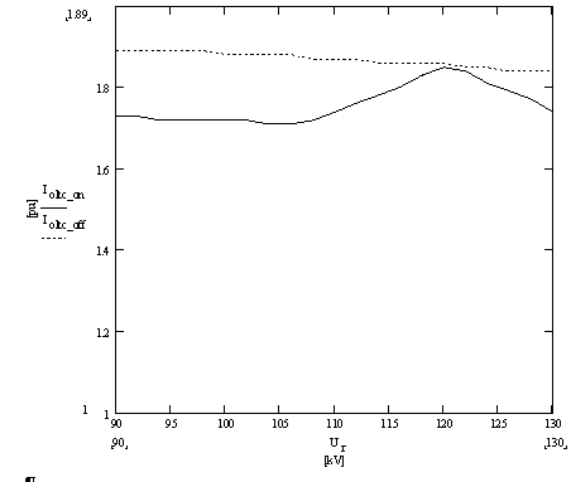
Problem komplikuje obecność podobciążeniowego przełącznika zaczepów, ustawianego automatycznie w celu utrzymania żądanego napięcia u odbiorcy. Jego wpływ

został przedstawiony na rysunkach 1 i 2 (linie ciągłe). Przy pewnej wartości napięcia zasilającego, obciążalność transformatora zarówno mocą jak i prądem jest największa.



Rys. 1. Zależność krótkotrwałej 120-minutowej obciążalności mocą transformatora dwuuzwojeniowego 33MVA-110/14,2kV od napięcia zasilania dla stałej temperatury otoczenia oraz płaskiego profilu obciążenia, przy: - automatycznie ustawianym przełączniku zaczepów w celu utrzymania napięcia u odbiorcy – krzywa 1 (S_{oltc_on}), - unieruchomionym przełączniku zaczepów na pozycji znamionowej (110kV) – krzywa 2 (S_{oltc_off})

Ponadto, przy obciążalności prądem (rys. 2), krzywa pierwsza (linia ciągła) osiąga przy pewnym napięciu minimum – przy obciążalności mocą jest tylko maksimum obciążalności.

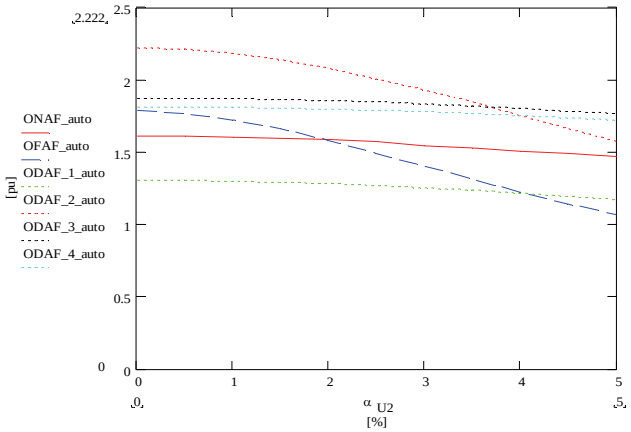


Rys. 2. Zależność krótkotrwałej 120-minutowej obciążalności prądem transformatora dwuuzwojeniowego 33MVA-110/14,2kV od napięcia zasilania dla stałej temperatury otoczenia oraz płaskiego profilu obciążenia, przy: - automatycznie ustawianym przełączniku zaczepów w celu utrzymania napięcia u odbiorcy – krzywa 1 (I_{oltc_on}), - unieruchomionym przełączniku zaczepów na pozycji znamionowej (110kV) – krzywa 2 (I_{oltc_off})

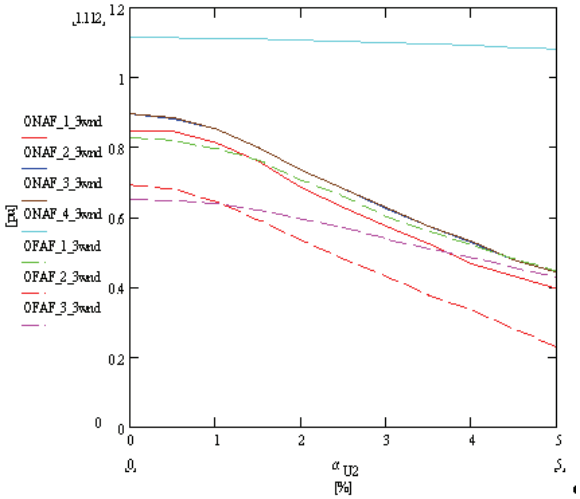
Wpływ asymetrii napięcia zasilania na obciążalność transformatorów energetycznych

Asymetria napięcia zasilania określana jest współczynnikiem asymetrii oraz współczynnikiem niezrównoważenia [1]. Składowa zerowa napięcia występuje normalnie tylko w sieciach nn, więc jako wskaźnik asymetrii zasilania transformatorów energetycznych został wykorzystany tylko współczynnik asymetrii. W celu uwzględnienia współczynnika asymetrii wykorzystana została zależność (1) do obliczenia dodatkowych strat mocy wywoływanych przez asymetrię napięć zasilających.

Obliczenia zostały wykonane dla pewnej populacji autotransformatorów oraz transformatorów dwu- i trójuzwojeniowych. Na rysunku 3 przedstawione zostało zestawienie obciążalności autotransformatorów w funkcji współczynnika asymetrii (ze względu na czytelność wykresu pominięto pozostałe jednostki), na rysunku 4 te same zależności dla transformatorów trójuzwojeniowych, oraz dla transformatorów dwuuzwojeniowych – rysunek 5. Dokonano również podziału ze względu na rodzaj chłodzenia jednostek.

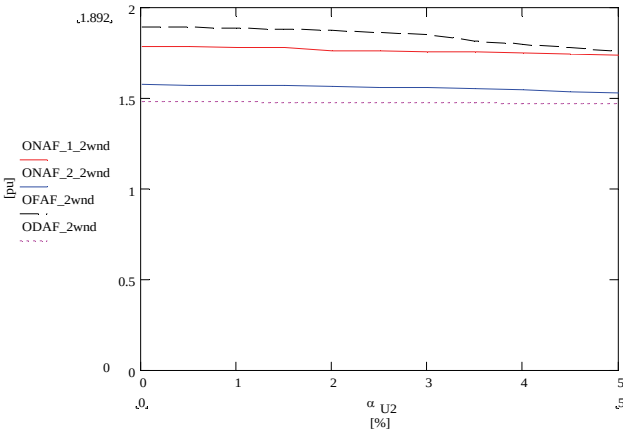


Rys. 3. Zestawienie zależności krótkotrwałej 120-minutowej obciążalności mocą 6 różnych autotransformatorów od współczynnika asymetrii α_{U2} przy stałej temperaturze otoczenia, płaskim profilu obciążenia oraz unieruchomionym przełączniku zaczepów

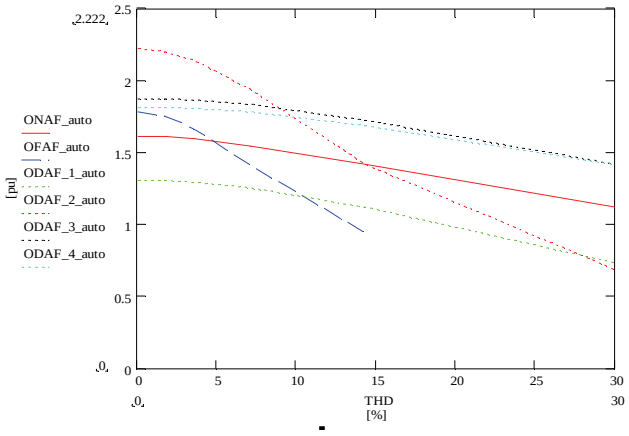


Rys. 4. Zestawienie zależności krótkotrwałej 120-minutowej obciążalności mocą 7 różnych transformatorów trójuzwojeniowych od współczynnika asymetrii α_{U2} przy stałej temperaturze otoczenia, płaskim profilu obciążenia oraz unieruchomionym przełączniku zaczepów

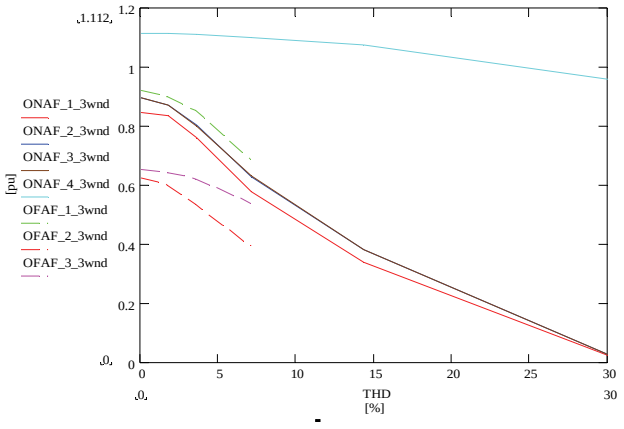
Analizując przedstawione wykresy, trudno znaleźć jednoznaczną zależność obciążalności od współczynnika asymetrii dla wszystkich jednostek. Pewne podobieństwo występuje jednak w przypadku autotransformatorów dla jednostek z chłodzeniem ODAF (rys. 3). Jednak jest to zbyt mała populacja, aby można było ten przypadek uogólnić. Podobnie jest w grupie transformatorów dwuuzwojeniowych (rys. 5), oraz trójuzwojeniowych, które jednak wykazały większą rozbieżność wyników (rys. 4).



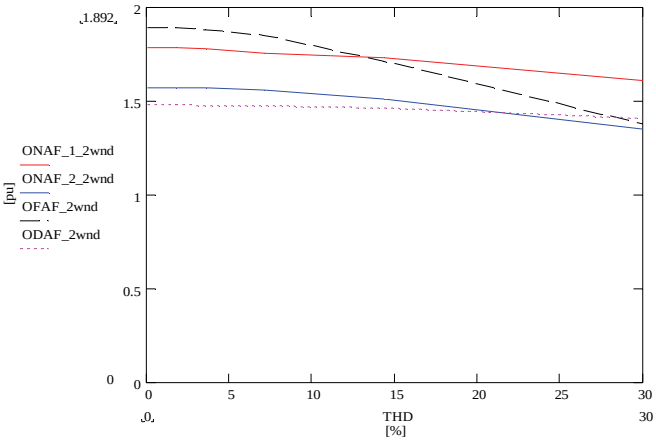
Rys. 5. Zestawienie zależności krótkotrwałej 120-minutowej obciążalności mocą 4 różnych transformatorów dwuuzwojeniowych od współczynnika asymetrii α_{U2} przy stałej temperaturze otoczenia, płaskim profilu obciążenia oraz unieruchomionym przełączniku zaczepów



Rys. 6. Zestawienie zależności krótkotrwałej 120-minutowej obciążalności mocą 6 różnych autotransformatorów od współczynnika THD przy stałej temperaturze otoczenia, płaskim profilu obciążenia oraz unieruchomionym przełączniku zaczepów



Rys. 7. Zestawienie zależności krótkotrwałej 120-minutowej obciążalności mocą 7 różnych transformatorów trójuzwojeniowych od współczynnika THD przy stałej temperaturze otoczenia, płaskim profilu obciążenia oraz unieruchomionym przełączniku zaczepów



Rys. 8. Zestawienie zależności krótkotrwałej 120-minutowej obciążalności mocą 4 różnych transformatorów dwuuzwojeniowych od współczynnika THD przy stałej temperaturze otoczenia, płaskim profilu obciążenia oraz unieruchomionym przełączniku zaczepów

Wpływ odkształcenia napięcia zasilania na obciążalność transformatorów energetycznych

Do obliczenia strat mocy przy odkształconym napięciu wymagane są wartości poszczególnych harmonicznych [1], ponieważ współczynnik odkształcenia THD nie zawiera informacji o widmie sygnału. Jednakże to współczynnik THD jest jednym z parametrów jakości energii elektrycznej. W przykładzie obliczeniowym wykorzystano odkształcone napięcie zasilające, którego widmo jest jednakowe, a zmienia się tylko współczynnik THD.

Ilościowy wpływ odkształcenia o innym widmie niż użyto w przykładzie, jest możliwy do określenia jedynie przez ponowne wykonanie odpowiednich obliczeń. Jak można zauważyć na przedstawionych wykresach, ze wzrostem wartości współczynnika THD obciążalność transformatorów maleje nieliniowo. Ponadto zależność ta, różni się znacznie dla różnych jednostek.

Odkształcenie napięcia wpływa na obciążalność transformatorów podobnie jak współczynnik asymetrii, tj. z jego wzrostem maleje obciążalność. Podobieństwo występuje również w rozbieżności uzyskanych wyników.

Podsumowanie

Dokładne określenie obciążalności transformatora w zależności od współczynnika asymetrii i współczynnika THD jest możliwe jedynie dla konkretnej jednostki przy użyciu komputera z odpowiednim oprogramowaniem uwzględniającym wszystkie parametry transformatora, np. DTR [7÷10], [12]. Wynika to ze złożoności pracy transformatora, co wymaga np. zmian położenia przełącznika zaczepów czy zmian stanu układu chłodzenia.

Na podstawie wykonanych obliczeń i wykresów można jedynie stwierdzić, że obciążalność jest monotonicznie malejącą funkcją współczynników α_{U2} i THD w całym ich zakresie.

LITERATURA

[1] Mieński R., Pawełek R., Wasiak I.: Jakość energii elektrycznej – parametry, pomiary i ocena., Seminarium nt.: Zaburzenia w napięciu zasilającym, Łódź, 9.06.2003, s. 29-52.
[2] Jezierski E., Transformatory, WNT (1983)
[3] Forrest J.A.C., Allard B.: Thermal problems caused by harmonic frequency leakage fluxes in three-phase, three-winding converter transformers. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 19, no. 1, p. 208-213, January 2004.
[4] Huang S.R., Chen B.N.: Harmonic study of the Le Blanc transformer for Taiwan railway's electrification system. IEEE

Transactions on Power Delivery, vol. 17, no. 2, p. 495-499, April 2002.
[5] Govindarajan S.N., Cox M.D., Berry F.C.: Survey of harmonic levels on the Southwestern Electric Power Company system. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 6, no. 4, p. 1869-1875, October 1991.
[6] Кузнецов В.Г., Шполянский О.Г. Лютый А.П.: Оценка влияния показателей качества электоэнергии на потери активной мощности и снижение срока службы трансформатора. III Międzynarodowe Seminarium Polsko – Ukraińskie „Problemy Elektroenergetyki", s. 97-106, Łódź, 10-11.06.2002.
[7] Piotrowski T., Bocheński B.: Programy numeryczne do diagnostyki i zarządzania czasem życia izolacji transformatorów energetycznych. Przegląd Elektrotechniczny – Konferencje 1'2004, s. 15-18, 2004.
[8] Mosiński F.: Wpływ wody i tlenu na obciążalność i czas życia transformatorów energetycznych. Energetyka, Zeszyt Tematyczny nr VI, kwiecień 2005 Konferencja Kołobrzeg-Dźwirzyno 20-22.04.2005, str. 117-119
[9] Mosiński F., Piotrowski T., Bocheński B.: Power transformer rating – an example of a numerical programme application. International conference on power transformers „Transformer 05", p. 77-82, Pieczyska 17-19 maj 2005.
[10] Mosiński F., Piotrowski T., Bocheński B.: Śledzenie i prognozowanie obciążalności transformatora energetycznego. XIII Konferencja Energetyki, Zamek Książ 7 – 9 września 2005.
[11] Harlow J.H., at all: Electric power transformer engineering. CRC Press, 2004.
[12] Dokumentacja programu DTR (Documentation for the Dynamic Transformer Rating – DTR – Program). Łódź, 2004.
[13] IEEE Std C57.91-1995, IEEE Guide for Loading Mineral-Oil-Immersed Transformers, (1996)
[14] McNutt W.J.: Insulation thermal life considerations for transformer loading guides. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 7, no. 1, p. 392-401, 1992.
[15] Working Group 09 of Study Committee 12: A survey of facts and opinion on the maximum safe operating of power transformers under emergency conditions. CIGRE Electra, no. 129.2, 1990.
[16] Working Group 09 of Study Committee 12: Lifetime evaluation of transformers. CIGRE Electra, no. 150, 1993.

Autor: *dr inż. Bogusław Bocheński, Politechnika Łódzka, Instytut Elektroenergetyki, Zakład Wysokich Napięć, ul. B. Stefanowskiego 18/22, 90-924 Łódź, e-mail: bochensk@mail.p.lodz.pl*

Tomasz BOCZAR, Andrzej CICHOŃ

Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki

Wpływ drogi propagacji sygnałów emisji akustycznej generowanej przez wyładowania niezupełne na wyniki analizy falkowej

***Streszczenie**. W artykule przedstawiono wyniki pomiarów i analizy sygnałów emisji akustycznej (EA) generowanej przez wyładowania niezupełne w układzie powierzchniowym (WNZP) dla różnych odległości między miejscem generacji WNZP i pomiaru. Badania przeprowadzono w układzie odzwierciedlającym rzeczywiste długości drogi propagacji sygnałów EA od WNZP jakie mogą występować w transformatorach elektroenergetycznych. Pomiary wykonano w rurze modelującej kadź transformatorową. Analizę zarejestrowanych sygnałów wykonano przy użyciu ciągłej (CWT) i dyskretnej (DWT) transformaty falkowej.*

***Abstract.** The paper presents the measurement and analysis results of the acoustic emission signals (AE) generated by partial discharges in the surface system (SPD) for various distances between the SPD generation place and the measurement ones. The research tests were carried out in the system reflecting actual propagation path lengths of the AE signals from SPDs that can occur in power transformers. The measurements were taken in a pipe modeling the transformer tub. The analysis of the signals registered was carried out using a continuous (CWT) and a discrete (DWT) wavelet transforms. (**The influence of the propagation path of the acoustic emission signals generated by partial discharges on the wavelet analysis results**).*

Słowa kluczowe: wyładowania niezupełne, metoda emisji akustycznej, oleje izolacyjne, analiza falkowa.
Keywords: partial discharge, acoustic emission method, electroinsulation oil**,** wavelet transform.

Wstęp

Metoda EA oparta jest na wykorzystaniu zjawiska rozchodzenia się fali akustycznej powstającej podczas wyładowania niezupełnego (WNZ). W transformatorach elektroenergetycznych dużych mocy fala akustyczna może pokonywać nawet kilkumetrową odległość od miejsca generacji do miejsca, w którym znajduje się przetwornik piezoelektryczny. Propagowany w oleju izolacyjnym sygnał EA, generowanej przez WNZ, ulega wytłumieniu, odbiciu, załamaniu i rozproszeniu. Sygnał ten charakteryzuje się więc innymi parametrami w miejscu generacji i miejscu zainstalowania przetwornika piezoelektrycznego [1, 2].

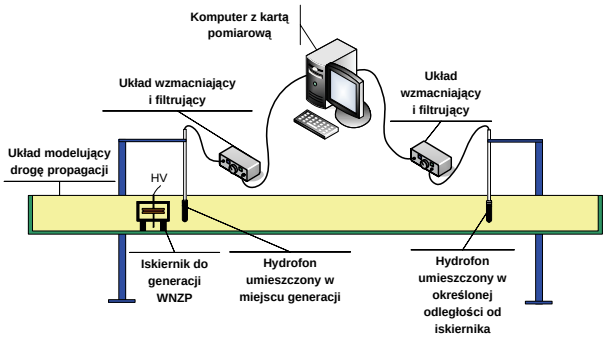
W ciągu ostatnich lat nastąpił dynamiczny rozwój metody EA, który w znacznej mierze związany jest z zastosowaniem narzędzi analizy czasowo – częstotliwościowej do przetwarzania i interpretacji uzyskiwanych wyników pomiarowych; w szczególności dotyczy to ciągłej (CWT) i dyskretnej (DWT) transformaty falkowej. Analiza falkowa znalazła zastosowanie do opisu sygnałów EA generowanej przez WNZ ze względu na wykorzystanie wąskich okien obserwacyjnych przy wyższych częstotliwościach i szerokich przy częstotliwościach niskich. Wprowadzenie analizy falkowej przyczyniło się do dokładniejszej oceny uzyskiwanych struktur czasowo – częstotliwościowych sygnałów EA od WNZ, jak również oceny zakłóceń towarzyszących pomiarom [3].

Wprowadzenie nowych metod interpretacji sygnałów EA od WNZ spowodowało konieczność przeprowadzenia badań nad wpływem czynników, jakie mogą odkształcać falę akustyczną propagującą wewnątrz transformatora i tym samym wpływać na otrzymane wyniki analizy falkowej.

W prezentowanym artykule przedstawiono rezultaty badań dotyczących wpływu grubości izolacyjnej warstwy olejowej na wyniki analizy falkowej sygnałów EA generowanej przez WNZP. Analizę falkową wykonano przy zastosowaniu CWT i DWT.

Charakterystyka układu pomiarowego

W celu oceny wpływu długości drogi propagacji sygnałów EA na uzyskiwane wyniki analizy czasowo – częstotliwościowej wykonano pomiary w układzie, którego schemat przedstawiono na rysunku 1.



Rys. 1. Schemat układu pomiarowego

Główną częścią układu pomiarowego jest element modelujący drogę propagacji sygnałów EA w oleju izolacyjnym, za pomocą którego odzwierciedlono rzeczywiste długości jakie pokonuje sygnał EA w transformatorze elektroenergetycznym dużej mocy. Omawianą część układu pomiarowego wykonano w postaci rury z tworzywa sztucznego o średnicy 16 cm i długości 300 cm. Na całej długości kadzi wykonano szereg otworów o szerokości 10 cm umożliwiających wprowadzenie do jej środka iskiernika oraz hydrofonów, a zarazem umożliwiających regulację odległości hydrofonu względem iskiernika. Ze względu na znaczny wpływ odbić powstających podczas generacji WNZP, ścianki wewnętrzne kadzi pokryto materiałem dźwiękochłonnym. Wytłumioną kadź wypełniono olejem izolacyjnym.

Ponieważ WNZP są najczęstszą formą WNZ występującą w transformatorach elektroenergetycznych, dlatego w układzie pomiarowym zbudowano iskiernik modelujący WNZP. Zastosowany iskiernik składał się z dwóch elektrod przedzielonych izolacją wykonaną z trzech warstw preszpanu o wymiarach 10 cm x 10 cm i grubości 0,4 mm każdej warstwy. Do elektrody wysokonapięciowej doprowadzono z transformatora probierczego napięcie o wartości 0,8 U_p. Elektrodę uziemioną stanowi metalowa płyta o wymiarach 11 cm x 11 cm. Iskiernik umieszczono w odległości 100 cm od końca kadzi.

Sygnały EA generowanej przez WNZP rejestrowano dwoma hydrofonami firmy Brüel&Kjær, typu 8103. Pierwszy z nich umieszczono w miejscu generacji WNZP, natomiast położenie drugiego hydrofonu zmieniano wzdłuż długości kadzi, w taki sposób aby uzyskać zmiany odległości od źródła WNZP w zakresie od 30 do 200 cm. Zastosowane hydrofony odznaczają się płaską charakterystyką przenoszenia w paśmie od 0,1 Hz do 180 kHz, a ich czułość wynosi 48,3 μV/Pa [4].

Hydrofony rejestrujące sygnały EA generowane przez WNZP podłączono do układów wzmacniających i filtrujących systemu AE SIGNAL ANALYSER firmy EA SYSTEM. Przyrządy te są wyposażone w filtry pasmowo – przepustowe o częstotliwościach od 10 do 700 kHz [5]. Ze wzmacniaczy pomiarowych sygnały EA doprowadzono do karty pomiarowej firmy ACQUITEK, typu CH3160. Karta umożliwia rejestrację sygnałów w czterech torach pomiarowych z częstotliwością 10 MS/s dla każdego kanału. Podczas wykonywania pomiarów, sygnały EA próbkowano z częstotliwością 2,56 MHz. Do analizy rejestrowano 51200 próbek, co pozwoliło na zapisanie przebiegów o długości 20 ms.

Parametry oleju izolacyjnego

Układ pomiarowy wypełniono olejem izolacyjnym, który charakteryzował się następującymi parametrami fizykochemicznymi:

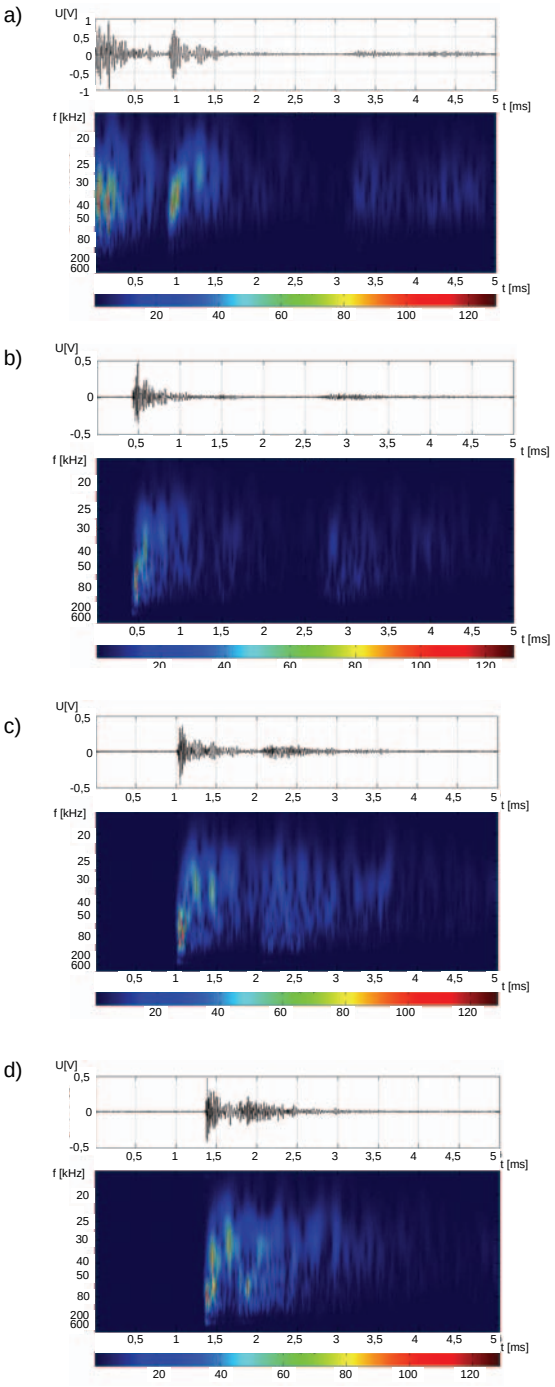
- ✓ gęstość w temp. 20 °C: 0,885 g/ml
- ✓ temperatura zapłonu: 144,1 °C
- ✓ liczba kwasowa: 0,018 mgKOH/g
- ✓ zawartość wody: 13,8 ppm
- ✓ współczynnik stratności dielektrycznej
- ✓ tgδ przy 50°C i 50 Hz:0,09%
- ✓ rezystywność przy 50°C: 108,0 GΩm
- ✓ napięcie przebicia przy 20 °C : 65,0 kV
- ✓ lepkość dynamiczna: 12,37 cP

Wyniki analizy falkowej wykonanej za pomocą CWT

Wyniki analizy falkowej z wykorzystaniem CWT, wyznaczone dla sygnałów EA pochodzących od WNZP, zarejestrowanych w różnych położeniach hydrofonu względem iskiernika, przedstawiono na rysunku 2.

Przedstawione skalogramy obliczono w programie Matlab. Jako funkcję bazową wykorzystano falkę Morleta, która jest często stosowana do opisu sygnałów akustycznych [6]. W celu czytelnego przedstawienia uzyskanych wyników, skalogramy wyznaczono dla przedziału czasowego (0 - 5) ms oraz dołączono przebiegi czasowe.

Skalogram CWT sygnałów EA generowanej przez WNZP, które rejestrowano w miejscu generacji i przedstawiono na rysunku 2a, zawiera składowe czasowo – częstotliwościowe, których pasmo dominujących częstotliwości zawiera się w przedziale od ok. 20 do 200 kHz. Widoczne są na nim trzy struktury czasowo – częstotliwościowe, zawierające się w następujących przedziałach czasowych: pierwszym (0 – 0,7) ms, drugim (0,9 – 1,7) ms i trzecim (3,25 – 4,75) ms. Największą amplitudę można zaobserwować dla struktury pierwszej, która odpowiada sygnałowi EA generowanemu przez WNZP. Mniejszą amplitudą charakteryzuje się struktura druga, powstała w wyniki odbicia fali akustycznej od końca kadzi znajdującego się bliżej iskiernika. Trzecia struktura pochodzi od fali odbitej od drugiego końca kadzi. Wszystkie trzy struktury charakteryzują się podobnym zakresem dominujących częstotliwości zawierającym się w przedziale (20 - 200) kHz, lecz znacznie różnią się wartościami amplitud.



Rys. 2. Przebiegi czasowe i skalogramy CWT sygnałów EA generowanej przez WNZP w różnych odległościach od iskiernika: a) w miejscu generacji, b) 70 cm, c) 150 cm, d) 200 cm

Porównując wyniki analizy falkowej przedstawione na rysunkach 2b, 2c, 2d można zaobserwować struktury czasowo – częstotliwościowe, charakteryzujące się podobnymi zakresami dominujących częstotliwości. Amplitudy przedstawionych struktur odpowiadających sygnałom EA, generowanym przez WNZP i rejestrowanym w różnych odległościach od iskiernika, nie różnią się między sobą w znaczący sposób. Poszczególne obrazy czasowo – częstotliwościowe różnią się położeniem w dziedzinie czasu zarówno struktur odpowiadających sygnałowi EA od WNZP, jak również odbiciom. Wynika to z opóźnienia czasowego, które zwiększa się wraz ze wzrostem odległości od iskiernika. We wszystkich analizowanych skalogramach można zaobserwować niewielki udział częstotliwości z zakresu (220 – 350) kHz. Struktury czasowo – częstotliwościowe powstające

w tym przedziale charakteryzują się bardzo krótkim czasem relaksacji, jak również stosunkowo niewielką amplitudą. Składowe wysokoczęstotliwościowe pojawiają się w strukturach odpowiadających fali akustycznej od WNZP, natomiast podczas odbić składowe te zanikają. W celu dokładniejszej interpretacji wyników analizy falkowej do skalogramów dołączono przebiegi czasowe.

Wyniki analizy falkowej wykonanej przy zastosowaniu DWT

Analiza czasowo – częstotliwościowa z wykorzystaniem CWT zawiera dużą ilość informacji, które prezentowane są na skalogramach. Może to ograniczać możliwości zastosowania CWT jako parametru wykorzystywanego do budowy systemu ekspertowego diagnozującego stan izolacji w urządzeniach elektroenergetycznych. Znacznie bardziej syntetyczny opis czasowo – częstotliwościowy dostarcza analiza wykonana przy użyciu DWT. Analiza czasowo – częstotliwościowa z wykorzystaniem DWT może stanowić uzupełnienie wyników uzyskiwanych przy pomocy CWT.

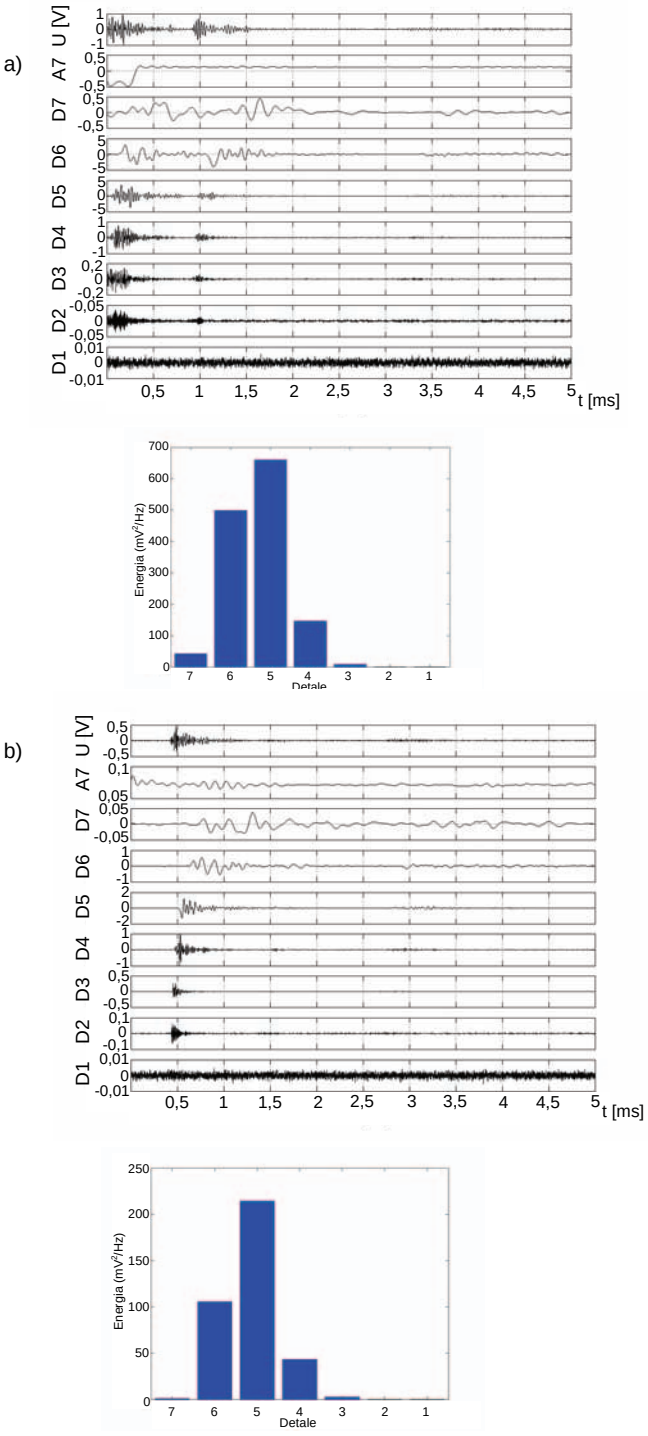
Do analizy sygnałów EA generowanej przez WNZP, wykonywanej za pomocą DWT, zastosowano ortogonalne funkcje bazowe symlet ósmego rzędu. Falki symlet umożliwiają uzyskanie dokładnej aproksymacji na poszczególnym poziomie oraz charakteryzują się symetrią i liniową fazą [7]. Dla kolejno analizowanych sygnałów EA od WNZP wyznaczano oryginalny przebieg czasowy, aproksymację na siódmym poziomie dekompozycji oraz przebiegi siedmiu detali. Ponadto w postaci wykresów słupkowych wyznaczono wartość energii przenoszonej przez każdy detal.

Na rysunkach 3 i 4 przedstawiono wyniki dyskretnej dekompozycji falkowej wyznaczone dla sygnałów EA generowanej przez WNZP, zarejestrowane odpowiednio: w miejscu generacji i w odległościach 70 cm, 150 cm i 200 cm od źródła wyładowań. W tabeli 1 przestawiono szerokość pasm częstotliwości odpowiadające poszczególnym detalom.

Tabela 1. Szerokość pasm częstotliwości odpowiadających poszczególnym detalom

Detale	Częstotliwość środkowa [kHz]	Pasmo częstotliwości [kHz]
D1	960	640 – 1280
D2	480	320 – 640
D3	240	160 – 320
D4	120	80 – 160
D5	60	40 – 80
D6	30	20 – 40
D7	15	10 – 20

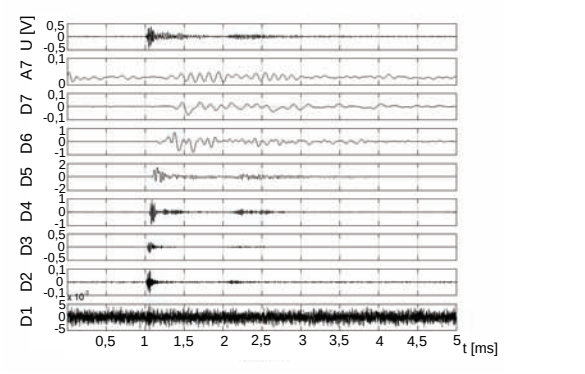
Analizując uzyskane przebiegi dekompozycji falkowej dla sygnałów EA generowanej przez WNZP zarejestrowanych w miejscu generacji, można zauważyć, iż największą amplitudą charakteryzują się przebiegi detali D4, D5, D6. W analizowanym sygnale obecne są również detale D3 i D7, które charakteryzują się mniejszą amplitudą. Przebiegi detali D1 i D2 charakteryzują się wysokim poziomem szumów i nie zawierają istotnych informacji dotyczących analizowanego przebiegu. Udział energetyczny poszczególnych detali w mierzonym sygnale EA od WNZP potwierdza dołączony do przebiegów dekompozycji diagram kolumnowy, który obrazuje ilość przenoszonej energii przez analizowane detale. Największy udział energetyczny w sygnale EA od WNZP rejestrowanym w miejscu generacji wyładowania ma detal D5. Znacząca część energii przenoszona jest również przez detale D4 i D6. Niewielkie ilości energii przenoszone są również przez detale D3 i D7.

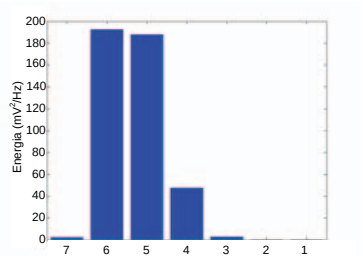


Rys.3. Dyskretna dekompozycja falkowa oraz wielkość energii przenoszonej przez poszczególne detale dla sygnałów EA generowanej przez WNZP zarejestrowanych: a) w miejscu generacji, b) w odległości 70 cm od iskiernika

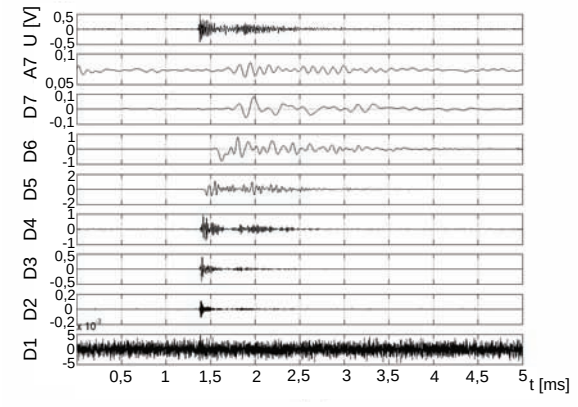
Porównując przebiegi dekompozycji falkowej wykonane dla sygnałów EA od WNZP zarejestrowanych w różnych odległościach od źródła generacji, widoczny jest dominujący udział tych samych detali. Obecność detali D3 – D7 w analizowanych sygnałach EA odpowiada zawartości częstotliwości z przedziału (10 – 320) kHz. We wszystkich rozpatrywanych przypadkach w tym paśmie dominują częstotliwości z przedziału (20 – 160) kHz. Wartość energii przenoszonej przez poszczególne detale, przedstawiona na diagramach kolumnowych, wykazuje podobieństwo pomiędzy analizowanymi sygnałami. We wszystkich przypadkach największa energia przenoszona jest przez detale D4 – D6.

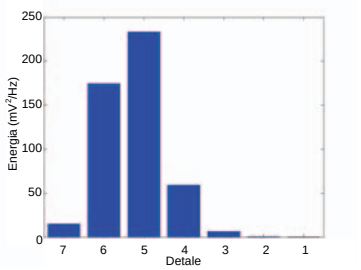
a)





b)





Rys.4. Dyskretna dekompozycja falkowa oraz wartość energii przenoszonej przez poszczególne detale dla sygnałów EA generowanej przez WNZP zarejestrowanych w odległości: a) 150 cm, b) 200 cm od iskiernika

Podobnie jak podczas analizy wykonywanej za pomocą CWT, na przebiegach dekompozycji falkowej zauważalne jest opóźnienie czasowe. Opóźnienie nie wpływa jednak na amplitudę poszczególnych detali, jak również na wartość przenoszonej energii.

Zawartość tych samych detali w przebiegu dekompozycji zdarzenia akustycznego wygenerowanego przez WNZP potwierdza fakt, że zmiana długości drogi propagacji nie wpływa w sposób znaczący na zakres dominujących częstotliwości.

Podsumowanie

Wprowadzenie do opisu sygnałów EA generowanej przez WNZ analizy falkowej stanowi istotne uzupełnienie stosowanych dotychczas metod przetwarzania, analizy i w konsekwencji interpretacji uzyskiwanych wyników pomiarowych. Analiza falkowa wykonana za pomocą CWT i DWT zwiększa dokładność oceny WNZ mierzonych metodą EA.

Uzyskane wyniki badań dotyczące wpływu długości drogi propagacji na interpretację wyników analizy falkowej mają istotne znaczenie z punktu widzenia dalszego rozwoju metody EA, zarówno do detekcji jak i lokalizacji WNZ. Potwierdzają one przydatność ciągłej i dyskretnej transformaty falkowej do interpretacji wyników pomiaru sygnałów EA generowanej przez WNZ w transformatorach elektroenergetycznych. W czasie pomiarów wykonywanych on line w warunkach przemysłowych istotnym zagadnieniem jest ocena wpływu drogi propagacji rejestrowanych sygnałów akustycznych na uzyskiwane wyniki i w konsekwencji na poprawną interpretację uzyskiwanych wyników .

W wyniku przeprowadzonych badań wykazano, iż długość drogi propagacji sygnałów EA generowanej przez WNZP w oleju izolacyjnym nie ma znaczącego wpływu na wyniki analizy czasowo – częstotliwościowej wykonanej przy użyciu ciągłej i dyskretnej analizy falkowej. Jednakże należy podkreślić, że przeprowadzone badania i analizy, których wyniki zostały zaprezentowane w niniejszym artykule dotyczą przypadku najprostszego, tj. jedynie dielektryka ciekłego – oleju izolacyjnego. W rzeczywistych układach izolacyjnych transformatorów elektroenergetycznych mamy do czynienia z różnymi typami warstw izolacyjnych. Dlatego dalsze prace naukowo – badawcze będą dotyczyć oceny wpływu różnego typu barier izolacyjnych umieszczonych na drodze propagacji sygnałów EA na uzyskiwane wyniki analizy czasowo – częstotliwościowej.

Badania są współfinansowane ze środków Europejskiego Funduszu Społecznego oraz ze środków budżetu państwaPraca naukowa finansowana ze środków na naukę w latach 2006/07 jako projekt badawczy nr 3 T10A 019 30

LITERATURA

[1]. Gronowski B., Ranachowski J., Skubis J., Zalewski J., Pomiary tłumienia emisji akustycznej od wyładowań elektrycznych w materiałach elektroizolacyjnych, IPPT PAN Warszawa 1986.

[2]. Skubis J. Emisja akustyczna w badaniach izolacji urządzeń elektroenergetycznych PAN IPPT Of. Wyd. PO 1998.

[3] Boczar T., Obiektywizacja wyników akustycznej metody oceny wyładowań niezupełnych przy zastosowaniu do opisu sygnałów analizy statystycznej i cyfrowych metod przetwarzania, *Of. Wyd. Politechniki Opolskiej*, 2003.

[4] Brüel& Kjær „Standard measuring hydrophone type 8103 – instruction and applications", June 1990.

[5]. EA System „AE Signal Conditioner – instrukcja obsługi", Warszawa 2001.

[6]. Boczar T., Borucki S.. Cichoń A., Lorenc M.: „Zastosowanie analizy falkowej do opisu wyładowań niezupełnych generowanych w olejach izolacyjnych o różnych parametrach fizykochemicznych", Jubileuszowe X Sympozjum "Problemy eksploatacji układów izolacyjnych wysokiego napięcia", Krynica, 27-30 września 2005 EUI 2005, Przegląd Elektrotechniczny, 1'2005, str. 26-29.

[7]. Boczar T., Możliwości zastosowania do opisu sygnałów emisji akustycznej od wyładowań niezupełnych analizy statystycznej i cyfrowych metod przetwarzania sygnałów, *Of. Wyd. Politechniki Opolskiej*, 2003.

Autorzy: *dr hab. inż. Tomasz Boczar – prof. nadzwyczajny PO, Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole, E-mail: tboczar@po.opole.pl*
mgr inż. Andrzej Cichoń, Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole, E-mail: cichy@po.opole.pl

Tomasz BOCZAR, Marcin LORENC

Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki

Analiza falkowa sygnałów wzorcujących aparaturę wykorzystywaną w akustycznej metodzie pomiaru wyładowań niezupełnych

Streszczenie. *W artykule scharakteryzowano ideę wzorcowania metodą Hsu Nielsena torów pomiarowych, umożliwiających pomiar sygnałów emisji akustycznej (EA) generowanych przez wyładowania niezupełne (WNZ) w izolacji urządzeń elektroenergetycznych. Prezentowane są wyniki analizy czasowo-częstotliwościowej wykonanej przy zastosowaniu krótkoczasowej transformaty Fouriera (STFT) oraz przy wykorzystaniu ciągłej (CWT) i dyskretnej (DWT) transformaty falkowej. W podsumowaniu uzyskane wyniki zostaną skorelowane z sygnałami emisji akustycznej generowanej przez podstawowe formy wyładowań niezupełnych zamodelowanych w warunkach laboratoryjnych.*

Abstract: *This paper characterizes the idea of calibrating measurement paths, which make the measurement of the acoustic emission (AE) pulses generated by partial discharges (PDs) in insulation of power appliances possible, by using the Hsu-Nielsen method. It presents the results of measurements, frequency, time-frequency and wavelet analysis of AE pulses generated by the Hsu-Nielsen calibrating source. In summing-up, the results obtained will be correlated with the AE signals generated by basic partial discharge forms modeled in laboratory conditions. (**Wavelet analysis of the signals modeling the apparatus used in the acoustic method of partial discharge measurement**).*

Słowa kluczowe: źródło wzorcujące Hsu-Nielsena, wyładowania niezupełne, metoda emisji akustycznej, analiza czasowo-częstotliwościowa.
Keywords: Hsu-Nielsen calibrating source, partial discharge, acoustic emission method**,** time-frequency analyses.

Wstęp

W ostatnich latach obserwuje się bardzo dynamiczny rozwój metody emisji akustycznej (EA). Znajduje ona coraz większe zastosowanie w wielu gałęziach przemysłu, np.: surowcowym, materiałowym, maszynowym, elektronicznym, a także w energetyce [7, 8]. Bardzo ważnym zastosowaniem metody EA w diagnostyce urządzeń elektroenergetycznych jest detekcja, pomiar i lokalizacja WNZ w izolacji transformatorów elektroenergetycznych, przekładników wysokiego napięcia, izolatorów przepustowych, rozdzielni z SF_6 [8]. Głównym czynnikiem wpływającym na postęp w pomiarach EA, jest doskonalenie metod i aparatury pomiarowej oraz pogłębienie znajomości procesów fizycznych towarzyszących generacji i propagacji sygnałów EA.

W czasie pomiarów przy zastosowaniu metody EA uzyskiwanymi wynikami są wielkości elektryczne (np. napięcie), na podstawie, których nie ma możliwości wyznaczenia wartości bezwzględnej rejestrowanych impulsów EA. Często nie da się zmierzyć sygnałów EA bezpośrednio w miejscu ich generacji. Wynika to stąd, że źródło EA z reguły znajduje się wewnątrz badanego dielektryka, co powoduje, iż sygnał dochodząc do przetwornika jest tłumiony i podlega wielokrotnym odbiciom. Ponadto ośrodek sprzęgający przetwornik z badanym układem izolacyjnym może przyczyniać się do tłumienia sygnału pierwotnego. Także układ pomiarowy wprowadza pewną nieoznaczoność rejestrowanego impulsu w stosunku do sygnału w miejscu generacji. Przyczyny te skłaniają do rejestracji ilościowych EA, które oparte są na pomiarach względnych. Pomiary ilościowe polegają na porównaniu badanych impulsów z sygnałami wzorcowymi generowanymi za pomocą sztucznych źródeł. Teoretyczne opracowanie tego zagadnienia zostało podane przez Breckenridge'a [5].

Ponieważ EA może być ciągła lub dyskretna, podejmowane się próby wytworzenia sygnałów wzorcowych, które dla sygnałów dyskretnych odpowiadają delcie Diraca, natomiast w przypadku emisji ciągłej - szumowi białemu. Jako impulsowe źródło wzorcowe zaproponowano łamanie szklanej kapilary [5, 6]. Do wzorcowania aparatury przeznaczonej do rejestracji ciągłej EA, McBride i Huchison zaproponowali metodę polegającą na wypływie strumienia gazu z dyszy [5, 6]. Sygnał wzorcujący powinien charakteryzować się parametrami określonymi w dziedzinie czasu i częstotliwości jak najbardziej zbliżonymi do sygnału EA. Najwłaściwszymi metodami wzorcowania są metody umożliwiające wytworzenie impulsu o ściśle określonych i powtarzalnych parametrach EA, które w warunkach laboratoryjnych są proste do wytworzenia. Dają one możliwość porównywania otrzymywanych wyników w różnych laboratoriach zajmujących się pomiarami i analizą sygnałów EA. Przeprowadzenie wzorcowania aparatury ma także istotne znaczenie, gdy realizuje się pomiary EA w kosztownym lub niepowtarzalnym eksperymencie.

Zakres przeprowadzonych prac badawczych, których wyniki prezentowane są w niniejszym artykule, obejmował pomiary sygnałów EA generowanych przez głowice wzorcujące wykonane według zaleceń sprecyzowanych przez Hsu-Nielsena oraz analizę zmierzonych sygnałów EA w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej z wykorzystaniem krótkoczasowego przekształcenia Fouriera oraz ciągłej (CWT) i dyskretnej transformaty falkowej (DWT). Zastosowane do analizy czasowo-częstotliwościowej procedury obliczeniowe zostały szczegółowo opisane w monografiach [1, 2].

W podsumowaniu, w celu określenia przydatności źródła wzorcowego Hsu-Nielsena do kalibracji torów pomiarowych wykorzystywanych w akustycznej metodzie oceny izolacji, wykonano analizę porównawczą uzyskanych wyników z rezultatami otrzymanymi dla podstawowych form WNZ, jakie mogą występować w izolacji papierowo-olejowej transformatorów elektroenergetycznych.

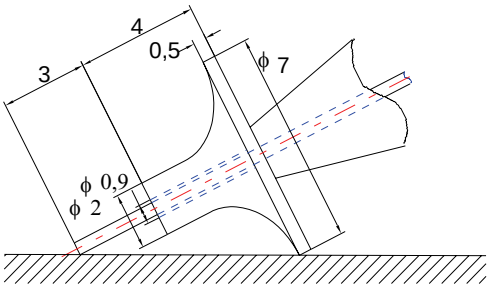
Idea wzorcowania z wykorzystaniem metody Hsu-Nielsena

Metoda Hsu-Nielsena została opracowana na początku lat osiemdziesiątych ubiegłego wieku [5, 6]. Jest to metoda łatwa i prosta w zastosowaniu, nie wymaga wykorzystania skomplikowanej aparatury pomocniczej ani szkolenia osób wykonujących pomiary. Sygnał wzorcujący generowany jest w układzie Hsu-Nielsena w chwili łamania wrażliwego pręcika grafitowego o twardości 2H i grubości 0,5 mm osłoniętego przez odpowiednio przystosowaną końcówkę, nakładaną na automatyczny ołówek. Głowica oraz wysunięcie rysika na

odległość 3 mm zapewnia otrzymanie tego samego kąta łamania przy każdej próbie, a tym samym wytworzenie powtarzalnej akustycznej fali powierzchniowej. Metoda ta zaliczana jest do impulsowych metod wzorcowania. Proces łamania daje sygnał EA zbliżony do sygnału otrzymywanego w procesie łamania szklanej kapilary. Występuje między nimi jednak pewna różnica, która polega na występowaniu niewielkiego minimum w początkowej fazie przebiegu. Wynika ona stąd, że łamanie wkładu odbywa się przez ręczny docisk ołówka i ma ono charakter dynamiczny. Ostrze ołówka bezpośrednio naciska punktowo na powierzchnię. Metoda ta znalazła zastosowanie do wzorcowania czujników EA w procesie ich produkcji. Ze względu na prostotę, używana jest do wzorcowania układów pomiarowych zainstalowanych w warunkach technicznych. Została ona także znormalizowana [5, 6].

Techniczne wykonanie źródła wzorcowania i dobór układu pomiarowego

Głowicę wzorcującą wykonano w oparciu o dane zaczerpnięte z literatury [6]. Szkic wykonanej głowicy przedstawiono na rys. 1. Głowicę według szkicu wykonano z polimetakrylanu metylu.



Rys.1. Szkic głowicy wzorcującej Hsu-Nielsena (wymiary w mm)

Materiał ten zapewnia trwałość oraz niezmienność wymaganego kształtu i wymiarów głowicy. Głowicę wytoczono z pręta o średnicy 7 mm. Po nadaniu żądanego kształtu i wymiarów głowicy, przewiercono w niej współśrodkowy otwór o średnicy 0,9 mm. Wykonane w ten sposób głowice wzorcujące spełniają wymagania określone w normie francuskiej.

Ponieważ zasadniczym celem przeprowadzonych analiz było określenie zakresu i możliwości zastosowania źródła wzorcowego Hsu-Nielsena do wzorcowania układów przeznaczonych do pomiarów EA generowanej przez WNZ, dlatego badania wykonano na transformatorze rozdzielczym o następujących parametrach: typ TP 60/110, górne napięcie 110 kV, masa całkowita 345 kg.

Wzorcowane przetworniki umieszczono na górnej pokrywie kadzi transformatora, przyjmując cztery różne odległości między wzorcowym źródłem EA a przetwornikiem. Dla zapewnienia skutecznego sprzężenia mechano–elektrycznego przetwornik do kadzi transformatora umocowano poprzez warstwę towotu. Na rys. 2 przedstawiono ogólny widok wzorcowanego przetwornika zainstalowanego na pokrywie transformatora.

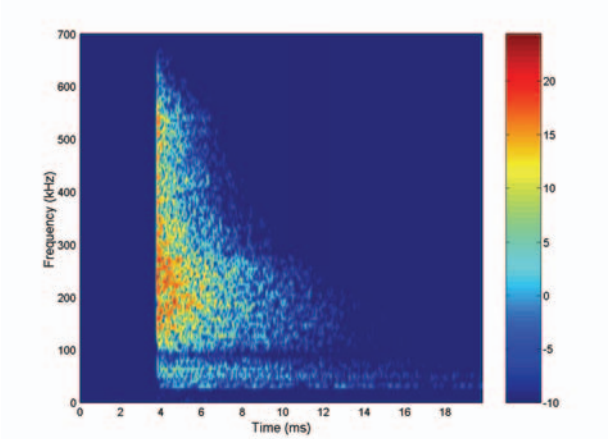


Rys. 2. Ogólny widok przetwornika wzorcowanego metodą Hsu-Nielsena, zainstalowanego na transformatorze

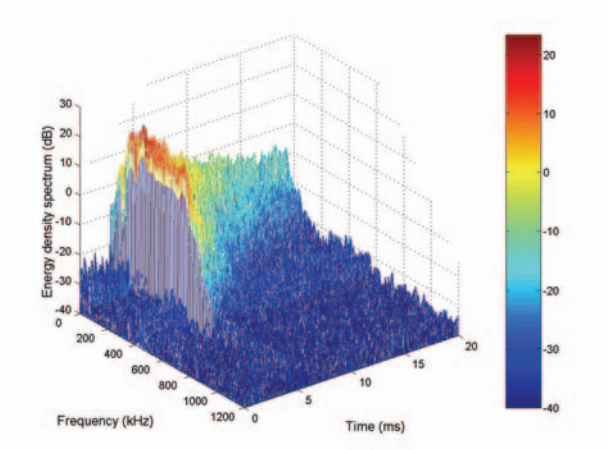
Sygnały EA generowane podczas wzorcowania rejestrowano wykorzystując do tego celu aparaturę scharakteryzowaną szczegółowo w artykułach [3, 4, 7].

Wyniki analizy czasowo-częstotliwościowej wykonanej przy zastosowaniu STFT

Na rysunkach 3-5 przedstawiono wyniki analizy impulsów EA generowanej przez źródło wzorcujące Hsu-Nielsena, przeprowadzonej w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej przy zastosowaniu krótkoczasowego przekształcenia Fouriera (STFT). Jako funkcję analizującą wybrano standardową funkcję Haminnga.



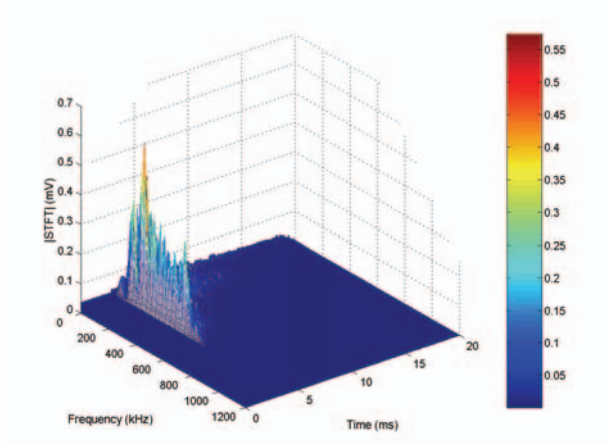
Rys. 3 Spektogram obliczony dla sygnałów EA generowanej w układzie wzorcującym Hsu-Nielsena



Rys. 4 Trzywymiarowy spektogram widma gęstości mocy obliczony dla sygnałów EA generowanej w układzie wzorcującym Hsu-Nielsena

Rys. 3 przedstawia dwuwymiarowy spektrogram, natomiast na rysunkach 4 i 5 pokazano trójwymiarowe spektogramy widma gęstości energii (rys. 4) i amplitudowego (rys. 5).

Dla sygnałów EA generowanej w źródle wzorcującym Hsu-Nielsena uzyskano ciągłe struktury czasowo-częstotliwościowe w zakresie od około 20 kHz do około 680 kHz, przy czym największa amplituda i wielkość przenoszonej energii występuje w zakresie (100-350) kHz, w czasie pierwszych 4 ms zdarzenia akustycznego.

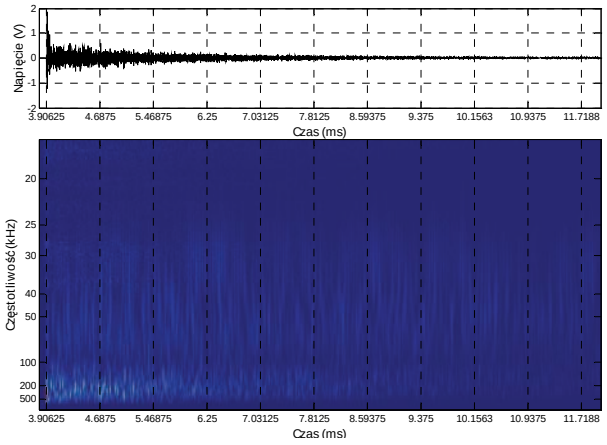


Rys. 5 Trzywymiarowy spektogram widma amplitudowego dla sygnałów EA generowanej w układzie wzorcującym Hsu-Nielsena

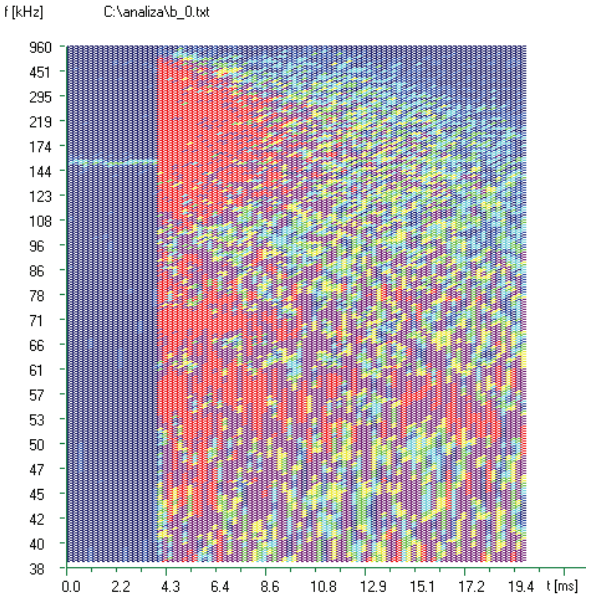
Wyniki analizy falkowej wykonanej za pomocą CWT

Wyniki analizy falkowej z wykorzystaniem CWT, wyznaczone dla sygnałów EA generowanej w układzie wzorcującym Hsu-Nielsena przedstawiono na rys. 6 i 7. Zilustrowany na rys. 6 skalogram obliczono w programie Matlab. Jako funkcję bazową wykorzystano falkę Morleta, która jest najczęściej stosowana do analizy czasowo-częstotliwościowej sygnałów szybkozmiennych, do których można zaliczyć sygnały akustyczne [1, 2].

Ponadto, w celach porównawczych, na rys. 7 przedstawiono skalogram wyznaczony przy użyciu falki analizującej zaproponowanej przez prof. Z. Ranachowskiego



Rys. 6. Przebieg czasowy i skalogram CWT sygnałów EA generowanej w głowicy wzorcującej Hsu-Nielsena, falka Morleta



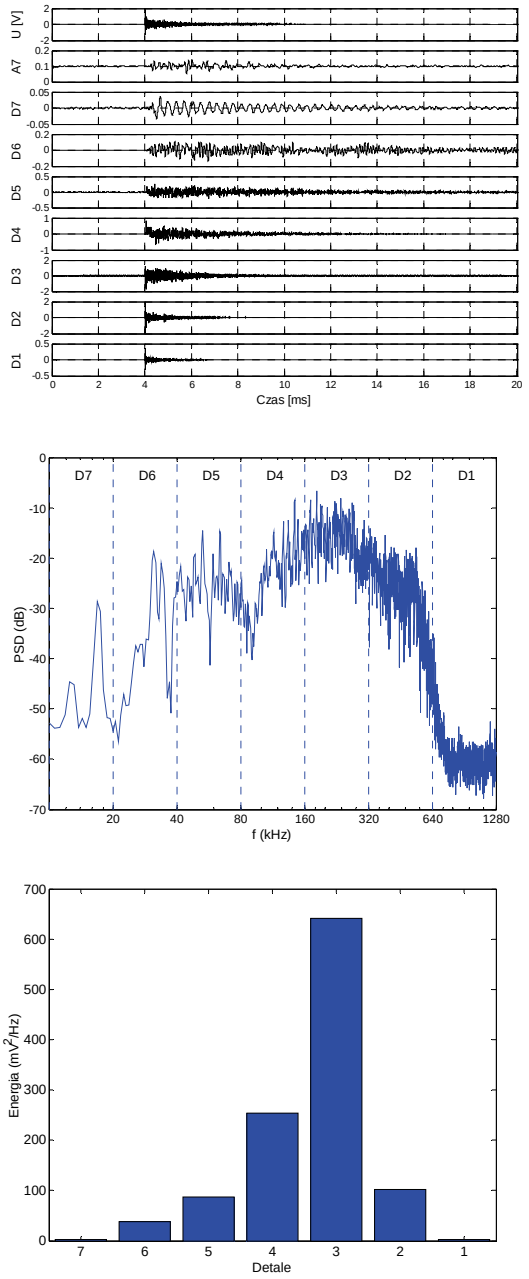
Rys. 7. Skalogram CWT sygnałów EA generowanej w głowicy wzorcującej Hsu-Nielsena, falka prof. Z. Ranachowskiego

Przedstawione na rys. 6-7 skalogramy CWT sygnałów EA generowanej w układzie wzorcującym Hsu-Nielsena zawierają składowe czasowo-częstotliwościowe, których pasmo dominujących częstotliwości zawiera się w przedziale od ok. 35 kHz do 500 kHz. Uzyskane struktury falkowe, podobnie jak struktury czasowo-częstotliwościowe obliczone przy wykorzystaniu STFT, mają charakter ciągły a ich największa amplituda występuje w czasie pierwszych 4 ms zdarzenia akustycznego. Zastosowanie falki bazowej prof. Z. Ranachowskiego umożliwiło lepsze wyeksponowanie graficzne uzyskanych struktur czasowo-częstotliwościowych.

Wyniki analizy falkowej wykonanej za pomocą DWT

Na rys. 8 przedstawiono wyniki dekompozycji falkowej uzyskane przy zastosowaniu DWT dla sygnałów EA generowanej w głowicy wzorcującej Hsu-Nielsena. Uzyskane wyniki uzupełniono o przebiegi widma gęstości mocy (PSD) oraz diagramy energetyczne, na których w postaci wykresu kolumnowego zilustrowano wielkość energii przenoszonej przez rozpatrywane detale. Dyskretne przekształcenie falkowe wykonano dla siedmiu poziomów dekompozycji, przy czym zakresy częstotliwościowe odpowiadające poszczególnym detalom przedstawiono w tablicy 1. Do analizy falowej z wykorzystaniem DWT zastosowano ortogonalną funkcję bazową symlet ósmego rzędu. Falki symlet umożliwiają uzyskanie dokładnej aproksymacji na poszczególnych poziomach dekompozycji oraz charakteryzują się dużą symetrią i liniową fazą [1, 2]. Wyniki dekompozycji falkowej przedstawiają kolejno: oryginalny przebieg czasowy obejmujący całe zarejestrowane zdarzenie akustyczne, aproksymację na siódmym poziomie dekompozycji oraz przebiegi siedmiu detali.

Analizując wyniki DWT dla sygnałów EA generowanej w układzie Hsu-Nielsena można zauważyć, iż największą amplitudą charakteryzują się przebiegi detali D3 i D4, co odpowiada przedziałowi częstotliwości od 80 kHz do 320 kHz. W analizowanym sygnale widoczny jest także udział detali D2 (320-640) kHz, D5 i D6 (20-80) kHz, ale ich udział energetyczny jest znacząco mniejszy, gdyż nie przekracza 100 mV^2/Hz, w porównaniu z detalem D4 – około 250 mV^2/Hz i detalem D3 – około 640 mV^2/Hz.



Rys.8. Dyskretna dekompozycja falkowa, widmo gęstości mocy (PSD) oraz energia poszczególnych detali dla sygnałów EA generowanej w głowicy wzorcującej Hsu-Nielsena

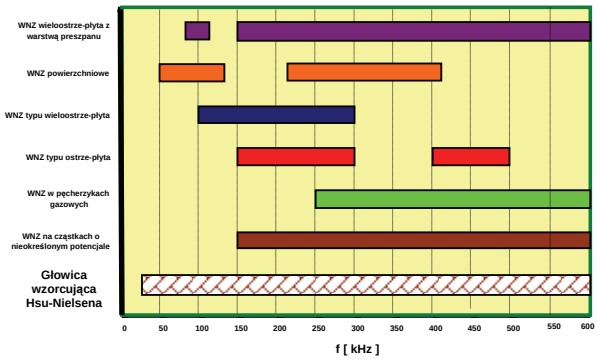
Tabela 1. Zakresy częstotliwości odpowiadające siedmiu poziomom dekompozycji falkowej

Detale	Częstotliwość środkowa [kHz]	Pasmo częstotliwości [kHz]
D1	960	640 – 1280
D2	480	320 – 640
D3	240	160 – 320
D4	120	80 – 160
D5	60	40 – 80
D6	30	20 – 40
D7	15	10 – 20

Analiza porównawcza impulsów EA generowanej przez podstawowe formy WNZ i źródło wzorcowe Hsu-Nielsena

Uzyskane wyniki przekształceń czasowo-częstotliwościowych sygnałów wzorcujących porównano z rezultatami otrzymanymi dla impulsów EA generowanej w iskiernikach modelujących podstawowe formy WNZ, które mogą występować w papierowo-olejowych układach izolacyjnych urządzeń elektroenergetycznych. Wyniki uzyskane w głowicy Hsu-Nielsena porównano z sygnałami EA generowanymi przez sześć podstawowych form WNZ. Przeprowadzone prace badawcze dotyczyły WNZ generowanych w układach umożliwiających modelowanie następujących typów wyładowań: ostrze-płyta, wieloostrze-płyta, wieloostrze-płyta z izolacją preszpanową, powierzchniowych, w pęcherzykach gazowych, na cząstkach o nieokreślonym potencjale. Szczegółowa charakterystyka warunków, w jakich wykonywano eksperymenty oraz wyniki przeprowadzonej analizy częstotliwościowej i czasowo-częstotliwościowej impulsów EA generowanej przez wymienione formy WNZ zostały przedstawione m. in. w pracach [1, 2].

Zestawienie porównawcze wyników analizy czasowo-częstotliwościowej impulsów EA generowanej przez badane formy WNZ oraz akustycznych sygnałów generowanych w układzie Hsu-Nielsena przedstawiono na rys. 9. W postaci kolumn zilustrowano zakresy pasm dominujących częstotliwości, które uśredniono dla wyników uzyskanych przy zastosowaniu STFT, CWT DWT.



Rys. 9 Pasma dominujących częstotliwości dla impulsów EA generowanej przez WNZ i generowanych i w głowicy wzorcującej Hsu-Nielsena

Podsumowanie

Sygnał wzorcujący powinien charakteryzować się parametrami określonymi w dziedzinie czasu, częstotliwości i czasowo-częstotliwościowej jak najbardziej zbliżonymi do sygnału EA od WNZ. Najwłaściwszymi metodami wzorcowania są metody umożliwiające wytworzenie impulsu o ściśle określonych i powtarzalnych parametrach EA, które w warunkach laboratoryjnych są proste do wytworzenia. Dają one możliwość porównywania otrzymywanych wyników w różnych laboratoriach zajmujących się pomiarami i analizą sygnałów EA. Przeprowadzenie wzorcowania aparatury ma także istotne znaczenie, gdy realizuje się pomiary EA w kosztownym lub niepowtarzalnym eksperymencie.

Prace naukowo-badawcze prowadzone przez autorów artykułu zmierzają do wprowadzenia metody Hsu-Nielsena do polskich norm, jako procedury obowiązującej podczas wzorcowania przetworników piezoelektrycznych i kompletnych układów pomiarowych przeznaczonych do detekcji i rejestracji EA od WNZ. Ponadto sygnały EA generowane w układzie Hsu-Nielsena mogą stanowić wzorzec porównawczy, do którego powinny być odnoszone wyniki, jakie są uzyskiwane podczas pomiarów ilościowych EA od WNZ,

Prowadzone dotychczas prace badawcze autorów artykułu dotyczyły analizy czasowej i częstotliwościowej oraz określenia korelacji między uzyskiwanymi wynikami dla sygnałów wzorcujących oraz sygnałów EA generowanej przez podstawowe formy WNZ [7]. Zbadano również powtarzalność i odtwarzalność sygnałów EA generowanych w głowicy wzorcującej Hsu-Nielsena, a uzyskane wyniki zostały zaprezentowane w artykułach [3, 4].

Analizując wyniki analizy czasowo-częstotliwościowej impulsów EA generowanych w wyniku złamania rysika w głowicy wzorcującej Hsu-Nielsena można stwierdzić, że: uzyskane widma częstotliwościowe mają szerokie pasmo dominujących częstotliwości w zakresie od około 20 kHz do ponad 600 kHz, przy czy największy udział energetyczny mają częstotliwości w przedziale (100-350) kHz dla pierwszych 4 ms sygnału. Wyniki analiz czasowo-częstotliwościowych otrzymane dla akustycznych sygnałów wzorcujących generowanych w układzie Hsu-Nielsena pokrywają się z rezultatami uzyskanymi dla impulsów EA generowanej przez podstawowe formy WNZ, które mogą występować w olejowo-papierowych układach izolacyjnych urządzeń elektroenergetycznych.

Ponieważ przy wyborze najodpowiedniejszej metody wzorcowania pod uwagę należy brać przede wszystkim to, aby sygnał wzorcowy miał charakter jak najbardziej zbliżony do mierzonego sygnału EA, tzn. zbliżone pasma dominujących częstotliwości, dlatego metoda Hsu-Nielsena może być wykorzystywana do kalibracji torów pomiarowych mających zastosowanie w akustycznej metodzie diagnostyki układów izolacyjnych.

LITERATURA

[1] Boczar T., Obiektywizacja wyników akustycznej metody oceny wyładowań niezupełnych przy zastosowaniu do opisu sygnałów analizy statystycznej i cyfrowych metod przetwarzania, *Of. Wyd. Politechniki Opolskiej*, 2003 r.

[2] Boczar T., Możliwości zastosowania do opisu sygnałów emisji akustycznej od wyładowań niezupełnych analizy statystycznej i cyfrowych metod przetwarzania sygnałów, *Of. Wyd. Politechniki Opolskiej*, 2003 r

[3] Boczar T., Lorenc M., Determining the Repeatability of Acoustic Emission Generated by the HSU-Nielsen Calibrating Source, *The Molecular and Quantum Acoustics Journal*, Gliwice, Vol. 25, 2004, pp. 177-192.

[4] Boczar T., Lorenc M., The Repeatability and Reproducibility of Calibrating Signals Generated by Hsu-Nielsen Method, *Journal de Physique IV Proceedings*, Vol. 129, October 2005, pp. 97-103.

[5] Breckenridge F., Tschiegg C., Greenspan M., Acoustic emission: Some Application of Lamb's Problem, *J. Acoustic Soc.* Vol.57, No. 3, March 1975.

[6] Hsu N. N., Breckenridge F. R., Characterization and Calibration of Acoustic Emission Sensors, *Mat. Evaluation*, 39, 60, 1981.

[7] Skubis J., Lorenc M., Measurements and analysis of acoustic emission standard impulses generated in Hsu-Nielsen source. *Archives of Electrical Engineering,* Vol. XLVII. No 1 pp. 13-24, Warszawa 1998.

[8] Skubis J., Emisja akustyczna w badaniach izolacji urządzeń elektroenergetycznych, *PAN IPPT Of. Wyd. PO*, 1998.

Autorzy:
dr hab. inż. Tomasz Boczar – prof. nadzwyczajny PO, Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole, E-mail: tboczar@po.opole.pl
dr inż. Marcin Lorenc, Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole, E-mail: lem@op.home.plchy@po.opole.pl

Sebastian BORUCKI, Tomasz BOCZAR

Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki

Skuteczność rozpoznawania przez sztuczną sieć neuronową podstawowych form WNZ przy wykorzystaniu wyników analizy czasowo - częstotliwościowej sygnałów EA

Streszczenie. *Treść artykułu dotyczy kolejnego etapu prac związanych z doskonaleniem metody emisji akustycznej (EA) stosowanej do oceny wyładowań niezupełnych (WNZ) generowanych w papierowo-olejowych układach izolacyjnych wysokonapięciowych urządzeń elektroenergetycznych. W artykule przedstawiono wyniki skuteczności rozpoznawania poszczególnych form WNZ przy wykorzystaniu wyników analizy STFT sygnałów EA oraz zastosowaniu jednokierunkowego klasyfikatora neuronowego – sztucznej sieci neuronowej typu F-F BP.*

Abstract. *The subject matter of this paper refers to the next stage of the research work connected with the improvement of the acoustic emission method (AE) used for the evaluation of partial discharges (PDs) generated in paper-oil insulation systems of high-voltage power appliances. The paper presents research results of the effectiveness of recognition of the particular PD forms using the results of the STFT analysis of acoustic emission (EA) signals and the application of the unidirectional artificial neuron networks, type F-F BP.* ***(The effectiveness of recognizing basic partial discharge forms by artificial neuron networks using the results of the time-frequency analysis of the AE signals)***

Słowa kluczowe: wyładowania niezupełne, metoda emisji akustycznej, sztuczne sieci neuronowe, izolacja papierowo - olejowa.
Keywords: partial discharge, acoustic emission method, artificial neural network, paper - oil insulation system.

Wstęp

Metoda emisji akustycznej (EA), jako jedna z metod diagnostycznych, stosowana jest od wielu lat do oceny stanu technicznego układów izolacyjnych wysoko-napięciowych urządzeń elektroenergetycznych. Obecnie, w związku z nieustannym rozwojem i postępem technologicznym, jednym z głównych problemów dotyczących rozwoju i zastosowania tej metody nie jest wykonanie pomiarów, lecz przede wszystkim prawidłowa analiza i interpretacja zarejestrowanych sygnałów EA pochodzących od rozwijających się w izolacji wyładowań niezupełnych (WNZ). Rejestrowane sygnały EA można ściśle powiązać z przedstawianymi w literaturze podstawowymi formami WNZ [1, 2], natomiast poszczególne formy WNZ można utożsamiać z rodzajem, jak również ze stopniem uszkodzenia izolacji papierowo–olejowej. Dzięki poprawnemu procesowi rozpoznawania zarejestrowanych sygnałów EA, pochodzących od poszczególnych form WNZ, możliwe jest zidentyfikowanie rodzaju uszkodzenia układu izolacyjnego, jak również dokonanie wstępnej oceny stopnia degradacji tej izolacji. Dotychczasowa metodyka rozpoznawania podstawowych form WNZ opierała się głównie na porównywaniu graficznej reprezentacji wybranych parametrów rejestrowanych sygnałów EA oraz na analizie deskryptorów je reprezentujących. Powodowało to znaczne wydłużenie czasu interpretacji wyników pomiarowych, jak również oceny rodzaju i stopnia uszkodzenia izolacji. Zastosowanie sztucznych sieci neuronowych (SSN) w procesie rozpoznawania podstawowych form WNZ, poprzez równoległe przetwarzanie danych, stanowi znaczne przyspieszenie tego procesu i może przyczynić się do zwiększenia skuteczności rozpoznawania defektów układu izolacyjnego.

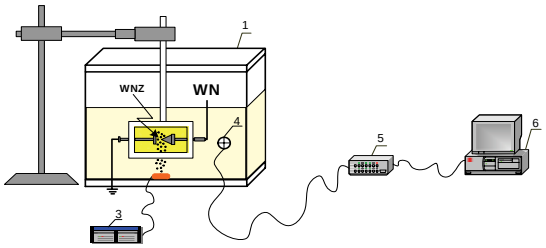
Badane formy WNZ

Ze względu na złożoność procesów związanych z generacją i propagacją sygnałów EA emitowanych przez WNZ wykonano eksperymenty w warunkach laboratoryjnych za pomocą iskierników modelujących podstawowe formy WNZ [7, 8, 9]. Na podstawie doniesień literaturowych, jak również własnych prac badawczych, autorzy artykułu wyodrębnili następujące podstawowe formy WNZ:

1) wyładowania w układzie ostrze–ostrze w oleju, które mogą modelować WNZ powstałe na skutek uszkodzenia izolacji dwóch sąsiadujących zwojów uzwojenia transformatora,
2) wyładowania w układzie ostrze–ostrze w oleju z pęcherzykami gazowymi, które mogą modelować WNZ w oleju zagazowanym i spowodowane są uszkodzeniem izolacji dwóch sąsiadujących uzwojeń transformatora,
3) wyładowania w układzie ostrze–płyta w oleju, które mogą modelować WNZ występujące między uszkodzoną częścią izolacji uzwojenia transformatora a uziemionymi częściami płaskimi (elementami kadzi),
4) wyładowania w układzie powierzchniowym dwóch elektrod płaskich między którymi znajduje się izolacja papierowo–olejowa; najczęstsza forma WNZ występująca w tzw. punkcie potrójnym, w którym powierzchnia elektrody styka się z dielektrykiem stałym i ciekłym,
5) wyładowania w układzie powierzchniowym jednej elektrody płaskiej, drugiej wieloostrzowej, między którymi znajduje się izolacja papierowo–olejowa - bardziej niejednorodny rozkład natężenia pola elektrycznego w porównaniu z wyładowaniami w układzie powierzchniowym z dwoma elektrodami płaskimi,
6) wyładowania w układzie wieloostrze–płyta w oleju, które mogą modelować WNZ występujące między wielopunktowym uszkodzeniem izolacji uzwojenia transformatora a uziemionymi częściami płaskimi (elementy kadzi),
7) wyładowania w układzie wieloostrze–płyta w oleju z pęcherzykami gazowymi, które mogą modelować WNZ występujące między wielopunktowym uszkodzeniem izolacji uzwojenia transformatora a uziemionymi częściami płaskimi (elementami kadzi), lecz w oleju zawierającym cząsteczki gazowe,
8) wyładowania na cząstkach o nieokreślonym potencjale przemieszczających się w oleju, które mogą modelować WNZ występujące w oleju zawierającym cząsteczki włókien celulozowych powstałych w procesie stopniowej degradacji izolacji papierowo-olejowej powodowanej procesami starzeniowymi.

Układ do pomiaru i analizy sygnałów EA generowanej przez WNZ

Schemat układu do generacji WNZ, rejestracji oraz analizy sygnałów EA przedstawiono na rysunku 1. Do generacji przyjętych form WNZ wykorzystano modelujące je iskierniki, które umieszczono w kadzi transformatorowej, wypełnionej olejem elektroizolacyjnym. Iskierniki zasilono napięciem przemiennym o częstotliwości sieciowej i wartości skutecznej równej 0,8 U_p (napięcia przebicia) każdego z układów.



Rys.1 Schemat układu pomiarowego: 1-kadź transformatorowa, 2-iskiernik modelujący WNZ, 3–generator pęcherzyków gazowych (GP), 4-przetwornik pomiarowy, 5–wzmacniacz oraz filtr pomiarowy, 6-komputer z kartą pomiarową

Generowane przez WNZ sygnały EA mierzono piezoelektrycznym przetwornikiem WD AH17 firmy PAC, przytwierdzonym do kadzi, za pomocą specjalnego uchwytu mocującego. W celu wzmocnienia sygnału pomiarowego, wyjścia przetwornika podłączono do wejść wzmacniacza AE Signal Conditioner firmy EA System, który dodatkowo wyposażony był w filtr pasmowo przepustowy. Do wizualizacji i rejestracji mierzonych sygnałów EA wykorzystano komputer wyposażony w kartę pomiarową typu NI 5911 firmy National Instrument oraz specjalistyczne oprogramowanie Virtual Bench Scope. Do pomiarów przyjęto częstotliwość próbkowania równą 2,56 MHz, co przełożyło się na 14 bitową rozdzielczość przetwornika A/C. Szczegółowe informacje dotyczące aparatury pomiarowej przedstawiono m.in. w publikacjach [3], [4].

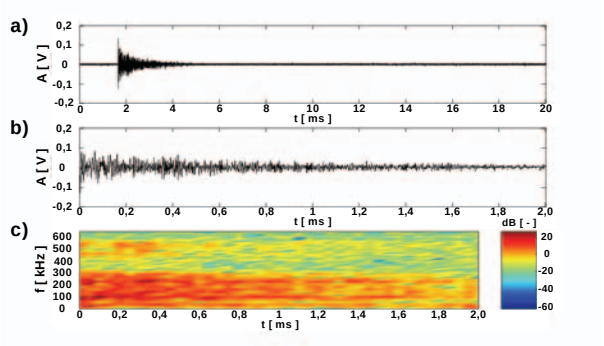
Rozpoznawanie podstawowych form WNZ przez SSN przy wykorzystaniu parametrów analizy czasowo-częstotliwościowej sygnałów EA

Do implementacji, uczenia i testowania sieci neuronowej, zastosowanej w procesie rozpoznawania badanych form WNZ, wykorzystano środowisko programowe Matlab. Na podstawie informacji zawartych w literaturze, m.in. [5, 6, 10, 11], dotyczących zastosowania sieci neuronowych jako klasyfikatorów i narzędzi rozpoznających wzorce, w badaniach wykorzystano sieć jednokierunkową, trójwarstwową typu Feed – Forward Backpropagation Network (F-F BP). Dla każdego z neuronów występujących w strukturze sieci określono sigmoidalną funkcję aktywacji. Proces korekcji wag neuronów, dla kolejnych iteracji (n) treningu SSN, przebiegał według algorytmu Resilent Backpropagation (RPROP), opisanego zależnością:

$$w_{ij}^{(k)}(n+1) = w_{ij}^{(k)}(n) - \eta_{ij}^{(k)}(n)\,\mathrm{sgn}\left(\nabla_{ij}^{(k)}(n)\right) \tag{1}$$

gdzie: $\eta_{ij}^{(k)}$ -indywidualny współczynnik uczenia dla każdej wagi, $\nabla_{ij}^{(k)}(n)$ -składowa gradientu funkcji błędu [10].

Jako parametr sygnału EA podczas uczenia i testowania sieci zaproponowano wyniki analizy czasowo-częstotliwościowej JFTA (Joint Time-Frequency Analysis), z zastosowaniem krótkoczasowego przekształcenia Fouriera STFT (Short-Time Fourier Transform). W procesie treningu przyjętej architektury SSN wykorzystano wyniki analizy STFT sygnałów EA ograniczone do przedziału czasowego obejmującego zdarzenie akustyczne (2ms), wyizolowując z całego sygnału pomiarowego przedział czasu obejmujący występowanie WNZ. Wybrany fragment zarejestrowanego przebiegu czasowego sygnału EA oraz spektrogram obliczony przy zastosowaniu STFT zaprezentowano na rysunku 2.



Rys.2 Graficzna metodyka przygotowania parametrów sygnałów EA do dalszej analizy przy wykorzystaniu SSN: a) zarejestrowany przebieg czasowy sygnału EA od WNZ, b) wybrany fragment sygnału EA, c) spektrogram obliczony przy zastosowaniu STFT dla wybranego przedziału czasowego (2ms).

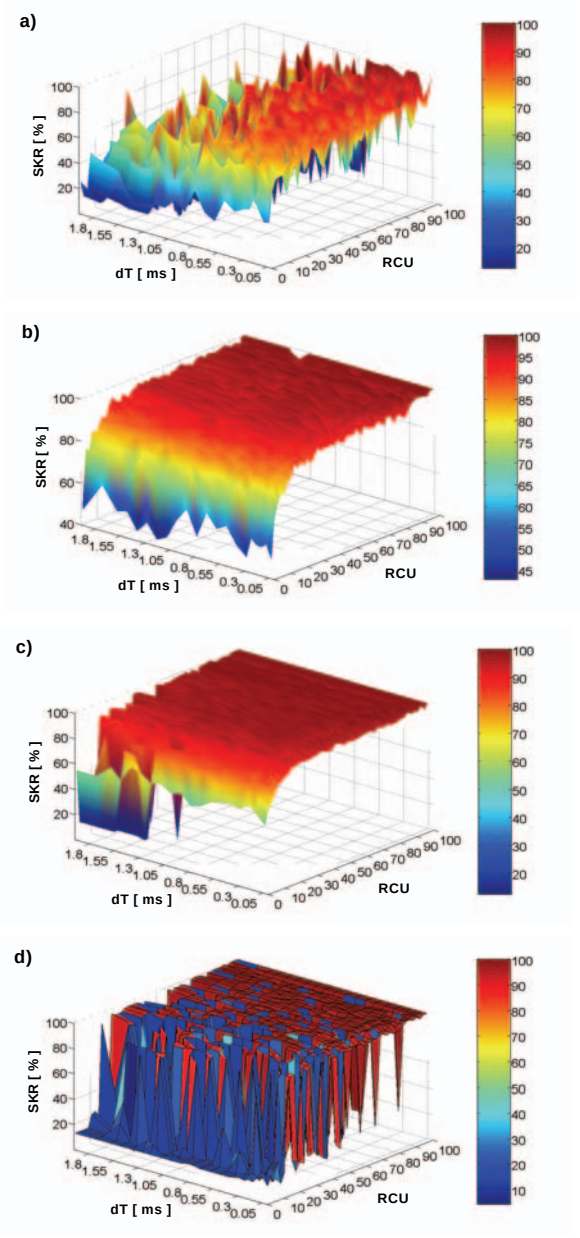
Dla każdej z przyjętych w badaniach form WNZ zarejestrowano 100 plików pomiarowych, z czego część stanowiły wektory ciągu uczącego (CU), natomiast pozostała część były wektorami ciągu testowego (CT) – uczenie z nauczycielem.

W celu określenia skuteczności rozpoznawania podstawowych form WNZ wprowadzono pojęcie „klasy", które w tym wypadku określa poszczególne formy WNZ. Przyjmując do analizy osiem form WNZ, zdefiniowano następujące klasy: klasę 1–wyładowania w układzie ostrze–ostrze w oleju, klasę 2–wyładowania w układzie ostrze–ostrze w oleju z pęcherzykami gazowymi, itd.

Rysunek 3 przedstawia łączną skuteczność rozpoznawania ośmiu badanych form WNZ w zależności od rozmiaru ciągu uczącego (RCU) oraz zmiennego przedziału czasowego sygnału EA (dT), dla którego wykonywano analizę STFT. Z zaprezentowanych na rysunkach 3a - 3d zależności wynika, że wraz ze wzrostem RCU skuteczność rozpoznawania wzrasta. W przypadku rysunku 3a (dla LNWU=5) maksymalna skuteczność rozpoznawania wynosi ok. 80%, co z punktu diagnostyki układu izolacyjnego nie jest wartością zadowalającą. Poprawę skuteczności, do wartości powyżej 90%, można w tym wypadku osiągnąć poprzez zwiększenie LNWU (rysunki 3b, 3c, 3d). Z przedstawionych charakterystyk wynika również, że największe skuteczności rozpoznawania uzyskuje się dla wąskich okien czasowych (dT) analizy STFT. Szczególnie jest to widoczne dla małych RCU i związane jest to najprawdopodobniej z analizą sygnałów EA pochodzących bezpośrednio od WNZ, jak również od sygnałów EA odbitych od ścian kadzi transformatorowej. Dla LNWU=45 i wartości RCU powyżej 30-tu, wartość uzyskanej łącznej skuteczności rozpoznawania ośmiu klas wyniosła powyżej 95%, co z punktu widzenia diagnostycznego jest wynikiem wystarczającym.

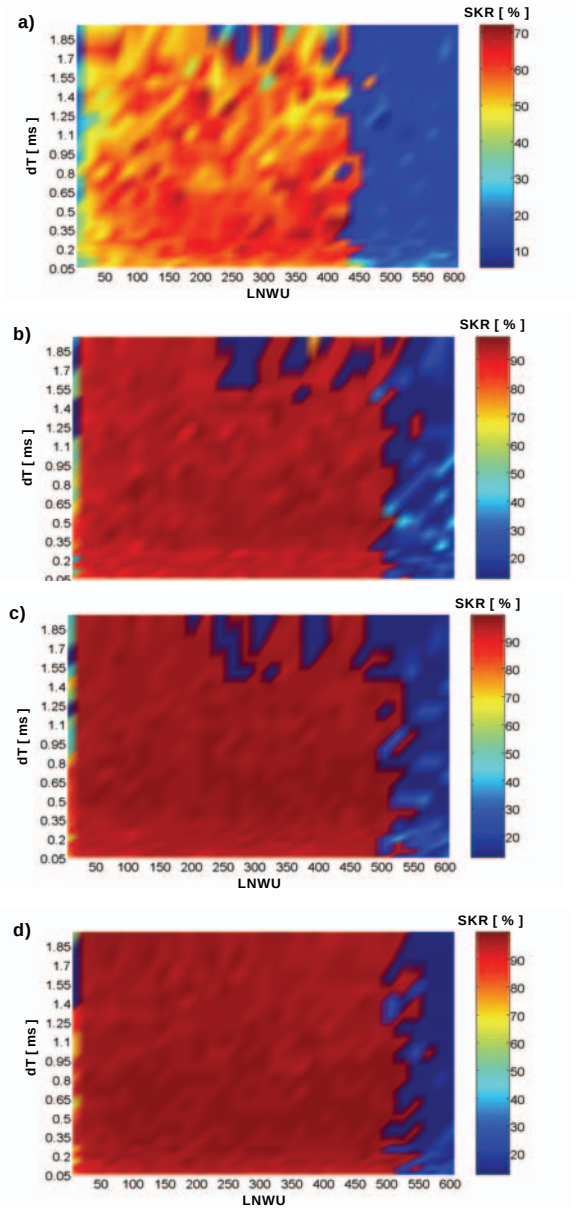
Na rysunkach 4a - 4d przedstawiono wyniki analizy skuteczności rozpoznawania sygnałów EA generowanej przez podstawowe formy WNZ w zależność od długości przedziału (dT) poddanego analizie STFT oraz LNWU dla czterech RCU. Przeprowadzone badania miały na celu określenie odpowiedniej liczby neuronów warstwy ukrytej, która pozwalałaby na uzyskanie jak największej

skuteczności rozpoznawania. Z uzyskanych danych, reprezentowanych na kolejnych charakterystykach wynika, iż dla zapewnienia satysfakcjonującej skuteczności niezbędne jest zbudowanie sieci o LNWU równej minimum 40, natomiast wprowadzenie do sieci LNWU>450 powoduje destabilizację treningu i skutkuje drastycznym obniżeniem skuteczności rozpoznawania (co widoczne jest również na rysunku 3a). Przeprowadzona symulacja potwierdziła również wcześniejsze wyniki analiz (rysunek 3), ponieważ dla uzyskania skuteczności większej, bądź równej 95% niezbędne jest zastosowanie RCU $\geq$30.



Rys.3 Łączna skuteczność rozpoznawania ośmiu form WNZ przez zastosowaną sieć neuronową w zależności od rozmiaru ciągu uczącego (RCU) oraz długości przedziału czasowego (dT) poddanego analizie STFT: a) 5 neuronów w warstwie ukrytej, b) 45 neuronów w warstwie ukrytej, c) 205 neuronów w warstwie ukrytej, d) 505 neuronów w warstwie ukrytej

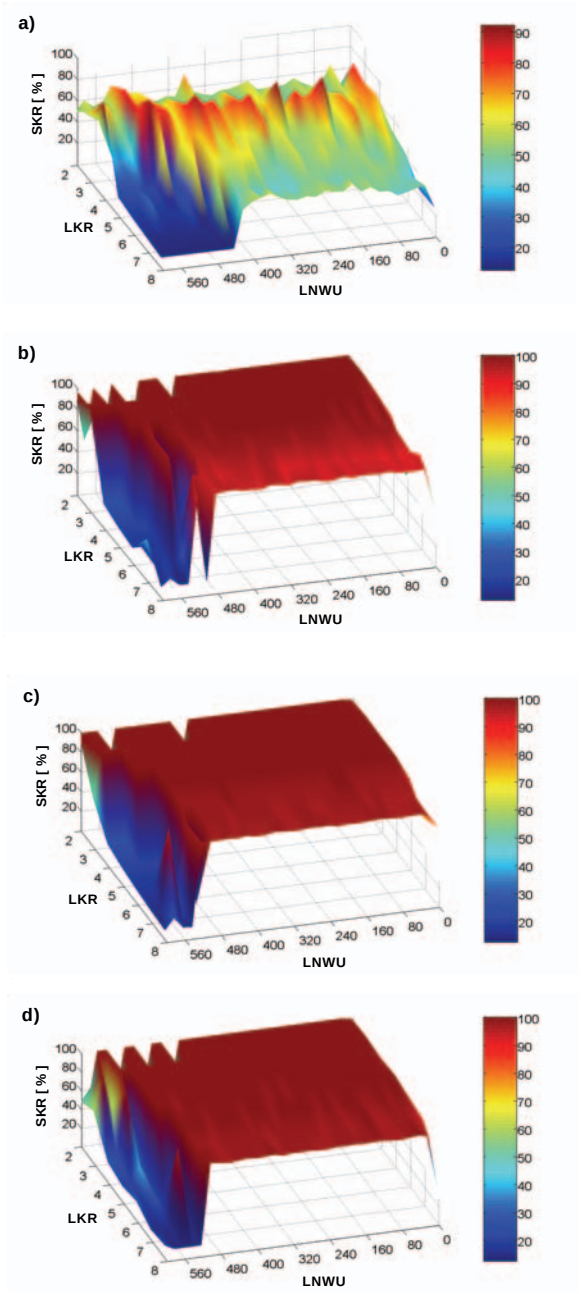
Na podstawie zaprezentowanych powyżej wartości skuteczności rozpoznawania przez SSN podstawowych form WNZ, autorzy artykułu zaproponowali, aby do uczenia i testowania przyjętego jednokierunkowego klasyfikatora neuronowego wykorzystać parametry analizy częstotliwościowo-czasowej przeprowadzonej dla przedziału Δt = (0 ÷ 0,6) ms (dT = 0,6 ms). Uzyskane na tej podstawie wyniki zaprezentowano na rysunkach 5a - 5d.



Rys.4 Łączna skuteczność rozpoznawania ośmiu form WNZ przez zastosowaną sieć neuronową w zależności od liczby neuronów warstwy ukrytej (LNWU) oraz długości przedziału czasowego (dT) poddanego analizie STFT: a) RCU = 1, b) RCU = 20, c) RCU = 40, d) RCU = 60

Na podstawie wyników przestawionych na rysunkach 5a - 5d można stwierdzić, że wraz ze zwiększaniem LKR oraz stałej LNWU maleje skuteczność rozpoznawania. Poprawę skuteczności, dla poszczególnej liczby klas jednocześnie rozpoznawanych, można osiągnąć poprzez zwiększanie RCU (rysunki 5a, 5b, 5c, 5d). Z zaprezentowanych wykresów wynika również, że zwiększanie LNWU powyżej 50-ciu nie powoduje znaczącej poprawy skuteczności rozpoznawania. Wydłuża się jedynie czas potrzebny na przeprowadzenie treningu sieci. Uzyskane wartości łącznej skuteczności dla RCU=40 przy ośmiu jednocześnie rozpoznawanych klasach wyniosły ok. 97-98%, co jest rezultatem bardzo dobrym. Z analizy kolejnych rysunków wynika także, że istnieje taka wartość parametru rozmiaru warstwy ukrytej (LNWU), dla której –

podobnie jak we wcześniejszych analizach – następuje nagły spadek skuteczności rozpoznawania przez sieć poszczególnych form WNZ.



Rys.5 Łączna skuteczność rozpoznawania ośmiu form WNZ przez zastosowaną sieć neuronową dla dT = 0,6 ms w zależności od liczby neuronów warstwy ukrytej (LNWU) oraz liczby klas rozpoznawanych (LKR): a) RCU = 1, b) RCU = 20, c) RCU = 40, d) RCU = 60

Wnioski

Uzyskane wyniki dotyczące skuteczności rozpoznawania podstawowych form WNZ, na podstawie analizy czasowo-częstotliwościowej (STFT) sygnałów EA przez nie generowanych, potwierdza możliwość zastosowania SSN do rozpoznawania poszczególnych defektów izolacji papierowo-olejowej. Przyjęty rodzaj sieci neuronowej typu F-F BP o trójwarstwowej strukturze i algorytmie uczącym Resilent Backpropagation w satysfakcjonującym stopniu pozwala rozpoznawać badane formy WNZ, czego dowodem są zaprezentowane w artykule wyniki skuteczności rozpoznawania zarejestrowanych sygnałów EA.

Przeprowadzone badania dowiodły również przydatności wyników analizy STFT zarejestrowanych sygnałów EA, jako parametrów reprezentujących poszczególne formy WNZ i wykorzystywanych do uczenia i testowania zastosowanej architektury SSN.

Do uzyskania skuteczności rozpoznawania poszczególnych form WNZ na poziomie przewyższającym 90% (przy 8-miu klasach rozpoznawanych), autorzy prowadzonych prac naukowo-badawczych zaproponowali aby przyjąć stałą liczbę neuronów warstwy ukrytej na poziomie ok. 50, a RCU 30 – 50. Zwiększanie LNWU powyżej zaproponowanej wartości nieznacznie poprawia skuteczność rozpoznawania (1 - 2%), wymagając znacznie większych nakładów czasowych niezbędnych do przeprowadzenia procesu rozpoznawania. Identyczne przesłanki dotyczą zwiększania RCU.

Praca naukowa finansowana ze środków na naukę w latach 2006/07 jako projekt badawczy nr 3 T10A 018 30.

Badania są współfinansowane ze środków Europejskiego Funduszu Społecznego oraz ze środków budżetu państwa

LITERATURA

[1] Boczar T., Widma emisji akustycznej generowanej przez wyładowania niezupełne w izolacji olejowej, *SiM, z. 114, Politechnika Opolska*, 2000.

[2] Boczar T., Obiektywizacja wyników akustycznej metody oceny wyładowań niezupełnych przy zastosowaniu do opisu sygnałów analizy statystycznej i cyfrowych metod przetwarzania, *Of. Wyd. Politechniki Opolskiej*, 2003 r.

[3] Boczar T., Borucki S., Cichoń A., Lorenc M. : „Rozpoznawanie wyładowań elektrycznych rejestrowanych metodą emisji akustycznej przy wykorzystaniu sieci neuronowych", *Przegląd Elektrotechniczny* – konferencje 1'2005, Jubileuszowe X Sympozjum EUI'2005, Problemy eksploatacji układów izolacyjnych wysokiego napięcia, Krynica, 27 – 30 września 2005, str. 30-33.

[4] Borucki S. : Porównanie piezoelektrycznych czujników pomiarowych wykorzystywanych w pomiarach sygnałów emisji akustycznej generowanych przez wyładowania niezupełne, *Energetyka* – zeszyt tematyczny nr VI Konferencji Naukowo – Technicznej „Transformatory w eksploatacji" 20-22. 04. 2005r. str. 104 – 106.

[5] Cozien R., Rosenberg C., Eyherbide P., Rossettini J., : „Target detection and identification using neural network and multi – agent systems", *Preceesings of the the Third International Conference on Information Fusion*, 2000, pp. 10 – 17.

[6] Danikas M. G., Gao N., Aro M. : „Partial discharge recognition using neural networks : review", *Electrical Engineering* Vol. 85, 2003, pp. 87 – 93.

[7] Fleszyński J.: Badania mechanizmu przebicia elektrycznego cieczy izolacyjnych. *ZN Polit. Wrocławskiej,* Wrocław 1986.

[8] Florkowska B., M. Florkowski, R. Włodek,. P. Zydroń, „Mechanizmy, pomiary i analiza wyładowań niezupełnych w diagnostyce układów izolacyjnych wysokiego napięcia", *Wydawnictwo IPPT PAN*, Warszawa, 2001.

[9] Gacek Z., „Wysokonapięciowa technika izolacyjna", *Wydawnictwo Politechniki Śląskiej*, wyd. 2 Gliwice, 2006.

[10] Osowski S., Sieci neuronowe w ujeciu algorytmicznym, *WNT*, Warszawa, 1996

[11] Nałęcz M.,Duch W.,Korbicz J. Rutkowski L., Tadeusiewicz R., Biocybernetyka i inżynieria biomedyczna 2000, tom 6 Sieci neuronowe, *Akademicka Of. Wyd*., 2000

***Autorzy**: dr hab. Inż. Tomasz Boczar, prof. nadzwyczajny PO, Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole, E-mail: tboczar@po.opole.pl*
mgr inż. Sebastian Borucki, Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole, E-mail: sborucki@po.opole.pl

Witold BRETUJ, Janusz FLESZYŃSKI, Krzysztof WIECZOREK

Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii

Procesy degradacji izolatorów kompozytowych pod działaniem opadów deszczowych

Streszczenie. *W artykule przedstawiono przyspieszoną próbę starzeniową w komorze deszczowej trzech modelowych izolatorów kompozytowych o różnych kształtach silikonowej osłony. Stwierdzono wpływ parametrów konstrukcyjnych układu kloszy izolatorów na rozwój prądów upływu, wyładowań elektrycznych i procesów degradacji osłon silikonowych.*

Abstract*. Accelerated ageing test in rain chamber of three composite insulators samples with different silicone housing profiles is presented. It was found that design parameters of insulators sheds influence on development of leakage currents, electrical discharges and degradation processes of silicone housing. (****Degradation processes of composite insulators under artificial rain conditions****).*

Słowa kluczowe: izolator kompozytowy, kształt izolatora, komora deszczowa, próba starzeniowa
Keywords: composite insulator, insulator shape, rain chamber, ageing test

Wstęp

Izolatory kompozytowe znajdują coraz szersze zastosowanie w technice izolacyjnej wysokich napięć. Najczęściej wymienianymi powodami zastosowania izolatorów kompozytowych w elektroenergetycznych liniach przesyłowych i rozdzielczych są [1]: duża odporność na zabrudzenia, obniżenie wagi - nawet do około 10% wagi porównywalnych izolatorów ceramicznych - przy zachowaniu dużej wytrzymałości mechanicznej, łatwość transportu i montażu.

Współczesne izolatory kompozytowe o osłonie z kauczuku silikonowego zachowują dobre właściwości w czasie wieloletniej eksploatacji. Czas ich życia szacowany na około 30. do 40. lat, jest jednak znacząco krótszy od czasu życia izolatorów ceramicznych [2]. Ze względu na ciągłość postępu materiałowo-technologicznego czas bezawaryjnej pracy aktualnie produkowanych izolatorów kompozytowych można jedynie prognozować w oparciu o dane eksploatacyjne wcześniej stosowanych izolatorów oraz na podstawie przyspieszonych prób starzeniowych realizowanych w warunkach laboratoryjnych.

Szczególnie groźne narażenia starzeniowe liniowych izolatorów kompozytowych stanowią mgła i opady deszczu. Laboratoryjne przyspieszone badania starzeniowe w komorach mgielnych są wykonywane w niektórych ośrodkach badawczych na świecie, a uzyskane wyniki są ostatnio publikowane w kontekście aktualnego problemu optymalizacji kształtu i parametrów konstrukcyjnych osłon silikonowych izolatorów kompozytowych [3,4].

Oryginalnym natomiast naszym osiągnięciem jest opracowanie metody przyspieszonych badań starzeniowych w warunkach cyklicznych opadów symulowanego laboratoryjnie deszczu. Metodę tą wykorzystano w niniejszej pracy do badań modelowych izolatorów kompozytowych, różniących się parametrami konstrukcyjnymi układu kloszy silikonowych osłon.

Mechanizm starzenia izolatorów w komorze deszczowej

Obszarami o największej intensywności procesów starzeniowych są powierzchnie międzyfazowe wewnątrz i na zewnątrz polimeru [5]. Większość narażeń starzeniowych w warunkach napowietrznych dotyczy zewnętrznej powierzchni osłony izolatora [6].

Przedłużające się okresy opadów deszczu powodują nierównomierną utratę właściwości hydrofobowych silikonowych izolatorów kompozytowych na skutek wymywania frakcji niskomolekularnych z powierzchni kauczuku silikonowego, wyładowań między kroplami wody, podciągania i akumulacji wody przy obrzeżach kloszy, zraszania spodnich powierzchni kloszy wodą odbitą od położonych niżej części izolatora.

Konsekwencją nierównomiernej utraty właściwości powierzchniowych osłony oraz tworzenia się mostków wodnych zwierających klosze izolatora są bardzo nierównomierne, chwilowe rozkłady napięć i natężeń pola elektrycznego, prowadzące do niestabilności kształtu kropli wody znajdujących się pod kloszami i na pniu izolatora. Opisanym w [7] zjawiskom rozciągania i rozrywania kropli wody w silnym polu elektrycznym towarzyszą wyładowania iskrowe będące przyczyną tworzenia się sieci ścieżek erozyjnych na spodnich powierzchniach kloszy i pniu izolatora. Na tym etapie starzenia jedynym nie ulegającym degradacji obszarem jest hydrofobowa (oprócz hydrofilnego obszaru przy krawędzi) spodnia powierzchnia dolnego klosza i dolny odcinek pnia izolatora. W końcowym etapie złożonego mechanizmu zjawisk prowadzących do zniszczenia osłony izolatora zasadniczą rolę ma pojawienie się i rozwój wyładowań łukowych skoncentrowanych wzdłuż trwale hydrofilnej, pojedynczej ścieżki erozyjnej łączącej krawędź dolnego klosza z pniem izolatora.

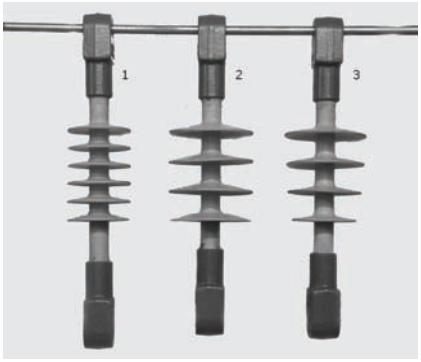
Metodyka badań

Przeprowadzony eksperyment miał na celu zbadanie wpływu kształtu silikonowej osłony izolatora kompozytowego na jego zachowanie się w komorze deszczowej we wczesnym stadium starzenia. Badania te stanowią kontynuację badań wcześniejszych nad metodą starzenia izolatorów w wysokonapięciowej komorze deszczowej [8] i zjawiskami prowadzącymi do degradacji właściwości powierzchniowych izolatorów o osłonie z kauczuku silikonowego pod wpływem wysokiego napięcia i symulowanych opadów deszczu [9].

Próbie poddano trzy modelowe izolatory kompozytowe (rys.1) o napięciu znamionowym 24 kV, z osłoną z kauczuku silikonowego HTV, wykonane w Instytucie Elektrotechniki Oddział we Wrocławiu.

Specjalnie zaprojektowane modelowe izolatory posiadały zbliżone drogi przeskoku i upływu. W tabeli 1. zestawiono podstawowe parametry izolatorów:

- D_0 – odległość między okuciami,
- D_P – droga przeskoku,
- D_U – droga upływu prądu,
- $\sum D_m$ – całkowita długość odcinków zmoczonych przy deszczu znormalizowanym (kąt padania 45°),
- $\sum D_S$ - całkowita droga przeskoku w przestrzeni suchej pomiędzy odcinkami zmoczonymi przy deszczu znormalizowanym.

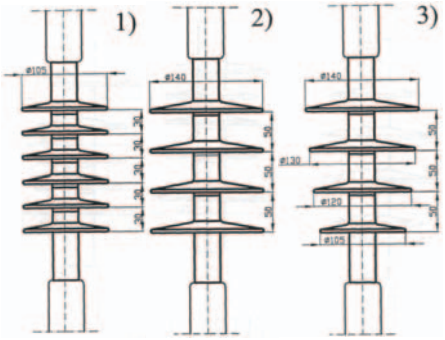


Rys.1. Badane izolatory nr 1, 2, 3

Tabela 1. Parametry konstrukcyjne badanych izolatorów

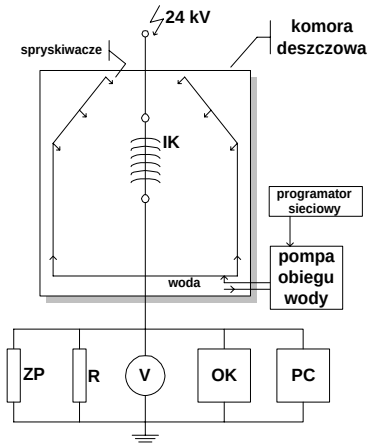
Numer izolatora	D_0 [cm]	D_P [cm]	D_U [cm]	$\sum D_m$ [cm]	$\sum D_S$ [cm]
1	27,0	29,0	64,7	14,4	19,8
2	24,7	29,5	65,0	12,0	22,0
3	25,0	28,0	58,0	11,7	22,2

Zasadnicze różnice dotyczyły liczby i średnicy kloszy oraz odstępów między nimi. Izolator nr 3, o nietypowym kształcie „odwróconej choinki", charakteryzował się malejącymi w kierunku dołu izolatora średnicami kloszy, jego droga upływu była o 10% mniejsza od dróg upływu izolatorów nr 1 i nr 2. Kształty i wymiary konstrukcyjne izolatorów przedstawiono na rys.2..



Rys.2. Kształty i wymiary konstrukcyjne badanych izolatorów

Badania przeprowadzono w wysokonapięciowej komorze deszczowej (rys. 3) o zamkniętym obiegu wody.



Rys.3. Schemat stanowiska badawczego: IK – izolator kompozytowy, ZP – zabezpieczenie przepięciowe, R - rezystancja pomiarowa, V – woltomierz cyfrowy, OK – oscyloskop, PC – komputer

Biorąc pod uwagę wyniki badań wstępnych oraz dotychczasowe doświadczenia badawcze przyjęto następujące, jednakowe dla wszystkich izolatorów, parametry prób:

- napięcie probiercze 24 kV
- konduktywność wody 200 μS/cm
- intensywność opadów sztucznego deszczu 3,5 l/godz. Codziennie, przed załączeniem komory mierzono konduktywność wody w zbiorniku i uzupełniano jej ilość wodą destylowaną do żądanej konduktywności. Izolatory narażane były wysokim napięciem i cyklicznym opadem sztucznego deszczu przez 7 godz. dziennie, każda godzina narażeń starzeniowych obejmowała 30. minutowy okres opadu wody oraz 30. minutowy okres bez opadu.

Wartości prądu upływu zapisywane były automatycznie co 5 sekund przez komputer sprzężony z miernikiem cyfrowym. Przebiegi chwilowe prądu rejestrowano przy użyciu oscyloskopu cyfrowego.

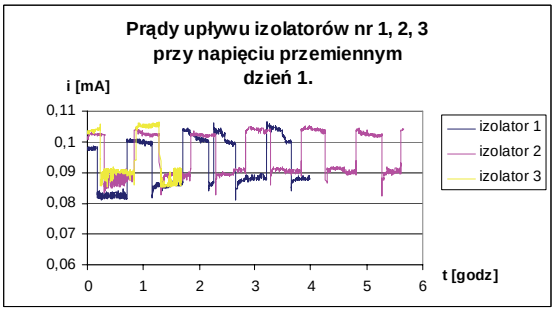
Zmiany hydrofobowości powierzchni osłony izolatora oceniano metodą STRI [10] po zakończeniu każdego dobowego cyklu starzenia.

Przebieg i wyniki eksperymentu

Dla wszystkich badanych izolatorów prąd upływu w pierwszym dniu narażeń starzeniowych nie przekraczał wartości 0,11 mA.

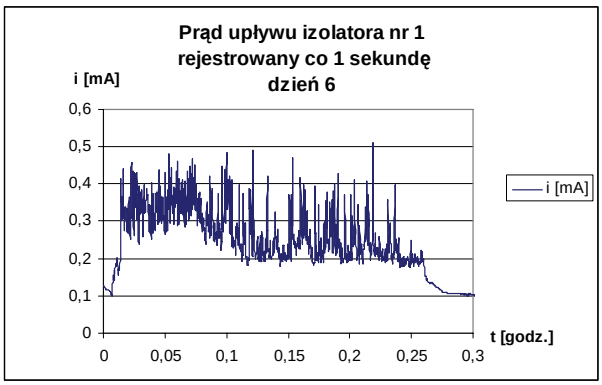
Zbiorcze zestawienie przebiegów prądu upływu badanych izolatorów, sporządzone dla pierwszego dnia narażeń starzeniowych w komorze deszczowej (rys. 4), wskazuje na brak zależności między wartością prądu upływu a kształtem silikonowej osłony izolatora w sytuacji bardzo dobrej hydrofobowości materiału całej osłony.

W czasie trwania eksperymentu górne powierzchnie kloszy izolatorów stosunkowo szybko traciły właściwości hydrofobowe na skutek wymywania frakcji niskomolekularnych. Spodnie powierzchnie kloszy były zraszane wodą odbitą od znajdujących się niżej części osłony, można było również zaobserwować tworzenie się stref hydrofilnych przy obrzeżach kloszy. Konsekwencją wymienionych zjawisk był stopniowy wzrost wartości prądu upływu.



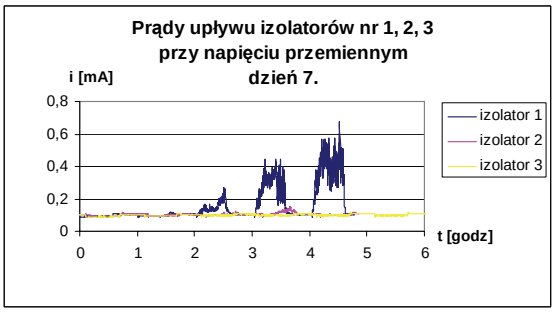
Rys.4. Prądy upływu izolatorów nr 1, 2, 3 przy napięciu przemiennym 24 kV w pierwszym dniu starzenia

Najsilniejszą degradację właściwości powierzchniowych można było obserwować na izolatorze nr 1. Utworzenie się na krawędziach kloszy stref hydrofilnych o podwyższonej akumulacji wody doprowadziło do powstawania licznych mostków wodnych zwierających położone blisko siebie klosze tego izolatora. Konsekwencją dynamicznie zmieniającego się w takich momentach rozkładu pola elektrycznego było przyspieszenie zjawisk starzeniowych zachodzących na spodnich powierzchniach izolatora. Zjawiskom tym towarzyszyła utrata stabilności przebiegu prądu upływu i pojawienie się nagłych wyskoków prądu. Rejestrację prądu upływu izolatora nr 1 w szóstym dniu próby starzeniowej przedstawiono na rys.5.



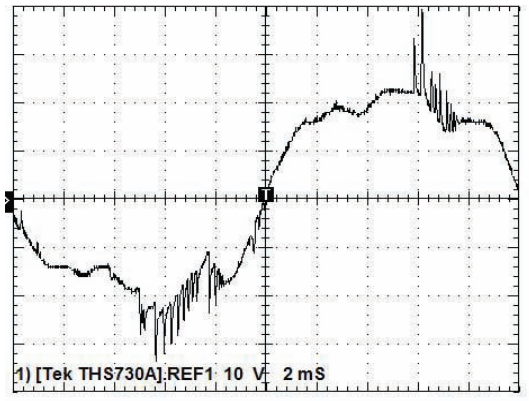
Rys.5. Prąd upływu izolatora nr 1 w szóstym dniu starzenia rejestrowany co 1 sekundę

W siódmym dniu narażeń starzeniowych wartość prądu upływu na izolatorze nr 1 wzrosła do poziomu 0,7 mA. Na tym samym etapie starzenia wartości prądów upływu izolatorów nr 1 i 2 były tylko nieznacznie większe niż na początku eksperymentu (rys. 6).



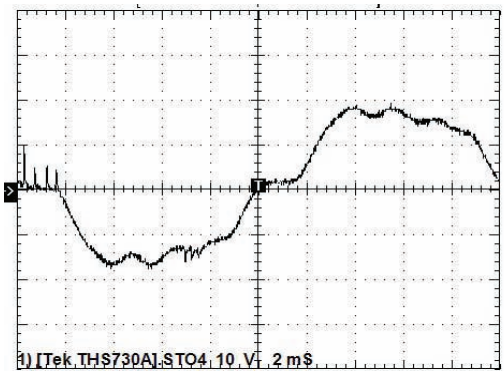
Rys.6. Prądy upływu izolatorów nr 1,2,3 przy napięciu przemiennym w siódmym dniu starzenia

Gwałtownemu wzrostowi prądu upływu na izolatorze nr 1 towarzyszyły słyszalne wyładowania ulotowe. Pod koniec siódmego dnia starzenia na pniu i spodnich powierzchniach kloszy pojawiły się widoczne iskrowe wyładowania powierzchniowe. Można je było również zaobserwować na oscylogramach prądu upływu w postaci wielu impulsów prądowych, występujących zarówno w dodatnim jak i ujemnym półokresie prądu (rys. 7).



Rys.7. Chwilowy przebieg prądu upływu izolatora nr 1 przy napięciu przemiennym w siódmym dniu pomiarów

Przebiegi chwilowe prądu upływu dla izolatorów nr 2 i 3 wykonane po tym samym czasie starzenia były prawie identyczne. Na przykładowym oscylogramie (rys. 8) widoczne są tylko nieliczne impulsy prądu o małej amplitudzie.



Rys.8. Chwilowy przebieg prądu upływu izolatora nr 3 w siódmym dniu pomiarów

Po siedmiu dniach starzenia górne powierzchnie kloszy trzech badanych izolatorów utraciły całkowicie właściwości hydrofobowe. Stopień zestarzenia osłon izolatorów pod wpływem wysokiego napięcia i opadów sztucznego deszczu określono na podstawie różnic właściwości powierzchniowych w obszarach spodnich powierzchni kloszy i pni badanych izolatorów.



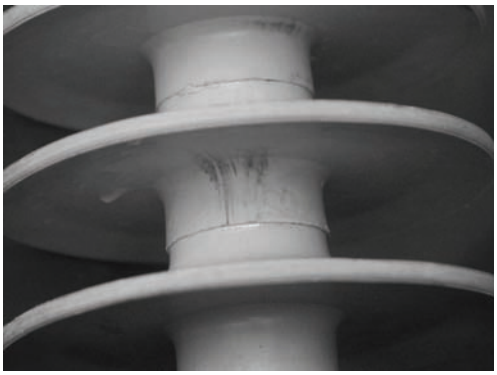
Rys.9. Spodnie powierzchnie kloszy izolatora nr 1 w siódmym dniu starzenia

W siódmym dniu starzenia spodnie powierzchnie kloszy izolatora nr 1, oprócz widocznej na zdjęciu hydrofilnej strefy wzdłuż krawędzi kloszy (rys. 9), można było zakwalifikować wg. metody STRI do trzeciej grupy hydrofobowości HC3. Hydrofobowość spodnich powierzchni kloszy izolatorów nr 2 i 3 można było zaliczyć odpowiednio do grup HC2 i HC3. Izolator nr 3 wykazał się najniższą degradacją właściwości powierzchniowych wzdłuż obrzeży kloszy (rys. 10).



Rys.10. Spodnie powierzchnie kloszy izolatora nr 3 w siódmym dniu starzenia

Konsekwencją utraty hydrofobowości powierzchni osłony izolatora nr 1 i rozwoju wyładowań powierzchniowych było powstanie na pniu i spodnich częściach kloszy wyraźnych ścieżek erozyjnych pokazanych na rys. 11..



Rys.11. Ścieżki erozyjne na pniu izolatora nr 1

Podsumowanie

Próby izolatorów w komorze deszczowej, mimo ograniczenia ich do wczesnej fazy starzenia, mogą być przydatne w badaniach zmierzających do optymalizacji kształtu i parametrów konstrukcyjnych izolatorów. Najgorszym konstrukcyjnie rozwiązaniem okazał się izolator nr 1. Większa liczba kloszy o małej średnicy wpłynęła na intensywne zraszanie spodnich powierzchni kloszy kroplami deszczu odbitymi od położonych niżej części osłony izolatora. Zmniejszenie odległości między kloszami dodatkowo ułatwiło tworzenie się mostków wodnych zwierających klosze izolatora. Nierównomierność chwilowego rozkładu pola elektrycznego, pojawienie się stref o dużych, chwilowych wartościach natężenia pola doprowadziła do rozwoju wyładowań między kroplami i powstania ścieżek erozyjnych

Zwiększenie średnicy i odległości między kloszami w konstrukcji izolatora nr 2 wpłynęły na mniejszą niż w przypadku izolatora nr 1 intensywność zwilżania pnia i spodnich powierzchni kloszy. W efekcie izolator nr 2 wykazał większą odporność na długotrwałe opady deszczu.

Najwyższą odporność na narażenia starzeniowe posiadała nietypowa konstrukcja izolatora nr 3. Zmniejszające się ku dołowi średnice kloszy wpłynęły na najmniejszą intensywność zraszania dolnych powierzchni kloszy, utrudniły powstawanie mostków wodnych zwierających klosze izolatora i jednocześnie opóźniły rozwój procesów starzeniowych umożliwiających tworzenie się ścieżek erozyjnych.

Badania wykonano w ramach projektu badawczego nr 3 T10B 097 28 pt. „Badania elektroenergetycznych izolatorów kompozytowych w aspekcie optymalizacji ich kształtu i parametrów konstrukcyjnych”, finansowanego przez Departament Badań Naukowych Ministerstwa Nauki i Informatyzacji.

LITERATURA

[1] Gubański S. M., Światowe doświadczenia z izolatorami kompozytowymi w napowietrznych liniach wysokich napięć, *Energetyka*, zeszyt tematyczny I (2003), 52-55

[2] Fleszyński J., Elektroenergetyczne izolatory kompozytowe, *Przegląd Elektrotechniczny* , (2001), nr 2, 29-33

[3] El-Hag A.H., Jayaran S.H., Cherney E. A., Influence of silicone rubber insulators in salt fog, *IEEE Transations on Dielectrics and Electrical Insulation*, (2003), Vol. 10, No. 4, 655-664

[4] Marungsri B., Shimokubo H., Matsuoka R., Effect of specimen configuration on deterioration of silicone rubber for polymer insulators in salt fog ageing test, *IEEE Transations on Dielectrics and Electrical Insulation*, (2006), Vol. 13, No. 1, 129-138

[5] Jansen H., Seifert J. M., Kärner H.C., Interfacial phenomena in composite high voltage insulation, *Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, (1999), Vol. 6, No 5, 651-659

[6] Mościcka-Grzesiak H. (redaktor pracy zbiorowej), Inżynieria wysokich napięć w elektroenergetyce, tom I, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 1996 r., 48-63

[7] Bretuj W., Fleszyński J., Tymań A., Zachowanie się kropli wody i wyładowania na hydrofobowej powierzchni izolacyjnej w polu elektrycznym, IV Ogólnopolskie Sympozjum „Inżynieria wysokich napięć”, Kiekrz, 1998, 63-68

[8] Bretuj W., Fleszyński J., Tymań A., Przyspieszona próba starzeniowa izolatorów kompozytowych w komorze starzeniowej, *Przegląd Elektrotechniczny*, (2002), nr 10s, 26-29

[9] Bretuj W., Fleszyński J., Procesy degradacji silikonowej osłony izolatora kompozytowego w próbie starzeniowej w komorze deszczowej, Przegląd Elektrotechniczny- Konferencje, (2004), nr 1,23-26

[10] STRI Guide 92/1: Hydrophobicity Classification Guide

***Autorzy**: mgr inż. Witold Bretuj, E-mail: Witold.Bretuj@pwr.wroc.pl, prof. dr hab. Inż. Janusz Fleszyński, E-mail: Janusz.Fleszyński@pwr.wroc.pl, dr inż. Krzysztof Wieczorek, E-mail: Krzysztof.Wieczorek@pwr.wroc.pl, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, Zakład Wysokich Napięć, ul. Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław*

Witold BRETUJ, Janusz FLESZYŃSKI, Krzysztof WIECZOREK

Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii

Laboratoryjne badania starzeniowe izolatorów kompozytowych w warunkach mgielnych

Streszczenie. *W artykule przedstawiono wyniki rozpoznawczych badań starzeniowych izolatorów kompozytowych z osłonami z kauczuku silikonowego HTV w komorze mgielnej, które porównano z wynikami badań starzeniowych w komorze deszczowej. W czasie testów rejestrowany był prąd upływu. Dodatkowym kryterium była ocena stanu zwilżalności powierzchni badanych izolatorów metodą STRI [1].*

Abstract. *In this paper results of preliminary ageing test of HTV silicone rubber insulators in a fog chamber are compared to results of ageing test in a rain chamber. During the tests leakage current was recorded. To evaluation of surface hydrophobicity STRI method was applied [1].* ***(Laboratory Ageing Test of Silicone Rubber Insulators in Fog Conditions).***

Słowa kluczowe: *izolator kompozytowy, komora mgielna, prąd upływu, hydrofobowość powierzchni.*
Keywords*: composite insulator, fog chamber, leakage current, surface hydrophobicity.*

Wstęp.

Większość znormalizowanych testów badawczych izolatorów wysokonapięciowych została opracowana z myślą o izolatorach konwencjonalnych (ceramicznych i szklanych). Dlatego podejmowane są liczne próby adaptacji istniejących testów na potrzeby badań izolatorów kompozytowych. Przy ich opracowaniu oraz doborze odpowiednich parametrów prób główną trudność stanowi odmienny proces starzenia powierzchni hydrofilnej ceramiki i hydrofobowych elastomerów silikonowych. Obecnie najbardziej rozpowszechnionymi badaniami przyspieszonego starzenia izolatorów wysokonapięciowych są próby w komorze mgielnej [2]. Metodyka takich badań została opisana w normach IEC 507 i IEC 1109 [3-4].

Głównym narażeniem w grupie testów wykorzystujących komory mgielne jest narażenie napięciowe w obecności czystej lub słonej mgły. Warunki takie odnoszą się do rzeczywistych warunków eksploatacyjnych. Odpowiedni dobór poziomu narażeń pozwala na prowadzenie przyspieszonych prób starzeniowych, które w stosunkowo krótkim czasie mogą doprowadzić do oceny materiału lub konstrukcji izolatora przy zachowaniu mechanizmu procesów starzeniowych. Istotnym parametrem wskazującym jaki jest stan badanych powierzchni izolatorów jest prąd upływu [5]. Wyniki takich badań pozwalają określić najbardziej prawdopodobne zachowanie się izolatorów w warunkach rzeczywistych i przybliżony czas ich bezawaryjnej pracy. Dodatkowe badania materiałowe, np. struktury, składu chemicznego, chropowatości powierzchni, dostarczają cennych informacji dotyczących mechanizmu procesów starzeniowych [6].

Próby starzeniowe w komorze mgielnej stanowią ważną część naszego projektu badawczego, którego głównym celem jest określenie optymalnego kształtu silikonowej osłony izolatora kompozytowego. Większość doniesień literaturowych z tej dziedziny dotyczy izolatorów ceramicznych. W przypadku izolatorów kompozytowych zainteresowania badaczy skupiają się raczej na badaniach ich specyficznych cech materiałowych [7], a tylko nieliczne opracowania sygnalizują potrzebę zwrócenia uwagi na kształt osłony izolatora [8,9].

Badania w komorach mgielnych.

Wyniki badań metodami mgły solnej dostarczają cennych informacji o zachowaniu się w eksploatacji różnych materiałów osłonowych izolatorów kompozytowych. Spośród tych metod najbardziej znaną jest metoda CIGRE [7] oraz znormalizowana metoda wymagana w próbach konstruktorskich izolatorów kompozytowych [4].

Metoda CIGRE została opracowana pod kątem oceny zdolności materiałów osłonowych izolatorów kompozytowych do ograniczania prądów upływu. Podstawowe jej parametry są następujące:

- kształt i wymiary próbek: walcowe o średnicy 25 mm i długości 250 mm,
- napięcie probiercze: przemienne 50 Hz o wartości skutecznej 15 kV,
- czas próby: 50 cykli 24-godzinnych (łącznie 1200 h),
- parametry czasowe jednego cyklu: 24 h, w tym 8 h oddziaływania mgły solnej i 16 h bez mgły,
- przepływ wody: (0,3± 0,1) $dm^3/(m^3 \cdot h)$ (przepływ wyrażony w dm^3 wody na godzinę i m^3 objętości komory probierczej),
- konduktywność wody: (800±80) µS/cm (około 0,5 kg NaCl w 1 m^3 wody destylowanej),
- średnica kropelek wody: 5-20 µm,
- temperatura: 20 ± 5°C.

Mierzonymi wielkościami są: sumaryczny ładunek Q przenoszony przez prąd upływu oraz liczba N wyskoków prądowych przekraczających 10 mA. Na ich podstawie można ocenić zdolność materiałów osłonowych do ograniczania prądów upływu.

Tabela 1. Wyniki badań metodą CIGRE elastomerów osłonowych izolatorów kompozytowych w laboratorium KEMA [7].

Materiał	Q [C]	N
SIR I	1090	275
SIR II	810	7
EPDM I	1500	562000
Szkło	1570	53000

W tabeli 1 przedstawiono wybrane wyniki uzyskane w laboratorium KEMA uczestniczącym w międzylaboratoryjnych badaniach porównawczych.
Wyniki te wskazują na wyraźnie większą możliwość ograniczania prądów upływu przez elastomery silikonowe (SIR) – materiały o szczególnych zdolnościach hydrofobizacji powierzchni – niż przez elastomery EPDM, które właściwościami tymi praktycznie nie różnią się od hydrofilnego szkła.

Znacznie większe wymagania musi spełniać materiał poddany próbie w znormalizowanych badaniach konstruktorskich izolatorów kompozytowych [4]. Jest to ciągła próba w mgle solnej (zawartość NaCl w wodzie jest

20-krotnie większa niż w metodzie CIGRE) pod ustalonym napięciem przemiennym 50 Hz w zakresie od 14 kV do 20 kV (w zależności od drogi upływu badanych izolatorów – jednostkowa droga upływu – 20 mm/kV), realizowana w następujących warunkach:

- próbki do badań: dwa izolatory kompozytowe o drodze upływu od 484 do 693 mm,
- czas trwania próby: 1000 h,
- przepływ wody: (0,4 ± 0,1) $dm^3/(m^3 \cdot h)$,
- zawartość NaCl w wodzie: (10 ± 0,5) kg/m^3,
- średnica kropelek wody: 5-10 µm,
- temperatura: 20 ± 5°C.

Wynik próby uznaje się za dodatni, jeśli: nie wystąpiły więcej niż 3 wyłączenia przeciążeniowe dla każdej badanej próbki (zabezpieczenie 1A), nie utworzyły się ścieżki przewodzące, lokalna erozja osłon izolatorów nie osiągnęła rdzenia (rdzeń nie może być widoczny), nie zostały przebite klosze izolatorów.

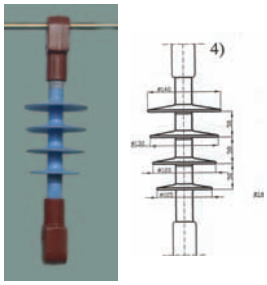
W najnowszych doniesieniach literaturowych przedmiotem badań w komorze mgły solnej były izolatory wykonane z gumy RTV o różnym ukształtowaniu kloszy oraz same pnie pozbawione kloszy [9]. Izolatory te badane były przy następujących parametrach narażeń:

- napięcie probiercze: przemienne 50 Hz o wartości skutecznej 15 kV,
- konduktywność wody: 800 µS/cm,
- przepływ solanki: 0,5 $dm^3/(m^3 \cdot h)$,
- czas narażania słoną mgłą i napięciem – 8 h, czas „odpoczynku" – 16 h.

Tak dobrane warunki testu były zgodne z warunkami zaproponowanymi przez CIGRE. Po 20 dobowych cyklach starzenia zaobserwowano widoczną erozję powierzchni pni pomiędzy kloszami spowodowaną występowaniem lokalnych wyładowań. Powierzchnie kloszy oraz izolatory pozbawione kloszy nie wykazywały śladów erozji. Stwierdzono wyraźny wpływ kształtu izolatorów na proces degradacji powierzchni osłony, związany z nierównomiernym rozkładem napięcia na izolatorze.

Analiza zarejestrowanego prądu upływu – trzeciej harmonicznej oraz ładunku – podczas starzenia izolatorów w komorze mgielnej może być również źródłem informacji o stanie ich powierzchni oraz stopniu zestarzenia [10]. Badania takie prowadzono przy konduktywności solanki wynoszącej 800 µS/cm o przepływie 400 $ml/(m^3 \cdot h)$. Narażenie napięciowe próbek wynosiło 60 V/mm.

Badania materiałowe próbek HTV i RTV świeżych i postarzonych prowadzono w komorze mgielnej przy konduktywności czynnika zwilżającego wynoszącym 300 µS/cm i narażeniu napięciowym 35 kV/mm [11]. Ich celem była analiza zdolności odzysku właściwości hydrofobowych. Czas cyklicznego narażania próbek wynosił 8 h, czas „odpoczynku" – 16 h. Podobne badania, izolatorów o różnym kształcie kloszy prowadzono przy narażeniu napięciowym 35 V/mm i konduktywności słonej mgły 2,5 mS/cm [8].



Rys. 1. Przedmiot badań - izolator kompozytowy z osłoną z kauczuku silikonowego HTV.

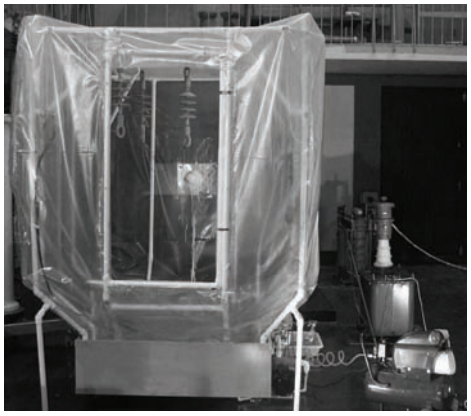
Przedmiot badań.

Przedmiotem badań był modelowy izolator kompozytowy z osłoną z kauczuku silikonowego HTV o nietypowym kształcie (rys. 1.). Długość drogi przeskoku na sucho dla tego izolatora wynosiła 280 mm, natomiast długość drogi prądu upływu 580 mm. Izolator został wykonany w Instytucie Elektrotechniki, Oddział Wrocław.

Metodyka badań.

Badania były przeprowadzone w komorze mgielnej o wymiarach (wys. x dł. x szer.) 1,8 m x 1,8 m x 1,6 m i objętości około 5,2 m^3 (rys. 2.). Komora została wykonana w Zakładzie Wysokich Napięć Politechniki Wrocławskiej. Składa się z podstawy, która jest równocześnie zasobnikiem czynnika zwilżającego – wody o konduktywności 200 µS/cm. Konstrukcja górnej części komory – stelażu – została wykonana z rur PCV. Całość pokryto zgrzewaną folią. Drzwi umożliwiające dostęp do wnętrza komory wykonano z przezroczystego poliwęglanu.

Komorę wyposażono w znormalizowany układ dysz, umieszczonych w przeciwległych rogach. Układ do produkcji mgły został wyposażony w kompresor olejowy oraz pompę wody. Układ ten pracuje w obiegu zamkniętym i jest sterowany programatorem czasowym.



Rys. 2. Komora mgielna.

Przyjęty program starzenia składał się z 7 godzin naprzemiennych 15 minutowych cykli zraszania mgłą oraz 15 minutowych okresów bez wytwarzania mgły w komorze. Pozostałe 17 godzin to czas „odpoczynku". Izolator starzono przy napięciu 24 kV.

Do rejestracji prądu upływu wykorzystano komputer klasy PC oraz miernik uniwersalny METEX. Stanowisko pomiarowe przedstawione zostało na rysunku 3.

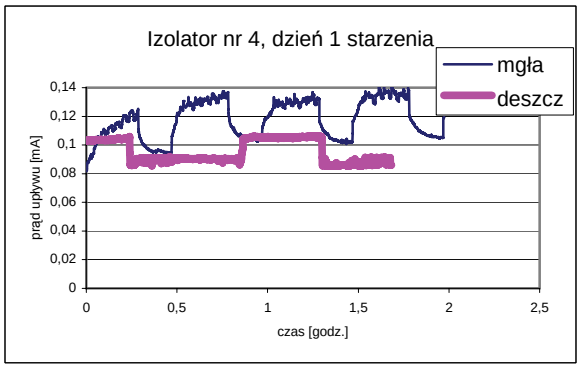
Narażenia w komorze mgielnej odpowiadały – pod względem wartości napięcia probierczego, konduktywności wody i parametrów czasowych cyklu starzeniowego – narażeniom stosowanym we wcześniejszych badaniach w komorze deszczowej. Pozwala to na porównanie wyników obu eksperymentów.



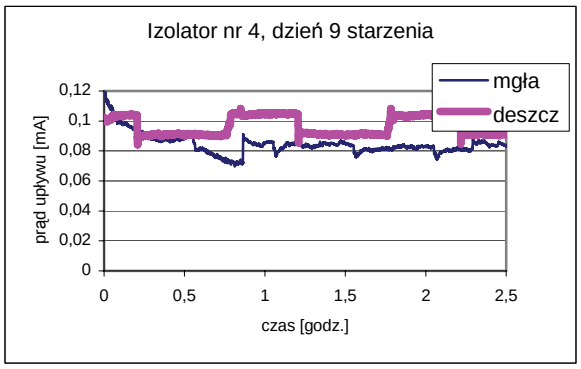
Rys. 3. Stanowisko pomiarowe.

Wyniki badań.

Ważnym parametrem wskazującym na rzeczywisty stan powierzchni badanych izolatorów jest rejestrowany prąd upływu. Stopniowa utrata hydrofobowości powoduje powstawanie zwilżalnych stref, czemu towarzyszy wzrost natężenia prądu.



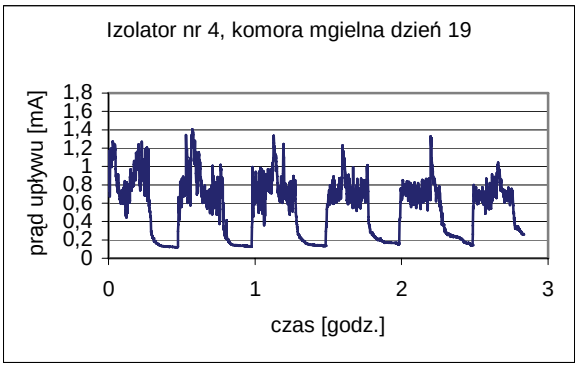
Rys. 4. Rejestrowany prąd upływu – pierwszy dzień starzenia.



Rys. 5. Rejestrowany prąd upływu – dziewiąty dzień starzenia.

Wartości zarejestrowanych prądów upływu w pierwszym i dziewiątym dniu starzenia były na zbliżonym poziomie dziesiątych części mA (rys. 4 i 5). Świadczy to o zbyt łagodnie dobranych parametrach narażeń w obu testach, co potwierdzają również zalecenia testów znormalizowanych oraz przytoczone doniesienia literaturowe. Okresowe wzrosty prądu upływu związane były z cyklami zraszania mgłą lub deszczem.

Na rysunku 6 przedstawiono zarejestrowany prąd upływu w dziewiętnastym dniu starzenia w komorze mgielnej, który był około 10 razy większy niż w pierwszym i dziewiątym dniu. W cyklach bez opadu mgły wartość mierzonego prądu była na poziomie zbliżonym do poziomu wartości prądu z pierwszego dnia starzenia.

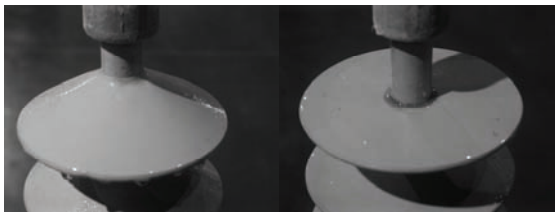


Rys. 6. Rejestrowany prąd upływu w komorze mgielnej – dziewiętnasty dzień starzenia.

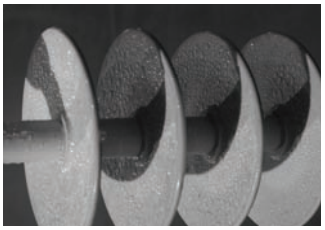
W tym stadium starzenia izolatora obserwowano już występowanie rzadkich iskrowych wyładowań powierzchniowych. Wyładowania te pojawiały się w miejscach osuszanych przez prąd upływu.

Na podstawie wstępnych, aktualnie kontynuowanych badań proces starzenia pod wpływem mgły i wysokiego napięcia można podzielić następująco:

- etap I – utrata hydrofobowości górnych powierzchni kloszy, akumulacja wody na ich krawędziach (rys. 7.) – rozciąganie kropel wody, powstawanie mostków wodnych oraz rozwój niskoprądowych wyładowań pod kloszami, których powierzchnie są jeszcze hydrofobowe (rys.8.),
- etap II – utrata hydrofobowości dolnych powierzchni kloszy (hydrofilna górna i dolna powierzchnia kloszy), tworzenie się hydrofilnych ścieżek wodnych na spodnich powierzchniach kloszy – występowanie wyładowań na pniu,
- etap III – hydrofilna całość powierzchni izolatora – wyładowania iskrowe na strefach osuszanych przez prąd upływu.



Rys. 7. Hydrofilne górne powierzchnie kloszy – po 10 dniu starzenia w komorze mgielnej .



Rys. 8. Hydrofobowe dolne powierzchnie kloszy – po 10 dniu starzenia w komorze mgielnej .

Przeprowadzone badania miały charakter rozpoznawczy. Wykazały, że mgła bardziej równomiernie niż deszcz zrasza całą powierzchnię izolatorów, co stwarza lepsze warunki do rozwoju prądu upływu. Jest również istotne, że w przypadku deszczu utrata hydrofobowości powierzchni izolatorów kompozytowych jest bardziej nierównomierna co prowadzić może do bardziej nierównomiernych rozkładów napięć na izolatorach niż w warunkach mgielnych.

Podsumowanie.

- Na podstawie przeprowadzonych badań stwierdzono, że mgła – jako czynnik starzeniowy – bardziej równomiernie pokrywa całą powierzchnię izolatorów niż opady deszczu, co sprzyja rozwojowi prądów upływu i prowadzić może do bardziej równomiernego starzenia.
- Zbudowana komora mgielna stanowi oryginalną konstrukcję wysokonapięciową umożliwiającą przyspieszone badania starzeniowe izolatorów kompozytowych. Komora będzie wykorzystywana w dalszych badaniach dotyczących problemu optymalizacji konstrukcji tych izolatorów.

- Wyniki wstępnych badań wskazują na potrzebę zwiększenia wartości stosowanych narażeń w celu przyspieszenia przebiegu procesów starzeniowych osłon badanych izolatorów.
- Dalsze badania będą zmierzały również do sprawdzenia, które warunki – deszczowe czy mgielne – są bardziej niebezpieczne z punktu widzenia długotrwałej eksploatacji izolatorów kompozytowych.

Artykuł opracowano w ramach projektu badawczego nr 3 T10B 097 28 pt. „Badania elektroenergetycznych izolatorów kompozytowych w aspekcie optymalizacji ich kształtu i parametrów konstrukcyjnych", finansowanego przez Departament Badań Naukowych Ministerstwa Nauki i Informatyzacji.

LITERATURA

[1] STRI Guide 92/1, *Hydrophobicity Classification Guide* – (1992)

[2] Zhang H., Hackam R., Influence of Fog Parameters on the Aging of HTV Silicone Rubber. *IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation,* (1999), Vol. 6, No.6, 835-844.

[3] IEC Publication 507, Artificial Pollution Test On HV Insulators To Be Used to ac System, (1975), 1-37

[4] PN-IEC 1109:1999, Izolatory kompozytowe do linii napowietrznych prądu przemiennego o znamionowym napięciu powyżej 1000V. Composite Insulators For ac Overhead Lines With a Nominal Voltage Greater Than 1000 kV- *Definitions, Test Methods and Acceptance Criteria*, (1999)

[5] Sörqvist T., Gubanski S.M., Leakage Current and Flashover of Field-aged Polymeric Insulators. *IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation,* (1999), Vol. 6, No.5, 744-753.

[6] Deng H., Hackam R., Low-molecular Weight Silicone Fluid in RTV Silicone Rubber Coatings. *IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation*, (1999), No.1, , 84-94.

[7] CIGRE Working Group 15.4, Development of a test technique to assess of polymer's long term ability to suppress leakage current under high voltage and low conductivity salt fog conditions. *Electra*, (2002), No.201, 8-19.

[8] El-Hag A. H., Jayaram S.H., Cherney E.A., Influence of Shed Parameters on the Aging Performance of Silicone Rubber Insulators in Salt-Fog. *IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation,* (2003), Vol. 10, No.4, 655-664.

[9] Marungsri B., Shinokubo H., Matsuoka R., Kumagai S., Effect of Specimen Configuration on Deterioration of Silicone Rubber for Polymer Insulators in Salt Fog Ageing Test. *IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation,* (2006), Vol. 13, No.1, 129-137.

[10] Kumagai S., Yoshimura N., Leakage Current Characterization for Estimating the Conditions of Non-ceramic Insulating Surfaces. *IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation,* (2004), Vol. 11, No.4, 681-690.

[11] Chang J.W., Gorur R.S., Surface Recovery of Silicone Rubber Used for HV Outdoor Insulation. *IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation,* (1994), Vol. 1, No.6, 1039-1046.

Autorzy: *prof. dr hab. inż. Janusz Fleszyński, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechmologii, Zakład Wysokich Napięć, Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław; mgr inż. Witold Bretuj, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechmologii, Zakład Wysokich Napięć, Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław; E-mail: Witold. Bretuj@pwr.wroc.pl, dr inż. Krzysztof Wieczorek, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechmologii, Zakład Wysokich Napięć. Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: Krzysztof.Wieczorek@pwr.wroc.pl.*

Bolesław BRÓDKA, Hanna MOŚCICKA-GRZESIAK

Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki

Budowa i struktura celulozy w aspekcie procesów degradacji izolacji papierowo-olejowej

Streszczenie. *Artykuł poświęcony jest problematyce procesów starzeniowych wyrobów celulozowych zachodzących w układach izolacyjnych. Aby poprawnie przeprowadzić proces diagnostyczny takiej izolacji, konieczna jest szeroka wiedza z zakresu budowy chemicznej głównych struktur materiału oraz procesów starzeniowych.*

Abstract. *The paper describes the ageing processes of cellulose products occurring in HV insulating systems. For proper diagnostics of such insulation the broad knowledge is necessary in the scope of production technology, chemical structure of material and ageing processes.* ***(Structure of cellulose in the aspect of paper-oil insulation degradation)***

Słowa kluczowe: procesy starzeniowe, stopień polimeryzacji, celuloza.
Keywords: aging process, degree of polymerization, cellulose.

Wstęp

Papier lub preszpan, będące materiałami z odpowiednio przetworzonej celulozy, stanowią podstawowy materiał izolacyjny w wysokonapięciowych transformatorach energetycznych. Układ izolacyjny papierowo-olejowy, prócz wielu zalet, niestety ulega degradacji w trakcie eksploatacji, co jest oczywistą cechą absolutnie wszystkich materiałów, istotna natomiast jest dynamika tych procesów degradacyjnych.

Problem oceny stopnia zestarzenia wyrobów celulozowych szczególnie ostro rysuje się ostatnimi laty. Związane to jest z faktem, że w niektórych krajach około 50% transformatorów przekroczyło swój planowany czas życia, to jest 30 lat. Właściciele transformatorów, będących najdroższymi elementami systemu energetycznego, starają się maksymalnie przedłużyć okres eksploatacji już zamortyzowanych jednostek. Ale to wymaga wiarygodnej diagnostyki układu izolacyjnego.

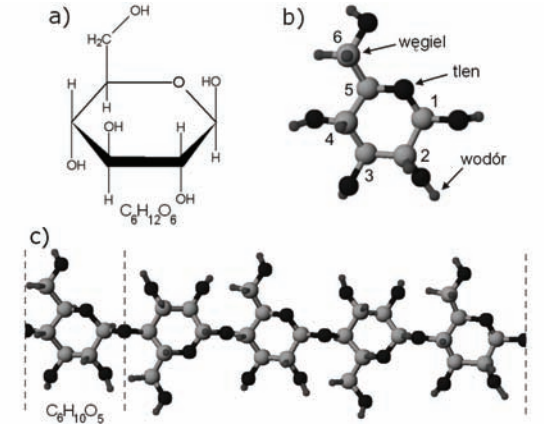
Lansowane są ostatnio różne metody pozwalające na ocenę stanu izolacji papierowo-olejowej. Większość metod jest natury pośredniej, to znaczy analizuje się wybrane zjawiska lub wielkości fizyczne i usiłuje się powiązać je ze stopniem zdegradowania celulozy. Do takich metod należy analiza odpowiedzi dielektrycznej w dziedzinie czasu lub częstotliwości oraz analiza spektrofotometryczna w zakresie światła ultrafioletowego, widzialnego i bliskiej podczerwieni.

Interpretacja wyników uzyskiwanych przy wykorzystaniu wymienionych metod wymaga głębokiej znajomości struktury celulozy, procesów chemicznych towarzyszących starzeniu, produktów rozpadu celulozy oraz zmian stopnia krystaliczności i bezpostaciowości celulozy.

W niniejszym artykule zostanie omówiona budowa fizykochemiczna celulozy oraz procesy degradacyjne i ich wymierne skutki. Zostaną przedstawione wybrane metody pozwalające na identyfikację zjawisk starzeniowych oraz na ilościową ocenę zmian wybranych wielkości fizycznych, istotnych z punktu widzenia eksploatacji wysokonapięciowych układów o izolacji papierowo-olejowej.

Chemiczna budowa celulozy

Celuloza jest polimerem pierścieniowej odmiany glukozy o wzorze $(C_6H_{10}O_5)_n$. Na podstawie liczby merów w łańcuchu celulozy określany jest stopień polimeryzacji (DP). Badania nad budową łańcucha celulozy wykazały, że maksymalny stopień polimeryzacji może osiągać nawet 12000 [1]. Długość łańcuchów celulozowych zależy od typu surowca i techniki przetwarzania celulozy. Dla nowych papierów i preszpanów stosowanych na izolację, średni stopień polimeryzacji wynosi od 1000 do 1600.



Rys. 1. Cząsteczka glukozy i celulozy; a) wzór strukturalny i sumaryczny glukozy, b) trójwymiarowa wizualizacja glukozy z numeracją atomów węgla, c) trójwymiarowa wizualizacja meru i fragmentu łańcucha makrocząsteczki celulozy

Na rysunku 1 przedstawiono budowę celulozy. Na rysunku 1a pokazano wzór strukturalny i sumaryczny glukozy. Wizualizację w przestrzeni cząsteczki glukozy, wraz z numeracją atomów węgla, przedstawia rysunek 1b. Natomiast rysunek 1c przedstawia wizualizację w przestrzeni meru i fragmentu makrocząsteczki celulozy.

Budowa włókna celulozy

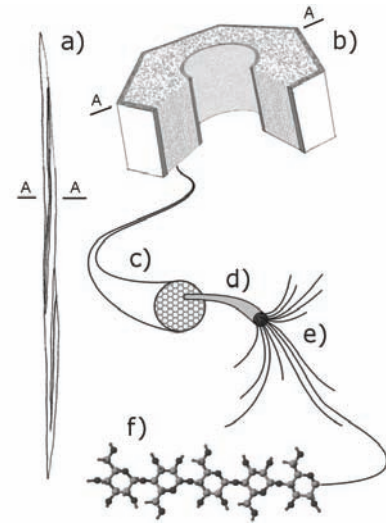
Celuloza w przyrodzie występuje w postaci włókien będących komórkami drewna. Na rysunku 2 przedstawiona została budowa włókna celulozy. W ściance włókna celulozy (b) znajdują się makrofibryle (c). Makrofibryle zawierają mikrofibryle (d). Mikrofibryle zbudowane są z łańcuchów celulozy (e,f).

W mikrofibryli, ze względu na stopień uporządkowania łańcuchów celulozy, można wyróżnić dwa rodzaje obszarów. Obszary o bardzo wysokim uporządkowaniu można zakwalifikować do struktur krystalicznych, zwanych micelami. Pozostała część mikrofibryli, gdzie łańcuchy celulozy nie są uporządkowane, stanowi fazę bezpostaciową.

Wymiary poszczególnych elementów włókna przedstawione zostały w tabeli 1.

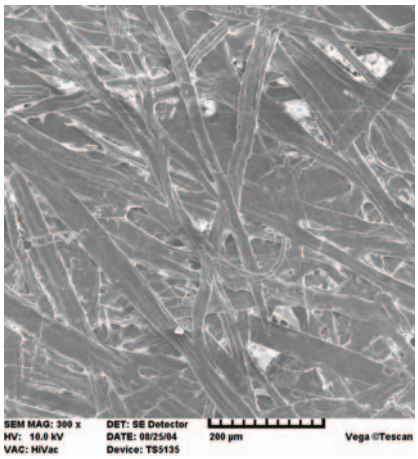
Tabela1. Wymiary elementów budowy włókna celulozy [1, 4]

Element budowy	grubość	długość
Włókno	25-30 µm	~3,5 mm
Makrofibryla	1 µm	-
Mikrofibryla	0,1 µm	-
Micela	5 nm	-
Łańcuch celulozy (DP = 1000)	0,8 nm	500 nm

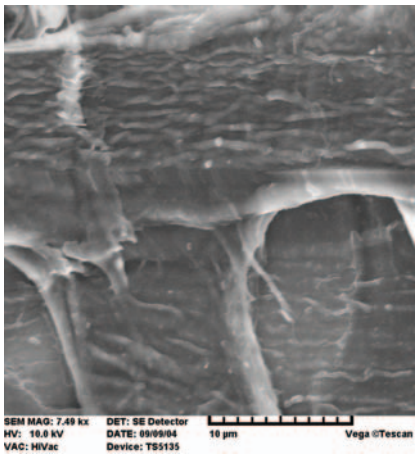


Rys. 2. Budowa włókna drewna; a) włókno, b) przekrój poprzeczny przez komórkę włókna, c) makrofibryla, d) mikrofibryla, e) łańcuchy celulozy, f) trójwymiarowa wizualizacja łańcucha celulozy, kompilacja opracowana na podstawie [1, 2, 3]

Migracja wilgoci lub oleju izolacyjnego wzdłuż włókien celulozy jest możliwa poprzez przestrzenie międzymicelarne oraz kapilary pomiędzy mikrofibrylami. Pierwsze z nich mają średnicę około 1 nm, natomiast średnica kapilary jest rzędu 10 nm [1].



Rys. 3. Obraz mikroskopowy papieru izolacyjnego [5]



Rys. 4. Mikroskopowy obraz włókna celulozy z widocznymi makrofibrylami [5]

Na rysunku 3 przedstawiono obraz papieru izolacyjnego uzyskany przy wykorzystaniu mikroskopu elektronowego. Biorąc pod uwagę powiększenie, można oszacować grubość włókien. Na rysunku 4 z kolei pokazano obraz włókna z widocznymi makrofibrylami [5].

Na budowę włókna celulozy wpływ ma roczny przyrost drewna w słoju. Im lepsze warunki wzrostu drzewa (większa grubość słoja), tym większą średnicę mają włókna drewna, cieńszą ścianę i są krótsze. Ma to znaczący wpływ na właściwości mechaniczne papieru i preszpanu. Najbardziej pożądane są masy włókniste o jak największej wytrzymałości mechanicznej. W elektrotechnice stosuje się drewno świerkowe lub sosnowe pochodzące z krajów, gdzie roczny przyrost w słoju jest mały (Kanada, Finlandia), a włókna są długie i mają grubą ścianę w porównaniu ze średnicą włókna.

Procesy starzeniowe produktów celulozowych

Celuloza ulega wielu przemianom chemicznym. Ze względu na właściwości eksploatacyjne wyrobów celulozowych analizuje się szczegółowo skutki procesów starzeniowych. Najistotniejszymi skutkami procesów starzeniowych w izolacji papierowo-olejowej są:

- zmniejszenie stopnia polimeryzacji,
- wzrost zawartości wody,
- zwiększenie zawartości kwasów,
- wydzielanie gazów.

Stopień polimeryzacji jest bardzo ważnym parametrem, z którym jest skorelowana wytrzymałość mechaniczna wyrobów celulozowych. Włókna zawierające dłuższe łańcuchy celulozy posiadają większą wytrzymałość mechaniczną. Ponieważ długość łańcuchów celulozy w całej masie włóknistej nie jest jednakowa, operuje się pojęciem średniego stopnia polimeryzacji.

Woda zawarta w izolacji papierowej negatywnie wpływa na wytrzymałość mechaniczną i właściwości elektryczne. Najważniejszymi skutkami wzrastającego zawilgocenia izolacji papierowo-olejowej są: wzrost strat dielektrycznych, zwiększenie intensywności wyładowań niezupełnych, zmniejszenie napięcia przebicia izolacji oraz obniżenie temperatury zainicjowania zjawiska *„bubble effect”*. Głównym źródłem wody w izolacji są procesy starzeniowe. Największy udział w jej wydzielaniu mają reakcje utleniania grup wodorotlenowych OH celulozy, przedstawione na rysunku 5. Najbardziej podatne na utlenianie są pierwszorzędowe grupy OH znajdujące się przy szóstym atomie węgla (a). Reakcja ta prowadzi do powstania aldehydu, który bardzo łatwo utlenia się do kwasu karboksylowego. Reakcje utleniania drugorzędowych grup OH prowadzą do powstawania ketonów (b) lub aldehydów (c). We wszystkich reakcjach utleniania grup wodorotlenowych do aldehydów lub do ketonów produktem jest woda. Dalsze utlenianie aldehydów prowadzi do powstania kwasów karboksylowych, stanowiących jeden z groźniejszych produktów procesów utleniania.

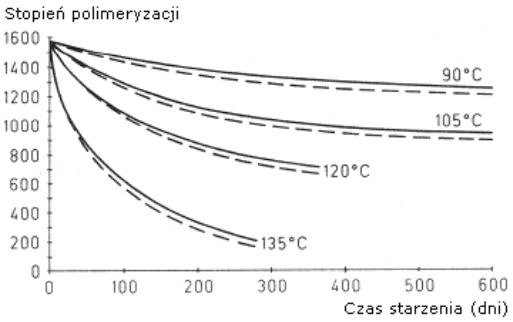
Kolejnym skutkiem procesów starzeniowych izolacji papierowo-olejowej jest wydzielanie gazów w reakcjach termolizy i pirolizy. Przyczyną tych reakcji są lokalne przegrzania izolacji, wyładowania niezupełne oraz zwarcia międzyzwojowe. Skład wydzielanych produktów pirolizy i termolizy zależny jest od temperatury. Substancje wydzielane podczas termolizy to: dwutlenek węgla, woda, etan, tlenek węgla, metan, metanol, kwas mrówkowy i octowy. W procesie tym powstaje jeszcze wiele związków chemicznych takich jak: aceton, formaldehyd, furfural wraz z jego pochodnymi, furany, fenol, toluen i wiele innych. Natomiast piroliza prowadzi do powstawania: wodoru, metanu, etanu, etylenu i acetylenu.

Czynniki przyspieszające procesy starzeniowe

Do najważniejszych czynników przyspieszających procesy starzenia należą::

- podwyższona temperatura,
- zawartość kwasów,
- obecność wody,
- dostęp tlenu.

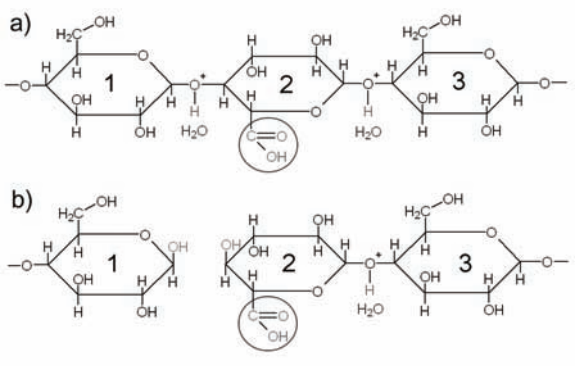
Temperatura jest czynnikiem aktywizującym wiele reakcji chemicznych. Również w izolacji papierowo-olejowej przyczynia się do intensyfikacji procesu starzenia. Jak widać na rysunku 6, malenie stopnia polimeryzacji wraz z upływem czasu zależy bardzo mocno od temperatury.



Rys. 6. Stopień polimeryzacji dwóch rodzajów preszpanu w zależności od czasu dla pięciu różnych wartości temperatury; proces starzeniowy bez wymiany powietrza z atmosfery; linia ciągła – preszpan o gęstości 1,18 g/cm^3, linia przerywana – preszpan o gęstości 0,84 g/cm^3 [6]

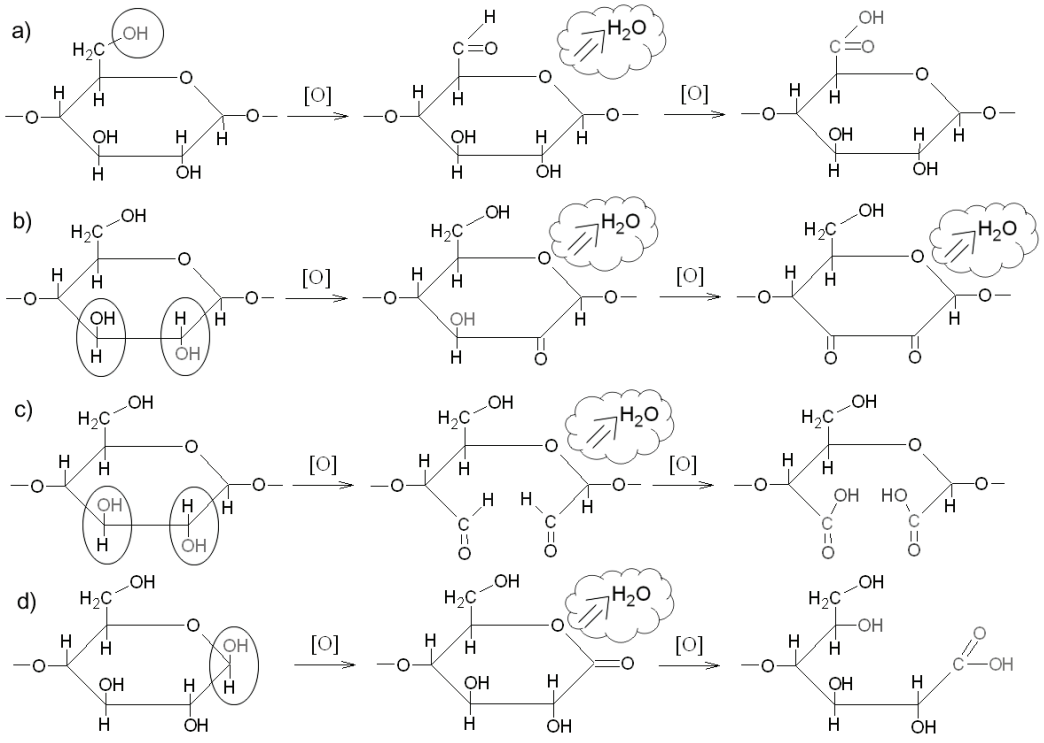
W izolacji transformatora energetycznego istnieje specyficzny, zależny od konstrukcji i systemu chłodzenia, rozkład temperatury. Zatem zmiana stopnia polimeryzacji nie postępuje jednakowo w całym transformatorze, co powoduje, że rozkład DP jest odbiciem rozkładu temperatury.

Zawartość kwasów karboksylowych oraz obecność wody również mają wpływ na szybkość zmian DP w czasie. Oba te elementy w znaczący sposób przyspieszają reakcję rozerwania łańcucha celulozy przedstawioną na rysunku 7. Jeżeli pierścień 2 zawiera grupę karboksylową COOH (zaznaczoną okręgiem), to pojawienie się w pobliżu wiązania pomiędzy pierścieniami 1 i 2 jonu hydroniowego (uwodnionego kationu wodoru H^+) powoduje aktywację tego wiązania. Natomiast jon hydroniowy w pobliżu wiązania pomiędzy pierścieniami 2 i 3 powoduje stabilizację tego wiązania. Pobudzone wiązanie łatwiej reaguje z pobliską cząsteczką wody powodując hydrolityczny rozpad celulozy czyli skrócenie jej łańcucha [1].



Rys. 7. Reakcja rozerwania wiązania łańcucha celulozy, a) zbliżenie się jonów hydroniowych, b) pęknięcie osłabionego wiązania [1]

Dostęp tlenu do izolacji papierowo-olejowej ma bardzo duże znaczenie ze względu na produkty reakcji utleniania. Powstająca woda i kwasy nie dość, że są niepożądane w układzie izolacyjnym, to są czynnikiem przyspieszającym procesy starzeniowe.



Rys. 5. Reakcje utleniania celulozy; utlenianie grup wodorotlenowych pierwszorzędowych przy 6 atomie węgla (a),utlenianie grup wodorotlenowych drugorzędowych przy 2 oraz 3 atomie węgla (b), utlenianie grup wodorotlenowych drugorzędowych z rozerwaniem pierścienia glukozy (c), utlenianie grup wodorotlenowych drugorzędowych przy 1 atomie węgla na końcu łańcucha (d), [1]

Metody oceny stanu izolacji papierowo-olejowej

Do oceny stanu izolacji papierowo-olejowej transformatorów energetycznych obecnie wykorzystuje się wiele metod bezpośrednich i pośrednich, opierających się na zjawiskach fizycznych oraz fizykochemicznych. Metody bezpośrednie mogą być wykorzystane tylko tam, gdzie mamy możliwość pobrania próbki. Dlatego w eksploatacji transformatorów wykorzystywane są głównie do oceny stanu oleju. Bezpośredni pomiar stanu papieru i preszpanu możliwy jest podczas generalnego remontu, modernizacji oraz w badaniach naukowych. Metodami bezpośrednimi są:

- pomiar zawartości wody metodą Karla Fischera,
- pomiar liczby kwasowej,
- pomiar średniego stopnia polimeryzacji.

Pomiar zawartości wody polega na dodawaniu do badanej substancji odczynnika reagującego z wodą. Zawartość wody wyznaczana jest na podstawie ilości odczynnika zużytego do reakcji z wodą. Bardzo podobnie przebiega pomiar zawartości kwasów, z tym że reagentem jest zasada potasowa lub sodowa.

Spośród wielu metod oznaczania DP w elektrotechnice wykorzystuje się metodę PN-EN 60450 „Pomiary średniego lepkościowego stopnia polimeryzacji nowych i starzonych elektroizolacyjnych materiałów celulozowych". Metoda polega na rozpuszczeniu celulozy w odczynniku, a następnie na podstawie pomiaru lepkości otrzymanej cieczy wyznaczony zostaje DP.

Metody pośrednie odnoszą się przede wszystkim do oceny stanu całego układu izolacyjnego. Umożliwiają one pomiar bez ingerencji w układ izolacyjny. Najczęściej spotykane metody pośrednie w eksploatacji transformatorów energetycznych to:

- analiza odpowiedzi dielektrycznej w dziedzinie czasu,
- analiza odpowiedzi dielektrycznej w dziedzinie częstotliwości,
- wyznaczenie zawartości wody z wykorzystaniem metod Oommen'a i Myers'a,
- chromatografia gazowa,
- metody z wykorzystaniem spektroskopii w zakresie ultrafioletu (UV), światła widzialnego (VIS), bliskiej podczerwieni (NIR) oraz podczerwieni (IR),

Metody polegające na analizie odpowiedzi dielektrycznej wykorzystują zjawiska polaryzacyjne zachodzące w izolacji. Woda jak i produkty starzenia mają wpływ na odpowiedź dielektryczną. Analiza wyników pomiarowych polega na odpowiednim porównaniu ich z wzorcami. W ten sposób wyznaczony zostaje stan izolacji.

Zawartość wody w papierze i preszpanie za pomocą metod Oommen'a oraz Myers'a jest wyznaczana na podstawie krzywych równowagi wilgoci pomiędzy papierem i olejem. Metoda polega na pomiarze zawartości wody w oleju, a następnie przy użyciu krzywych równowagi wilgoci określa się zawartość wody w papierze.

Chromatografia gazowa polega na określeniu składu gazów rozpuszczonych w oleju. Zwiększony poziom odpowiedniej kombinacji rozpuszczonych gazów w oleju, może sygnalizować początek rozwijania się procesów degradacji izolacji. Na podstawie analizy zawartości gazów, w odniesieniu do normalnej pracy transformatora, można wnioskować o możliwości wystąpienia konkretnego uszkodzenia.

Metody oparte na spektroskopii UV-VIS-IR wykorzystują zjawiska absorpcji promieniowania przez badaną substancję. Zależnie od zakresu długości fali podczas pochłaniania światła zachodzą różne zjawiska fizyczne, za pomocą których można określić skład oraz budowę badanej substancji. W elektrotechnice spektroskopia UV-VIS-IR wykorzystywana jest w wielu obszarach diagnostyki izolacji. Zaliczyć do nich możemy pomiar zawartości furfuralu do oceny stopnia zestarzenia izolacji transformatora. Pomiar oparty jest na reakcjach barwnych furfuralu (bezbarwnej cieczy) z octanem aniliny dającej kolor żółty oraz z chlorowodorkiem aniliny dającej kolor czerwony. Na podstawie intensywności koloru wyznaczana jest zawartość furfuralu [7]. Kolejnymi przykładami są badania strukturalne oleju transformatorowe oraz badania procesów starzeniowych zachodzących w bibułce kondensatorowej gdzie analizowane jest widmo absorpcyjne podczerwieni [4].

Do najnowszych technik badawczych wyrobów celulozowych należy spektroskopia w zakresie od bliskiego ultrafioletu, poprzez światło widzialne, do bliskiej podczerwieni (UV-VIS-NIR) [8, 9]. Metoda opiera się na analizie światła odbitego od badanego papieru, a więc jest to metoda nie wymagająca pobierania próbek, i dlatego nazywana przez autorów „*non-destructive*". Metoda jest nastawiona głównie na ocenę stopnia polimeryzacji i zawilgocenia papieru, co stanowi jej wielką zaletę, gdyż są to bardzo aktualne zaganienia.

Podsumowanie

Mimo tendencji wprowadzania w wysokonapięciowych układach izolacyjnych różnych nowoczesnych materiałów, wydaje się, że w transformatorach energetycznych wielkiej mocy, tradycyjna izolacja papierowo-olejowa ma ugruntowaną pozycję.

Czas eksploatacji izolacji papierowo-olejowej, szacowany na podstawie badań laboratoryjnych oraz ekstrapolacji, zweryfikowało samo życie. Okazuje się, że przyjmowany przez wytwórców planowany czas życia równy 30 lat, można w niektórych sytuacjach przemnożyć przez współczynnik 2,5. Jest to bardzo dobra, niezwykle trwała izolacja, o umiarkowanej cenie.

Najistotniejszym problemem jest umiejętność oceny postępującej degradacji wyrobów celulozowych. Temu celowi podporządkowuje się dziś najnowocześniejsze techniki badawcze.

Znajomość chemicznych procesów degradacji celulozy, które przedstawiono w artykule, jest bardzo potrzebna w przypadku wszystkich metod diagnostycznych opartych na analizie skutków chemicznych przemian celulozy. Do takich metod należy chromatografia gazowa, stosowana od wielu lat, ale też spektrofotometria w zakresie od bliskiego ultrafioletu do bliskiej podczerwieni, która stanowi najnowszą metodę.

LITERATURA

[1] Prosiński S., Chemia drewna, *PWRiL*, Warszawa (1984), s. 56-58, 129, 156, 167, 175, 212, 213, 229, 385-385
[2] Surmiński J., Budowa i Morfologia surowców i mas włóknistych, *Wyd. AR*, Poznań (2000), s. 45, 73
[3] Prevost T. A., Oommen T. V., Cellulose Insulation in Oil-Filled Power Transformers: Part I—History and Development, *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Vol. 22 (2006), No.1, s 28-35
[4] Praca zbiorowa, Materiały elektroizolacyjne, *WNT*, Warszawa (1965), s. 248-253, 672
[5] autor zdjęć: Jóźwiak K., Politechnika Poznańska – Instytut Inżynierii Materiałowej
[6] Moser H., Dahinden V., Transformerboard II, Rapperswil (1987)
[7] Praca zbiorowa, Inżynieria wysokich napięć w elektroenergetyce I, *WPP*, Poznań (1996), s. 305-307
[8] Baird P. J., Herman H., Stevens G. C., Non-Destructive Measurement of the Degradation of Transformer Insulating Paper, *IEEE Transactions on Dielectric and Electrical Insulation,* Vol.13 (2006), No. 2, s. 309-318
[9] Baird P. J., Herman H., Stevens G. C., Spectroscopic Measurement and Analysis of Water and Oil in Transformer Insulating Paper, *IEEE Transactions on Dielectric and Electrical Insulation,* Vol.13 (2006), No. 2, s. 393-308

***Autorzy**: prof. dr. hab. Hanna Mościcka-Grzesiak, mgr inż. Bolesław Bródka, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: boleslaw.brodka@doctorate.put.poznan.pl*

Anna BRYSZEWSKA-MAZUREK[(1)], Wojciech MAZUREK[(1,2)], Jerzy RUTKOWSKI[(3)]

Politechnika Wrocławska, Katedra Klimatyzacji i Ciepłownictwa (1), Instytut Elektrotechniki o/Wrocław (2),
Politechnika Wrocławska, Instytut Elektrotechniki i Elektrotechnologii (3)

Wpływ pola elektrycznego na proces skraplania HFC 141b w pionowej rurze

Streszczenie. *Prowadzono badania doświadczalne procesu skraplania par HFC 141b zachodzącego w wnętrzu rury cieplnej pracującej w pozycji pionowej. Do elektrody umieszczonej w osi rury przykładano wysokie napięcie i obserwowano jak pole elektryczne oddziałuje na spływający kondensat. Pod wpływem pola elektrycznego wzrastała przewodność cieplna rury.*

Abstrakt. *The condensation processes of HFC 141b have been studied experimentally inside a vertical heat pipe. A high voltage was applied to the electrode inside the pipe and the electric field influence on the condensation flow was observed. The heat pipe conductivity has been increased under electric field effect.(**The influence of electric field on the condensation of HFC 141b in a vertical pipe**).*

Słowa kluczowe: skraplanie, pole elektryczne, efekt elektrohydrodynamiczny (EHD).
Key words: condensation, electric field, electrohydrodynamic effect (EHD).

Wstęp

W pracy przedstawiono wyniki badań prowadzonych w ramach projektu badawczego „Zastosowanie pola elektrycznego do zintensyfikowania procesów cieplnych zachodzących w dielektrycznej rurze cieplnej". Omówiono wpływ pola elektrycznego na proces skraplania HFC 141b w pionowej rurze. W kolejnym artykule przedstawiono badania procesu parowania HFC 141b w obecności pola elektrycznego.

Pole elektryczne może intensyfikować procesy wymiany ciepła poprzez oddziaływanie na ruch elementów płynu. Zjawisko to określa się mianem efektu elektro-hydrodynamicznego (EHD) [1]. Techniki związane z efektem EHD wykorzystują pole elektryczne do destabilizacji lub zmniejszenia grubości warstwy przyściennej płynu znajdującej się w pobliżu powierzchni wymiany ciepła. Oddziaływanie pola elektrycznego obserwuje się zarówno podczas wymiany ciepła zachodzącej w płynie jednofazowym jak i przy przejściu fazowym para-ciecz.

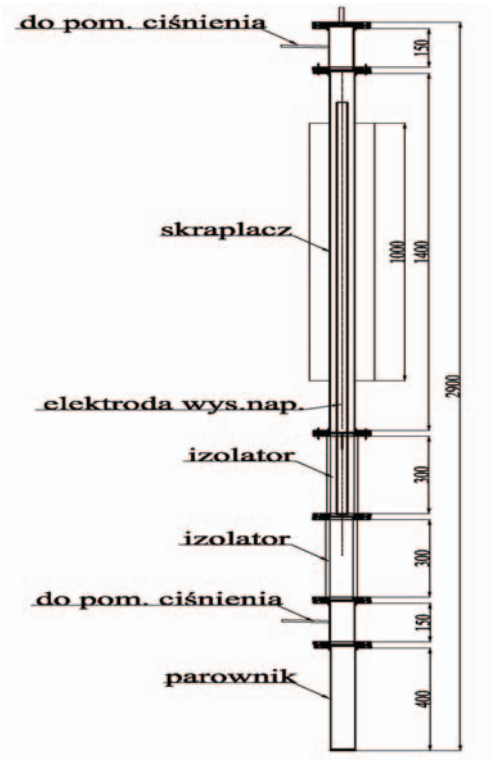
Wpływ pola elektrycznego na wymianę ciepła w procesie skraplania pary

Intensyfikację wymiany ciepła podczas procesu kondensacji pary w obecności pola elektrycznego, wiąże się z następującymi zjawiskami:
- zmniejszanie się grubości warstwy kondensatu poprzez usuwanie cieczy z powierzchni kondensacji dzięki siłom EHD [2, 3, 4]
- przejście kondensacji błonowej w pseudo kroplową, z dalszym zmniejszeniem grubości filmu skroplin [2, 3]
- rozpraszanie kondensatu poprzez elektrostatyczne rozpylanie cieczy [2]
- przeszkadzanie w gromadzeniu się niekondensujących gazów na powierzchni międzyfazowej ciecz-para, dzięki czemu maleje opór przepływu masowego pary [5]
- wywoływanie zaburzeń i pofalowania na powierzchni filmu skroplin [6]

Ruch skroplin w kierunku większego natężenia pola elektrycznego (także ruch pary w kierunku przeciwnym) wywołują siły dielektroforezy, powstające na skutek niejednorodności rozkładu pola elektrycznego. Natomiast siły związane z przestrzenną zmiennością przenikalności elektrycznej płynu oddziałują prostopadle do powierzchni rozdziału faz, w kierunku od ośrodka o większej przenikalności (cieczy), do ośrodka o mniejszej przenikalności (pary). Siły te dążą z kolei do destabilizacji i rozrywania warstwy skroplin.

Opis badań doświadczalnych

Prowadzono badania procesu skraplania HFC 141b zachodzącego we wnętrzu rury cieplnej pracującej w pozycji pionowej (Rys.1). Dzięki temu możliwy był grawitacyjny przepływ skroplin po ściankach rury ze skraplacza poprzez strefę transportową (izolator elektryczny) do parownika.

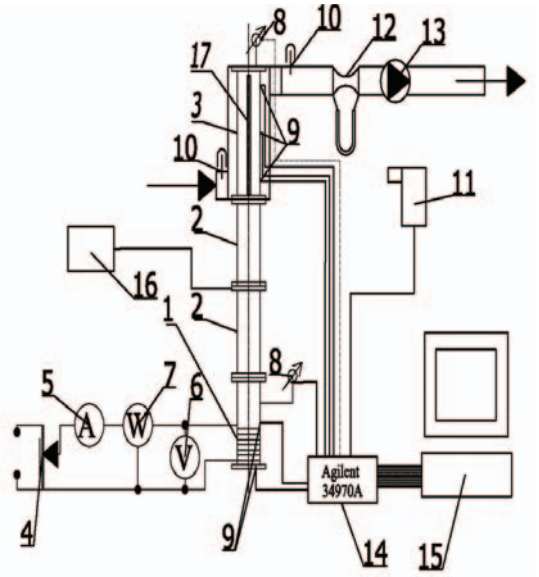


Rys.1. Schemat rury cieplnej z elektrodą w strefie skraplania

Parownik stanowiła rura o średnicy 58 x 4mm i długości 0,4m, wykonana z brązu. Izolator elektryczny wykonano z dwóch odcinków rur szklano-epoksydowych o średnicy 66 x 8mm i długościach 0,3m. Skraplacz stanowiła rura wykonana z brązu o średnicy 58 x 4mm i długości 1m, na którą nałożono wzdłużne stalowe żebra o grubości 0,9mm i wysokości 20mm. Skraplacz rury cieplnej chłodzony był strumieniem powietrza. Dla zwiększenia powierzchni spływu skroplin, skraplacz został od środka nagwintowany. Elektrodę wysokonapięciową wykonano w postaci rury

miedzianej o średnicy 22x1mm (długości 1,3m), którą umieszczono osiowo wewnątrz skraplacza. Dzięki temu pole elektryczne oddziaływało na spływający po ściance rury kondensat. Istniała bowiem składowa pola prostopadła do powierzchni rozdziału faz para-ciecz, która destabilizowała warstwę spływających skroplin (zmieniała jej kształt, rozrywała ją).

Badania doświadczalne prowadzono na stanowisku badawczym przedstawionym na rysunku 2.



Rys.2. Schemat stanowiska badawczego do testowania rury cieplnej; 1- strefa parowania, 2- strefa transportowa (izolator szklany), 3- strefa skraplania, 4- autotransformator, 5- amperomierz, 6- woltomierz, 7- watomierz, 8- przetwornik ciśnienia, 9- termopary typ K, 10- czujnik temperatury powietrza (Pt100), 11- pirometr, 12- przepływomierz zwężkowy, 13- wentylator, 14- urządzenie do akwizycji danych, 15- komputer PC, 16- generator wysokiego napięcia, 17- elektroda prętowa

Dla rury cieplnej pracującej z HFC 141b, z elektrodą cylindryczną wewnątrz strefy skraplania, wykonano pomiary rozkładu temperatury na powierzchni rury, ilości przekazywanego ciepła oraz ciśnienia panującego we wnętrzu rury. Rurę poddano oddziaływaniu pola elektrycznego przy napięciu zmiennym 28 kV AC oraz przy napięciu stałym 40 kV biegunowości dodatniej i ujemnej. Badania prowadzono w warunkach ustalonych, przy określonej wartości przykładanego napięcia i stałej gęstości strumienia przekazywanego ciepła.

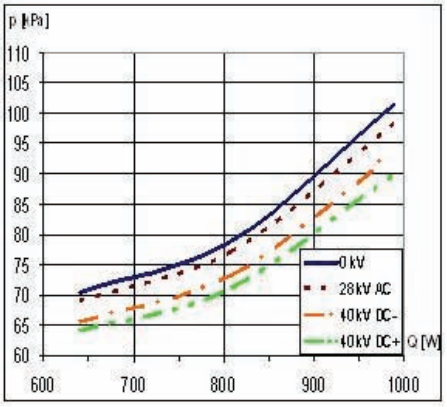
Badano działanie rury cieplnej dla gęstości strumieni transportowanego ciepła w przedziale 300-500 kW/m^2, co odpowiada strumieniom transportowanego ciepła w przedziale 600-900 W. W zależności od wielkości strumienia ciepła, ciśnienie wewnątrz rury zmieniało się w zakresie 65-100 kPa.

Wyniki pomiarów

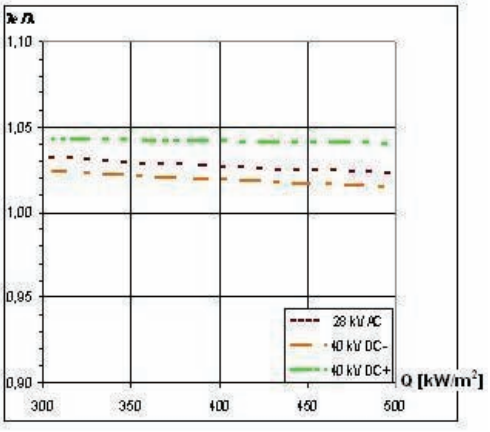
Pod wpływem przyłożonego napięcia (niezależnie od rodzaju pola) wzrastał strumień przekazywanego ciepła przy danej różnicy temperatur parownika i skraplacza. Jednocześnie po przyłożeniu pola elektrycznego obniżało się ciśnienie panujące wewnątrz rury (w stosunku do wartości uzyskiwanych w warunkach pracy bez pola elektrycznego) (rys.3).

Dla określenia możliwości transportu ciepła poprzez rurę cieplną wprowadzono wielkość nazwaną przewodnością cieplną rury λ [W/(mK)] [7]. Przewodność cieplna rury jest wprost proporcjonalna do gęstości strumienia ciepła transportowanego i długości rury, a odwrotnie proporcjonalna do różnicy temperatur panujących w parowniku i skraplaczu.

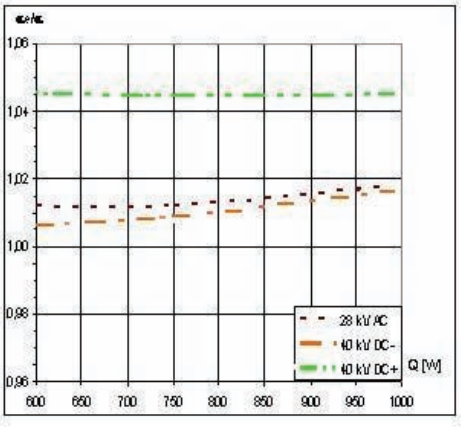
Pod wpływem pola elektrycznego wzrastała przewodność cieplna całej rury (maksymalnie o ok. 4%), co ilustruje rysunek 4. Uzyskana przewodność cieplna wahała się w zakresie 24,1-26 kW/(mK), w zależności od przykładanego napięcia oraz gęstości strumienia ciepła przekazywanego. Najsilniejszy wpływ pola elektrycznego na proces skraplania, a tym samym na działanie całej rury cieplnej, zaobserwowano dla napięcia stałego biegunowości dodatniej (40 kV DC+). Najsłabiej wpływ pola ujawniał się przy napięciu zmiennym.



Rys.3. Ciśnienie we wnętrzu rury cieplnej w zależności od strumienia przekazywanego ciepła



Rys.4. Względna przewodność cieplna rury w zależności od gęstości strumienia przekazywanego ciepła



Rys.5. Względny współczynnik przejmowania ciepła w strefie skraplania w zależności od strumienia przekazywanego ciepła

W oparciu o uzyskane dane pomiarowe: gęstość strumienia przekazywanego ciepła, temperatury na powierzchni skraplacza oraz ciśnienie we wnętrzu rury, oszacowano średni współczynnik przejmowania ciepła (α) w skraplaczu. Względny współczynnik przejmowania ciepła (α_E/α) (odniesiony do współczynnika przejmowania ciepła wyznaczonego w warunkach pracy rury bez pola elektrycznego) przestawiono na rysunku 5. Wartość względnego współczynnika przejmowania ciepła można potraktować jako bezpośredni wskaźnik wpływu pola na wymianę ciepła w skraplaczu rury cieplnej i wielkość wzmocnienia wymiany ciepła przy skraplaniu pary czynnika roboczego. Najwyraźniej efekt ten jest widoczny dla napięcia stałego biegunowości dodatniej, gdzie wzmocnienie wynosi ok. 4,5 % i praktycznie nie zależy od strumienia transportowanego ciepła.

Wnioski

Pole elektryczne intensyfikowało wymianę ciepła w skraplaczu rury cieplnej pracującej z HFC 141b jako czynnikiem roboczym. Najsilniejszy wpływ pola zaobserwowano dla napięcia stałego biegunowości dodatniej o czym świadczy względny współczynnik przejmowania ciepła w skraplaczu (α_E/α) równy 1,04. Wzmocnienie wymiany ciepła przy skraplaniu praktycznie nie zależało od strumienia transportowanego ciepła. Najsłabiej wpływ pola ujawniał się przy napięciu zmiennym.

Pod wpływem przyłożonego napięcia (niezależnie od rodzaju pola) wzrastał strumień przekazywanego ciepła przy danej różnicy temperatur parownika i skraplacza. Jednocześnie po przyłożeniu pola elektrycznego obniżało się ciśnienie panujące wewnątrz rury.

Obserwowane zjawiska należy wiązać z destabilizacją powierzchni międzyfazowej na granicy pary i cieczy.

Praca finansowana ze środków KBN, grant nr 4T10B 00224

LITERATURA

[1] Reay D.A., Heat transfer enhancement - a review of techniques and their possible impact on energy efficiency in the U.K, *Heat Recovery Systems & CHP*, 11 (1991), 1-40

[2] Yabe A., Active heat transfer enhancement by applying electric fields, *Proc. ASME/JSME Thermal Engineering Joint Conf.*, 3 (1991) 15-23

[3] Yamashita K., Kumagai M., Sekita S., Yabe A., Taketani T., Kikuchi K., Heat transfer characteristics on an EHD condenser, *Proc. ASME/JSME Thermal Engineering Joint Conf.*, 3 (1991), 61-67

[4] Butrymowicz D., Karwacki J., Trela M., Badania eksperymentalne elektrohydrodynamicznej intensyfikacji drenażu skroplin z rur poziomych, *XI Sympozjum Wymiany Ciepła i Masy*, 2 (2001), 81-88

[5] Bologa M.K., Savin I.K., Didkovsky A.B., Electric-field-induced enhancement of vapour condensation heat transfer in the presence of non-condensable gas, *Int. J. Heat Mass Transfer*, 30 (1987), 1577-1585

[6] Bologa M.K., Korovkin V.P., Sakun I.K., Mechanism of condensation heat transfer enhancement in an electric field and the role of capillary processes, *Int. J. Heat Mass Transfer*, 38 (1995), nr 1, 175-182

[7] Mazurek W., Dielektryczna rura cieplna, *(praca doktorska), Politechnika Wrocławska*, (2000)

Autorzy: *dr inż. Anna Bryszewska-Mazurek, Politechnika Wrocławska (W7/K1), ul. Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: anna.bryszewska-mazurek@pwr.wroc.pl*
dr inż. Wojciech Mazurek, Politechnika Wrocławska (W7/K1), ul. Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: wojciech.mazurek@pwr.wroc.pl
dr inż. Jerzy Rutkowski, Politechnika Wrocławska (I-7), ul. Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: jerzy.rutkowski@pwr.wroc.pl

Anna BRYSZEWSKA-MAZUREK[1], Wojciech MAZUREK[1,2], Jerzy RUTKOWSKI[3]

Politechnika Wrocławska, Katedra Klimatyzacji i Ciepłownictwa (1), Instytut Elektrotechniki o/Wrocław (2),
Politechnika Wrocławska, Instytut Elektrotechniki i Elektrotechnologii(3)

Wpływ pola elektrycznego na proces parowania HFC 141b w pionowej rurze

Streszczenie. *Badano doświadczalnie proces parowania HFC 141b w pionowej rurze cieplnej, w obecności pola elektrycznego. Pole elektryczne intensyfikowało wymianę ciepła w parowniku rury cieplnej wypełnionej HFC 141b jako czynnikiem roboczym. Efekt ten wyraźnie występował zarówno dla napięcia stałego jak i zmiennego.*

Abstrakt. *The evaporation process of HFC 141b inside a vertical heat pipe, in presence of electric field, has been studied experimentally. Electric field can intensify the heat transfer in a heat pipe's evaporator working with R141b. Heat transfer enhancement was observed both for DC and AC field. (**The influence of electric field on the evaporation of HFC 141b in a vertical pipe**).*

Słowa kluczowe: parowanie, pole elektryczne, efekt elektrohydrodynamiczny (EHD).
Key words: evaporation, electric field, electrohydrodynamic effect (EHD).

Wstęp

W pracy przedstawiono wyniki badań prowadzonych w ramach projektu badawczego „Zastosowanie pola elektrycznego do zintensyfikowania procesów cieplnych zachodzących w dielektrycznej rurze cieplnej". Omówiono wpływ pola elektrycznego na proces parowania HFC 141b w pionowej rurze. W artykule opublikowanym w tym numerze Przeglądu Elektrotechnicznego przedstawiono również badania procesu skraplania HFC 141b w obecności pola elektrycznego.

Pole elektryczne można wykorzystać do intensyfikacji procesów wymiany ciepła. Zjawisko oddziaływania pola elektrycznego na ruch płynu określa się jako efekt elektrohydrodynamiczny (EHD) [1]. Siły pola elektrycznego mogą wpływać na ruch płynu w warstwie przyściennej, znajdującej się na powierzchni wymiany ciepła.

Oddziaływanie pola elektrycznego obserwuje się zarówno podczas wymiany ciepła zachodzącego w płynie jednofazowym, jak i przy przejściu fazowym para-ciecz.

Badano wpływ pola elektrycznego na działanie rury cieplnej, której konstrukcja umożliwiała oddziaływanie pola elektrycznego na parowanie czynnika roboczego, jakim był HFC 141b.

Wpływ pola elektrycznego na wymianę ciepła w procesie parowania

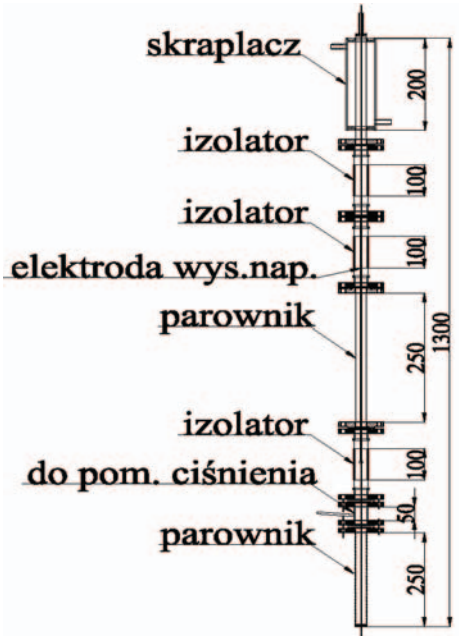
Pole elektryczne może intensyfikować zarówno proces wrzenia pęcherzykowego, jak i parowania cieczy. W rozważanym przypadku wymiany ciepła w rurze cieplnej zachodzi zjawisko odparowania cieczy roboczej (HFC 141b) poprzez wrzenie pęcherzykowe zachodzące na ściance rury parownika, po której spływa kondensat.

Intensyfikację wymiany ciepła podczas procesu wrzenia w obecności pola elektrycznego, wiąże się z następującymi zjawiskami:

- ruch pęcherzyków pary wzdłuż powierzchni grzejnej [2],
- zwiększenie liczby pęcherzyków poprzez rozbijanie większych pęcherzy i zmniejszenie średnicy pęcherzy odrywających się od powierzchni grzejnej; powoduje to zwiększoną turbulencję [2, 3]. Oba zjawiska są spowodowane siłami elektrohydrodynamicznymi przewyższającymi siły napięcia powierzchniowego na powierzchni międzyfazowej para-ciecz,
- eliminowanie histerezy krzywej wrzenia i tym samym zmniejszenie stopnia przegrzania wymaganego do zainicjowania wrzenia pęcherzykowego [3, 4, 5],
- obecność ładunków elektrycznych poprawia zwilżenie powierzchni grzejnej poprzez zmniejszenie napięcia powierzchniowego [6],
- niestabilność powierzchni międzyfazowej para-ciecz powoduje falowanie i zaburzenia na powierzchni wrzącej cieczy, co zwiększa transport ciepła w całej objętości cieczy [7].

Opis badań doświadczalnych

Prowadzono badania procesu parowania HFC 141b zachodzącego we wnętrzu rury cieplnej pracującej w pozycji pionowej (rys.1). Dzięki temu możliwy był grawitacyjny przepływ skroplin po ściankach rury ze skraplacza poprzez strefę transportową (izolator elektryczny) do parownika.



Rys.1. Schemat rury cieplnej z elektrodą w strefie parowania

Parownik wykonano z dwóch odcinków rury stalowej o średnicy 20 x 1mm i długościach 0,25m. Parownik składał się z dwóch części: dolnej, w której zbierał się kondensat i odparowywał z powierzchni swobodnego zwierciadła cieczy oraz górnej, gdzie następowało parowanie z cienkiej

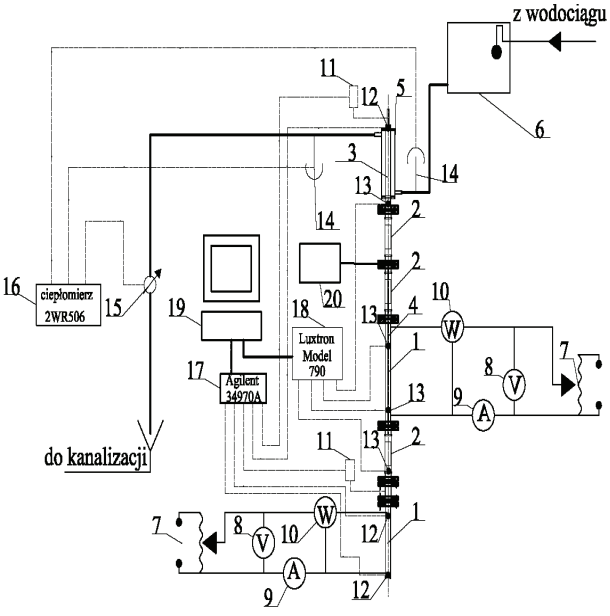
warstwy cieczy poruszającej się wzdłuż ściany parownika stanowiącej powierzchnię wymiany ciepła. Izolator elektryczny wykonano z trzech odcinków rur szklanych o średnicy 24 x 2mm i długościach 0,1m. Skraplacz wykonano ze stalowej rury o średnicy 20 x 1mm i długości 0,2m. Skraplacz był chłodzony przez wodę przepływającą wzdłuż jego powierzchni zewnętrznej. Woda przepływała w przestrzeni ograniczonej rurą o średnicy 34 x 2mm, którą nałożono na rurę tworzącą skraplacz (płaszcz wodny).

Elektrodę wysokonapięciową w postaci mosiężnego pręta o średnicy zewnętrznej 3mm (długości 0,4m) umieszczono osiowo, wewnątrz górnego odcinka parownika tak, aby zbadać wpływ pola elektrycznego na proces parowania cieczy przepływającej w postaci cienkiej warstwy wzdłuż powierzchni wymiany ciepła.

W warunkach stabilnej pracy rury cieplnej, następuje odparowanie czynnika roboczego z warstwy filmu cieczy spływającej wzdłuż powierzchni parownika. Dzięki umieszczeniu elektrody wzdłuż powierzchni wymiany ciepła, uzyskano składową natężenia pola elektrycznego normalną do tej powierzchni. Jak wskazują wcześniejsze badania [8] oraz prace innych autorów, warunkiem koniecznym do uzyskania wpływu pola na procesy wymiany ciepła jest właśnie istnienie składowej natężenia pola elektrycznego normalnej do powierzchni wymiany ciepła.

Należy zauważyć, że elektroda znajdowała się w górnej części parownika, gdzie kondensat odparowuje bezpośrednio z cienkiej warstwy spływającej po powierzchni parownika. Ciecz, która nie zdoła odparować, spływa grawitacyjnie do drugiej części parownika, gdzie może się gromadzić i odparowywać nie tylko ze ścianek rury, ale również z powierzchni swobodnego zwierciadła cieczy zbierającej się na dnie parownika.

Badania doświadczalne prowadzono na stanowisku badawczym przedstawionym na rysunku 2.



Rys.2. Schemat stanowiska badawczego do testowania rury cieplnej; *1- strefa parowania, 2- strefa transportowa (izolator szklany), 3- strefa skraplania, 4- elektroda prętowa, 5- chłodnica wodna, 6- zbiornik wody chłodzącej, 7- autotransformator, 8- woltomierz; 9- amperomierz; 10- watomierz; 11- przetwornik ciśnienia; 12- termopara typu K; 13- światłowodowy czujnik temperatury typ SEL-R-5; 14- czujnik temperatury Pt100;15 - przepływomierz ultradźwiękowy; 16- ciepłomierz typ 2WR506; 17- multiplekser firmy Agilent typ 94970A; 18- termometr światłowodowy firmy Luxtron typ 790, 19- komputer PC, 20- źródło wysokiego napięcia*

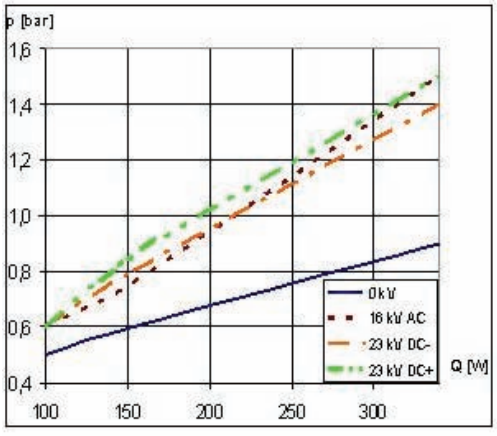
Wykonano pomiary rozkładu temperatury na powierzchni rury, ilości przekazywanego ciepła oraz ciśnienia panującego we wnętrzu rury. Pomiary prowadzono w warunkach pracy rury bez pola elektrycznego (do elektrody nie przykładano napięcia) oraz po przyłożeniu napięcia do elektrody prętowej znajdującej się w osi parownika.

Do elektrody przykładano napięcie zmienne o maksymalnej wartości 16 kV AC oraz napięcia stałe o maksymalnych wartościach 23 kV DC+ i 23 kV DC-. Pomiary ciśnienia i temperatury na powierzchni rury prowadzono w warunkach ustalonych, przy stałej wartości przykładanego napięcia i określonej gęstości strumienia przekazywanego ciepła.

Wykonano charakterystyki pracy rury cieplnej dla gęstości strumieni transportowanego ciepła w przedziale 300-1000 kW/m^2, co odpowiada strumieniom transportowanego ciepła w przedziale 100-350 W. W zależności od wielkości strumienia ciepła, ciśnienie wewnątrz rury zmieniało się w zakresie 50-90 kPa w warunkach pracy bez pola oraz w zakresie 60-150 kPa po przyłożeniu do elektrody wysokiego napięcia.

Wyniki pomiarów

Badania doświadczalne wykazały, że pole elektryczne wpływało na działanie rury cieplnej pracującej z HFC 141b, wyposażonej w elektrodę prętową umieszczoną w osi parownika rury. Pod wpływem pola elektrycznego rura cieplna transportowała dany strumień ciepła przy znacznie mniejszej różnicy temperatur parownika i skraplacza, w porównaniu do działania rury przy wyłączonym napięciu. Najsilniejszy wpływ pola elektrycznego odnotowano dla napięcia stałego biegunowości dodatniej (23 kV DC+). Po przyłożeniu pola elektrycznego podnosiło się ciśnienie panujące wewnątrz rury (w stosunku do wartości uzyskiwanych w warunkach pracy bez pola elektrycznego) co ilustruje rysunek 3.



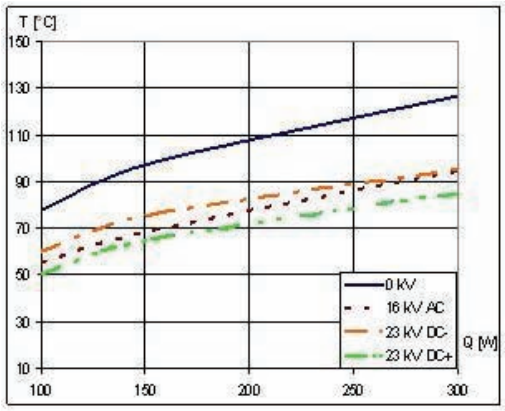
Rys.3. Ciśnienie we wnętrzu rury cieplnej w zależności od strumienia przekazywanego ciepła

Obniżanie się różnicy temperatur, przy której rura przenosi określony strumień ciepła, wpływa na wzrost przewodności cieplnej rury λ [W/(mK)]. Przewodność cieplna określa zdolność rury do transportu ciepła i jest wprost proporcjonalna do gęstości strumienia ciepła transportowanego i długości rury, a odwrotnie proporcjonalna do różnicy temperatur panujących w parowniku i skraplaczu [8].

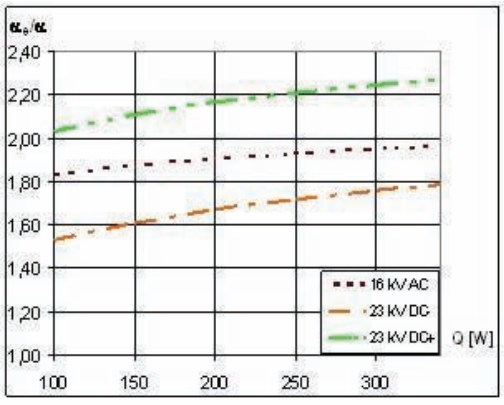
Największe wartości przewodności cieplnej osiągano dla napięcia stałego, biegunowości dodatniej. Na rysunku 4 porównano przewodności cieplne uzyskiwane pod

działaniem pola elektrycznego (dla określonego rodzaju i wielkości napięcia) i w warunkach pracy rury bez pola. Względna przewodność cieplna (λ_e/λ) wynosiła minimalnie 1,5, a maksymalnie osiągała wartość ok. 2,4 (dla napięcia DC+, przy niskich wartościach strumienia ciepła transportowanego przez rurę).

W oparciu o uzyskane dane pomiarowe: gęstość strumienia przekazywanego ciepła, temperatury na powierzchni parownika oraz ciśnienie we wnętrzu rury, oszacowano średni współczynnik przejmowania ciepła (α) w parowniku. Względny współczynnik przejmowania ciepła (α_E/α) (współczynnik α_E odniesiony jest do współczynnika przejmowania ciepła wyznaczonego w warunkach pracy rury bez pola elektrycznego) przestawiono na rysunku 5. Duże wartości względnego współczynnika przejmowania ciepła α_E/α, mieszczące się z przedziale1,6-2, świadczą o silnym wzmocnieniu wymiany ciepła w parowniku pod wpływem pola elektrycznego zarówno stałego, jak i zmiennego.



Rys.4. Względna przewodność cieplna rury w zależności od strumienia przekazywanego ciepła



Rys.5. Względny współczynnik przejmowania ciepła w strefie parowania w zależności od strumienia przekazywanego ciepła

Wnioski

Pole elektryczne intensyfikowało wymianę ciepła w parowniku rury cieplnej wypełnionej HFC 141b, jako czynnikiem roboczym. Efekt ten występował wyraźnie zarówno dla napięcia stałego jak i zmiennego. Największe wartości względnego współczynnika przejmowania ciepła odnotowano dla napięcia stałego biegunowości dodatniej, kiedy to (α_E/α) przekroczył 2. Można zatem stwierdzić, że pole elektryczne spowodowało ponad dwukrotny wzrost średniego współczynnika przejmowania ciepła w parowniku.

Zwiększanie się współczynnika przejmowania ciepła w obszarze strefy parowania powodowało wzrost współczynnika przenikania ciepła w parowniku (malał opór cieplny na granicy ściany parownika i cieczy czynnika roboczego) i tym samym następował wzrost ciśnienia w rurze.

Obserwowane zjawiska należy wiązać z oddziaływaniem pola elektrycznego na powstawanie i odrywanie się pęcherzyków pary od powierzchni parownika.

Praca finansowana ze środków KBN, grant nr 4T10B 00224.

LITERATURA

[1] Reay D.A., Heat transfer enhancement - a review of techniques and their possible impact on energy efficiency in the U.K, *Heat Recovery Systems & CHP*, 11 (1991), 1-40

[2] Ogata J., Yabe A., *Augmentation* of boiling heat transfer by utilizing the EHD effect – EHD behavior of boiling bubbles and heat transfer characteristics, *Int. J. Heat Mass Transfer* 36 (1993), nr 3, 783-791,

[3] Damianidis C., Karayiannis T.G., Al-Dadah P.K., James R.W., Collins M.W., Allen P.H.G., EHD boiling enhancement in shell and tube evaporators and its application in refrigeration plants, *ASHRAE Trans.*, 98 (1992), nr 2, 462-472

[4] Kweon Y.C, Kim M.H., Experimental study on nucleate boiling enhancement and bubble dynamic behavior in saturated pool boiling using a non-uniform dc electric field, *Int. J. of Multiphase Flow*, 26 (2000), 1351-1368

[5] Allen P.H.G., Karayiannis T.G., Electrohydrodynamic enhancement of heat transfer and fluid flow, *Heat Recovery Systems &CHP*, 15 (1995), nr 5, 389-423

[6] Marklels M., Durfee R.L., Studies of boiling heat transfer with electrical fields, *AICHE J.*, 11 (1965), 716-721

[7] Budov V.M., Kiryanov B.A., Shemagin I.A., Heat transfer in the laminar -wave section of condensation of a stationary vapour, *J. Erg. Physics*, 52 (1987), nr 6, 647-649

[8] Mazurek W., Dielektryczna rura cieplna, *(praca doktorska), Politechnika Wrocławska*, (2000)

Autorzy: *dr inż. Anna Bryszewska-Mazurek, Politechnika Wrocławska (W7/K1), ul. Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: anna.bryszewska-mazurek@pwr.wroc.pl*
dr inż. Wojciech Mazurek, Politechnika Wrocławska (W7/K1), ul. Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: wojciech.mazurek@pwr.wroc.pl
dr inż. Jerzy Rutkowski, Politechnika Wrocławska (I-7), ul. Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: jerzy.rutkowski@pwr.wroc.pl

Jan BURSA, Jerzy POMIANOWSKI

Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki

Nowy dielektryk polimerowy do zastosowań w elektroizolacji

Streszczenie. *W artykule opisano eksperyment, którym było wykonanie materiału będącego produktem współutwardzenia żywicy epoksydowej i nienasyconej żywicy poliestrowej. Uzyskany produkt poddano starzeniu w warungach wilgotnego gorąca stałego i określono zmiany podstawowych właściwości elektrycznych. Podano wstępną sugestię co do możliwości zastosowania takiego dielektryka w praktyce.*

Abstract. *The paper describes experiment in which new material was elaborated. This material is product of co – hardening epoxy resin and unsaturated polyester resin. The material was aged in dump heat conditions and changes of basic dielectric properties were estimated. Preliminary possibilities of applications of this dielectric material were also described. (**New polymer dielectric material for electrical insulation**).*

Słowa kluczowe: żywica epoksydowa, żywica poliestrowa, materiał elekrtoizolacyjny, sól cynkowa ZMBI.
Keywords: epoxy resin, polyester resin, electroinsulating material, ZMBI – zinc salt.

Wstęp

Obecnie większość nowych tworzyw sztucznych powstaje w wyniku modyfikacji fizycznej i/lub chemicznej już istniejących materiałów. Wynika to z faktu nieopłacalności opracowywania nowych monomerów, metod ich polimeryzacji, prowadzenia badań, jak również wysokich kosztów promocji nowych produktów. Właściwa technologia modyfikacji istniejących już tworzyw sztucznych pozwala uzyskać materiały o lepszych właściwościach przy jednoczesnej redukcji kosztów.

W przypadku żywic epoksydowych łatwa do przeprowadzenia jest zarówno modyfikacja fizyczna jak i chemiczna. Modyfikacja fizyczna polega głównie na wprowadzeniu do żywicy napełniaczy oraz plastyfikatorów. Często zachodzi potrzeba zmniejszenia lepkości tak powstałej kompozycji, co uzyskać można przez dodanie odpowiedniego rozcieńczalnika.

Modyfikację chemiczną uzyskujemy poprzez zastosowanie odpowiedniego do potrzeb utwardzacza, a także przez modyfikacje żywicy innymi polimerami. Przykładem może być opisana tutaj modyfikacja żywicy epoksydowej wykonana poprzez dodanie do niej żywicy poliestrowej typu Polimal. W efekcie, w procesie utwór-dzenia, uzyskujemy całkiem nowy materiał. Przeprowadzając powyższą modyfikację spodziewano się połączenia korzystnych właściwości mechanicznych i elektrycznych żywicy epoksydowej z wysoką elastycznością poliestrów nienasyconych.

Należy zauważyć, że żywice epoksydowe typu Epidian w stanie niemodyfikowanym charakteryzują się słabą adhezją do wielu tworzyw sztucznych, w tym zwłaszcza do folii elektroizolacyjnych na bazie polietylenotereftalanu PET [1].

Celem opisanych powyżej zabiegów jest uzyskanie określonych właściwości tak powstałej kompozycji, zależnie od ich przeznaczenia. W tym przypadku najistotniejsza jest możliwość modyfikacji właściwości mechanicznych i elektrycznych dielektryka.

Przykładowe materiały otrzymane metodą modyfikacji

W Instytucie Elektrotechniki Politechniki Szczecińskiej opracowano szereg tworzyw otrzymanych w wyniku modyfikacji żywic syntetycznych nowo opracowanymi utwardzaczami [2÷10].

Jednym z nich jest utwardzacz do żywic epoksydowych oparty na soli cynkowej merkaptobenzimidazolu – ZMBI [11]. Uzyskany przy jego zastosowaniu materiał elektroizolacyjny odznacza się znacznie lepszymi właściwościami od żywic utwardzonych tradycyjnie. Możemy tutaj wymienić: większą adhezję, udarność, wysoką wytrzymałość mechaniczną, lepsze właściwości termiczne i elektryczne oraz stabilność właściwości w czasie magazynowania kompozycji przed ostatecznym procesem produkcyjnym.

Cel pracy

Celem niniejszej pracy było określenie właściwości elektrycznych kompozycji otrzymanej przez współutwardzanie mieszaniny żywic epoksydowej i poliestrowej, usieciowanej utwardzaczem opartym na wspomnianej pochodnej merkaptanu heterocyklicznego.

Założeniem pracy badawczej było poszukiwanie materiału o lepszych właściwościach (w tym przypadku dielektrycznych) od tradycyjnie stosowanych kompozycji. Aby określić przydatność nowej kompozycji do zastosowań elektroizolacyjnych, przeprowadzono następujące pomiary:

- wytrzymałości elektrycznej,
- stratności dielektrycznej,
- odporności na łuk elektryczny małej mocy,
- przenikalności dielektrycznej,
- rezystywności skrośnej.

Materiał badawczy

Materiał badawczy stanowiła kompozycja składająca się z mieszaniny żywic epoksydowej i poliestrowej, usieciowana za pomocą ZMBI, o następującym składzie:

- żywica epoksydowa Epidian 5 – 66%,
- żywica poliestrowa Polimal 109-32K[1] – 18%,
- poliester maleinowo – glikolowy – 12%,
- utwardzacz – związek cynku i merkaptanu heterocyklicznego (ZMBI) – 4%.

[1)] neutralna, nienasycona żywica poliestrowa, ortoftalowa, konstrukcyjna.

Powyższą kompozycję, po dokładnym wymieszaniu mieszadłem z napędem elektrycznym, pozostawiono do następnego dnia celem wstępnego odpowietrzenia. Przed napełnieniem form kompozycję ogrzano do temperatury 40°C celem obniżenia jej lepkości.

Uzyskany w ten sposób materiał rozlano do form otwartych (wykonanych z blachy nierdzewnej) o średnicy wewnętrznej ∅ = 95 mm. Starano się uzyskać grubość próbek w przedziale (2 ÷ 3) mm. Kompozycję utwardzano przez 60 min. w temperaturze 180°C, przy czym materiał w formach ogrzewany był do tej temperatury z szybkością 5°C/min (w miarę ogrzewania lepkość kompozycji znacznie obniżała się, co pozwoliło na całkowite jej odpowietrzenie). Próbki wyjęto następnego dnia po całkowitym i powolnym ich ostygnięciu (starano się uniknąć naprężeń wewnętrznych, jak również tych spowodowanych adhezją próbki do formy).

Ze względu na bardzo dobrą adhezję utwardzonej kompozycji do podłoża, najskuteczniejszym środkiem rozdzielającym okazał się koloidalny teflon, który pozwalał na bezproblemowe odzyskanie próbek.

Należy także zwrócić uwagę na fakt, iż uzyskany materiał wyróżnia się minimalnym skurczem podczas procesu utwardzania.

Metodyka badań

Na uzyskanych próbkach materiałowych (9 sztuk) wykonano wstępne badania o charakterze niszczącym, jak i nieniszczącym. Do badań niszczących wykorzystano 4 próbki materiału, na których wykonano pomiary:

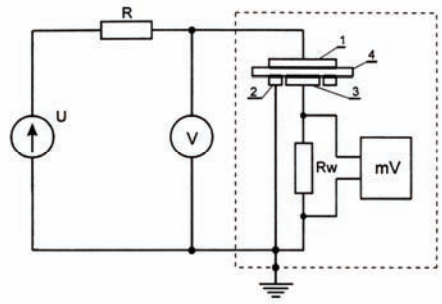
- wytrzymałości elektrycznej,
- odporności na łuk elektryczny małej mocy.

Pozostałe próbki przeznaczono do badań nieniszczących, które polegały na wykonaniu następujących pomiarów:

- rezystywności skrośnej,
- stratności dielektrycznej,
- przenikalności dielektrycznej.

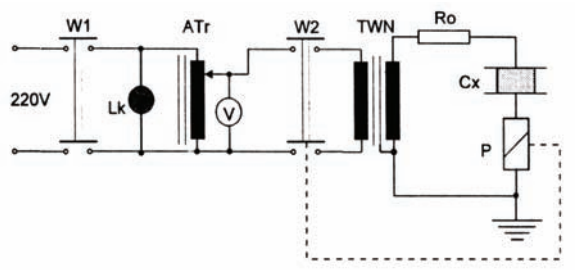
Po wykonaniu pomiarów wstępnych, próbki umieszczono w komorze pełnoklimatycznej FEUTRON 3251 w warunkach wilgotnego gorąca stałego (WGS) tj. w temperaturze +40 °C i wilgotności względnej (95 ± 3) %. Tak starzony materiał poddawany był cotygodniowym badaniom nieniszczącym (5 próbek materiału) oraz niszczącym ograniczonym do pomiaru odporności na łuk elektryczny małej mocy (pozostałe 4 próbki materiału). Kończąc badania dwie spośród próbek poddawanych pomiarom nieniszczącym wykorzystano do badań niszczących, a dokładnie pomiarowi wytrzymałości elektrycznej E_p (kryterium wyboru próbek była zawartość wtrącin powietrznych w materiale).

Pomiary rezystywności skrośnej wykonano w układzie trójelektrodowym kołowym, z pierścieniem ochronnym. Schemat zastosowanego układu pomiarowego, zgodnego z wytycznymi normy [12], pokazano na rysunku 1.



Rys. 1. Schemat układu pomiarowego: U – zródło napięcia stałego; V – woltomierz; R_w – rezystancja wewnętrzna woltomierza; mV – miliwoltomierz; 1, 2, 3 – elektrody pomiarowe; 4 – próbka

Układ zasilono napięciem stałym U = 400 V wykorzystując zasilacz stabilizowany typu Z – 5001 firmy INCO Warszawa. Jako woltomierza użyto miernika analogowego typ V 640 firmy Meratronik.



Rys. 2. Schemat układu pomiarowego: W_1 – odłącznik, Lk – lampka kontrolna, ATr – autotransformator regulacyjny, V – woltomierz, W_2 – stycznik, TWN – transformator WN, R_0 – rezystor ograniczający, C_x – próbka badanego materiału i elektrody, P – wyłącznik nadprądowy

Pomiary tgδ oraz ε wykonano niskonapięciowym mostkiem Scheringa typu Ulrich, zgodnie z [13]. Układ zasilono napięciem U = 250 V o częstotliwości f = 1 kHz, wykorzystując do tego celu generator RC typu PO – 16 (20 Hz ÷ 20 kHz) firmy ZOPAN Warszawa. Skorzystano także z miernika analogowego typ V 640, będącego miernikiem wyzerowania mostka. Pomiary wytrzymałości dielektrycznej wykonano zgodnie z [14] w układzie jak na rysunku 2.

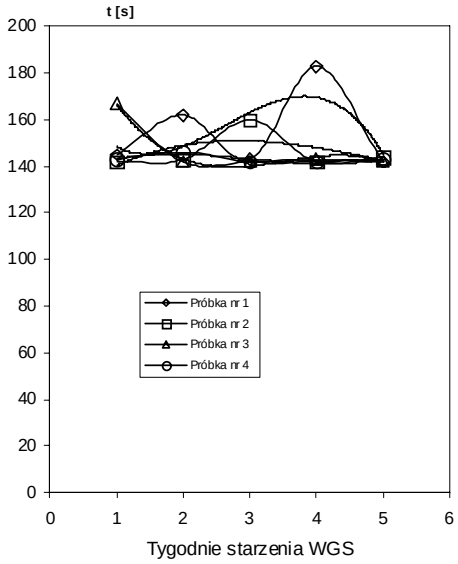
Użyto elektrod mosiężnych płaskich o przekroju okrągłym. W celu uniknięcia wyładowań niezupełnych na powierzchni próbki, badanie wykonano w kąpieli olejowej.

Badanie odporności na łuk elektryczny małej mocy wykonano zgodnie z [15], stosując urządzenie do badania odporności materiałów elektroizolacyjnych na łuk elektryczny małej mocy [16].

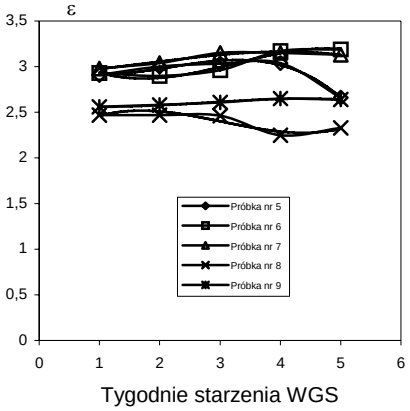
Omówienie wyników badań

Trwający 4 tygodnie proces starzenia próbek nie pozwolił na pełne ustabilizowanie się parametrów elektrycznych badanej kompozycji.

Parametrem o dużej stabilności w trakcie starzenia materiału okazała się odporność na łuk elektryczny małej mocy, równa około 148 s (rys. 3).



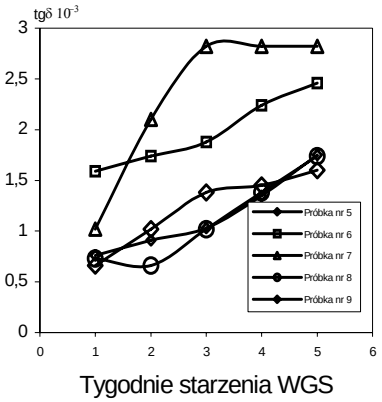
Rys.3. Charakter zmian odporności na łuk elektryczny małej mocy w funkcji czasu działania WGS



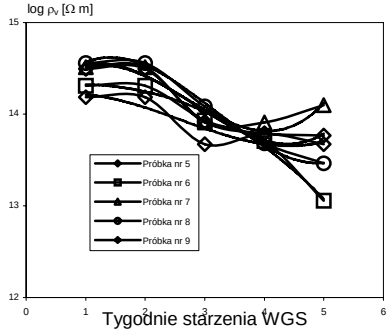
Rys. 4. Charakter zmian przenikalności elektrycznej względnej ε_w w funkcji czasu działania WGS

Minimalnymi zmianami charakteryzowała się również przenikalność elektryczna względna (rys. 4) - ε_w (2,98 ÷ 3,13 dla próbki nr 7, co odpowiada pomiarowi wstępnemu oraz wykonanemu w czwartym tygodniu starzenia). Także pozostałe parametry ulegały niewielkim, stopniowym

zmianom, co przedstawiono na rysunkach 5 i 6. Współczynnik stratności dielektrycznej tgδ dla próbki nr 5 zmieniał się w przedziale $(0{,}66 \div 1{,}60) \cdot 10^{-3}$, rezystywność skrośna ρ_v natomiast w przedziale $(1{,}53 \cdot 10^{14} \div 4{,}72 \cdot 10^{13})$ $\Omega \cdot m$.



Rys. 5. Charakter zmian współczynnika stratności dielektrycznej tgδ w funkcji czasu działania WGS



Rys. 6. Charakter zmian rezystywności skrośnej ρ_v w funkcji czasu działania WGS

Należy ponadto zauważyć, iż pomiary przeprowadzone w trzecim i w czwartym tygodniu starzenia kompozycji przyniosły wyraźną stabilizację właściwości elektrycznych materiału, a w niektórych przypadkach nawet ich poprawę.

Badania wytrzymałości elektrycznej E_p, przeprowadzone przed jak i po procesie starzenia materiału, przyniosły niejednoznaczne rezultaty. Przyczyną powyższego faktu była najprawdopodobniej obecność w badanych próbkach wtrącin gazowych, jak i małych drobin stałych.

Istotnym jest również fakt, iż usieciowaną kompozycję cechuje doskonała adhezja do podłoża oraz minimalny skurcz podczas procesu utwardzania.

Powyższy materiał charakteryzuje się ciężarem właściwym wynoszącym 1,3 g/cm^3.

Wnioski

- Możliwe jest współutwardzanie żywicy epoksydowej i poliestrowej jednym środkiem sieciującym.
- Rezultatem przeprowadzonych prac badawczych jest otrzymanie nowego materiału elektroizolacyjnego. Godnym podkreślenia jest fakt, iż składa się on z dwóch, różnych rodzajów żywic syntetycznych, które wspólnie usieciowane zostały jednym rodzajem utwardzacza.
- Na podstawie przeprowadzonych badań starzeniowych można stwierdzić, iż powyższa kompozycja posiada cechy predysponujące ją do zastosowań w izolacji wysokonapięciowej. Uzyskane wartości liczbowe poszczególnych właściwości elektrycznych nie odbiegają od tych, którymi charakteryzują się obecnie stosowane kompozycje.
- Pod względem technologii produkcji materiał powyższy można określić jako łatwy w przygotowaniu i niewymagający specjalnych zabiegów. Fakt ten powinien być impulsem do kontynuowania badań elektrycznych nowej kompozycji jak i do przeprowadzenia szczegółowych pomiarów właściwości mechanicznych.

LITERATURA

[1] Pomianowski J., Fabrycy E., Epoksydowy lakier elektroizolacyjny, V Seminarium Techniczne Materiały i układy elektroizolacyjne w przemyśle, IZO-ERG S. A. Gliwice 26-28 kwietnia 2000 , Ustroń – Jaszowiec, 23-24.

[2] Fabrycy E., Michalski J., Produkty degradacji PET jako modyfikatory kompozytów epoksydowych, I Lubuska Konferencja Naukowo Techniczna MITEL 2000, Materiały i Technologie w Elektrotechnice, Gorzów Wlkp., 10 – 11 lutego 2000 r.

[3] Michalski J., Fabrycy E., Nowe generacje elektroizolacyjnych materiałów osłonowych – cz. II, II Lubuska Konferencja Naukowo Techniczna MITEL 2002, Gorzów Wlkp., 11 – 12 kwietnia 2002.

[4] Fabrycy E., Leistner A., Michalski J., Produkty recyklingu chemicznego poli(tereftalanu etylenu) jako nowe utwardzacze żywic i klejów epoksydowych, Plast – biuletyn nr 15, Politechnika Szczecińska, czerwiec 1999.

[5] Banaszak S., Michalski J., Właściwości elektryczne napełnianych nowych kompozytów epoksydowych, VI Ogólnopolskie Sympozjum Inżyniera Wysokich Napięć IW 2002, Poznań – Kiekrz, 20 – 22 maja 2002.

[6] Banaszak S., Zastosowanie produktów recyklingu do utwardzania kompozycji epoksydowych, VI Seminarium Naukowo Techniczne, Recykling Materiałów Polimerowych w Wyrobach Elektrotechnicznych, Instytut Inżynierii Materiałowej, Instytut Elektrotechniki, Szczecin, listopad 2002.

[7] Subocz L., Wysokonapięciowa izolacja na bazie kompozytów polimerowych, Akademia Nauk Białorusi, Homel 1999.

[8] Subocz L., Mieszaniny recyklatowe dla elektrotechniki, I Lubuska Konferencja Naukowo Techniczna MITEL 2000, Materiały i Technologie w Elektrotechnice, Gorzów Wlkp., 10 – 11 lutego 2000.

[9] Bursa J., Kompozycje epoksydowe do zastosowań w izolacji elektrycznej,
II Lubuska Konferencja Naukowo Techniczna – MITEL 2002, Materiały i Technologie w Elektrotechnice, Gorzów Wlkp., 11 – 12 kwietnia 2002.

[10] Pomianowski J., Nowoczesne materiały elektroizolacyjne na podstawie nowego utwardzacza do żywic epoksydowych, Rozprawa Doktorska, Politechnika Szczecińska, Wydział Elektryczny, Instytut Elektrotechniki, Szczecin 2004.

[11] Pomianowski J., Fabrycy E., Benzimidazo-2-merkaptyd cynku jako utajony utwardzacz do żywic epoksydowych. *Polimery,* XLIII (1998), n.11/12, 704-708.

[12] PN-88/E-04405 – Materiały elektroizolacyjne stałe. Pomiar rezystancji.

[13] PN-86/E-04403 – Materiały elektroizolacyjne stałe. Metody pomiaru przenikalności elektrycznej i współczynnika strat dielektrycznych.

[14] PN – EN 60243 – 1: 2002 (U) – Metody badań wytrzymałości elektrycznej materiałów elektroizolacyjnych stałych – część 1: Badanie przy częstotliwości sieciowej.

[15] PN – EN 61621: 2002 (U): Materiały elektroizolacyjne stałe suche – odporność na wyładowania łukowe wysokonapięciowe, niskoprądowe.

[16] Cybulska S., Mikke W., Opracowanie i wykonanie aparatury do badań odporności materiałów i układów elektroizolacyjnych na łuk elektryczny, praca dyplomowa, Instytut Elektrotechniki Politechniki Szczecińskiej, Szczecin 1977.

Autorzy: *dr inż. Jan Bursa, dr inż. Jerzy Pomianowski, Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki, ul. Sikorskiego 37, 70-313 Szczecin. E – mail: bursa@ps.pl;*

Jarosław DAŁEK, Ilona GLIŃSKA, Janusz OSTROWSKI

Instytut Energetyki, Oddział Transformatorów w Łodzi

Urządzenie do ciągłego monitoringu przepięć na transformatorach energetycznych najwyższych napięć z transmisją wyników do komputera

Streszczenie. *Opracowano, wykonano i przeprowadzono próby testujące modelowego układu do rejestracji przepięć na transformatorach energetycznych. Przedstawiono opis wykonanego modelu, zamieszczono wyniki badań oraz ich ocenę.*

Abstract. *We have made the design documentation of the model arrangement, made the arrangement and tested the model arrangement for registration overvoltages on the highest voltage transformers. In this report are introduced description of the executed model arrangement and are placed results of testing them. Also are introduced technical analyses results of testing.* (***The device for continuous measuring over voltages on the highest voltage transformers - for monitoring them, with transmission the results of these measurements to computer)***

Słowa kluczowe: monitoring, przepięcia, transformatory, rejestracja.
Keywords: monitoring, overovoltege, transformers, registration.

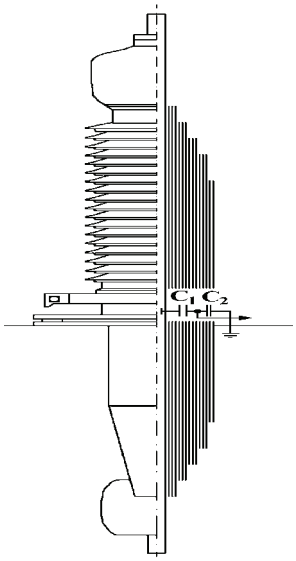
Wstęp

Jakość i niezawodność dostaw energii elektrycznej o określonych umową parametrach jest niezwykle ważna i istotna ze względu na powszechność stosowania tego medium zarówno w procesach przemysłowych jak i w życiu codziennym. Przepięcia, uznawane są obecnie za jedną z głównych przyczyn zaburzeń elektromagnetycznych i uszkodzeń w sieciach elektroenergetycznych wszystkich poziomów napięć [1]. Zaburzenia te można rejestrować na zaciskach izolatorów transformatorów pracujących w tych sieciach.

Metoda pomiaru przepięć dochodzących do transformatora

Częstość próbkowania sygnałów przepięć

Z uwagi na małą ilość informacji o rodzaju przepięć występujących w praktyce w krajowych sieciach najwyższych napięć (dostępne materiały źródłowe są bardzo fragmentaryczne i niepełne), ocenę wymaganej częstotliwości próbkowania sygnałów przepięć przeprowadzono w oparciu o analizę wynikającą z obecnego stanu wiedzy na ten temat.
Wytyczne dotyczące metody pomiarów przepięć występujących na zaciskach izolatorów transformatora przedstawiono w pracy [2].



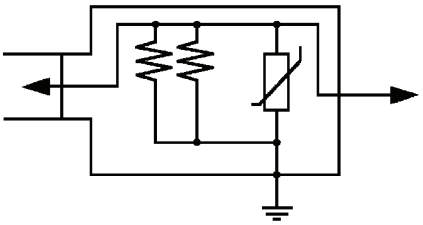
Rys. 1. Zacisk pomiarowy w izolatorach przepustowych. (C1 – pojemność przepustu, C2 pojemność dodatkowa)

Wytyczne do zaprojektowania układu pomiarowego.
Przy dużej częstotliwości próbkowania i konieczności zapewnienia dobrej dokładności zapisu (2^8 poziomów na próbkę) pojawia się problem wielkości pamięci niezbędnej do rejestracji przepięć w dłuższym czasie. Należy rozważyć tu możliwość:

- eliminowania nieprzydatnych zapisów,
- buforowania pojedynczych rejestrowanych przebiegów,
- zastosowania zmiennej częstotliwości próbkowania.

Izolator przepustowy

Pomiar przepięć dochodzących do transformatorów najwyższych napięć można bez ingerencji w układ izolacyjny dokonać wykorzystując zaciski pomiarowe izolatorów przepustowych. Wszystkie izolatory przepustowe łącznie z izolatorami punktu zerowego wyposażone są takie zaciski.



Rys. 2. Przykład układu kondycjonowania sygnału

Wstępne założenia projektowe modelu do pomiarów i rejestracji przepięć dochodzących do transformatora.

Dzielnik napięcia i układ wejściowy

- Na wejściu modelowego układu pomiarowego należy zastosować pojemnościowy dzielnik napięcia, w którym pojemnością wejściową jest pojemność przepustu C_1 (patrz rysunek nr 1).
- Wartość kondensatora C_2 dzielnika będzie dobierana w zależności od napięcia źródła sygnałów wejściowych (generator udarów powtarzalnych, normalnych i uciętych
  oraz generator przebiegów tłumionych).
- Elektroniczny człon wejściowy ma zapewnić odpowiednio dużą impedancję wejściową oraz pasmo przenoszenia rzędu 100 MHz.
- Oporność wyjściowa członu elektronicznego ma wynosić 50 Ohmów - stanowiąc dopasowanie do oporności falowej ekranowanego kabla

(przeznaczonego do przesyłu mierzonych przebiegów do układu sczytywania).
- Człon wejściowy będzie zabudowany bezpośrednio na uziemionej stopie izolatora i będzie zasilany z wbudowanych baterii. Świecenie wbudowanej diody elektroluminescensyjnej wskazuje załączenie układu do pracy.

Mikroprocesorowy układ sczytywania danych.

Z wniosków z poprzednich rozdziałów wynika, że mikroprocesorowy układ powinien posiadać następujące parametry:
- amplituda sygnału wejściowego: 1 V (pik/pik)
- sygnał wejściowy symetryczny lub niesymetryczny
- rozdzielczość pomiarowa: 8 bitów
- maksymalna częstotliwość próbkowania: 50 MHz
- programowana częstotliwość próbkowania: (0,1 ÷ 50) MHz
- rejestracja wyzwalana (w oparciu o cyfrową, programowaną wartość progową)
- programowana ilość próbek: do 100 000
- rozwiązanie techniczne powinno pozwolić na rozbudowę układu rejestracyjnego w miarę potrzeb
- odczyt danych do PC za pomocą łącz komunikacyjnych RS485C
- w skład stanowiska badawczego wchodzi oprogramowanie dla komputera PC pozwalające na ustawienia parametrów rejestracji i sczytania danych (np. do formatu XLS programu Excel)
- rejestracja czasu rzeczywistego oraz daty zapisywanych danych.

Rozwiązania techniczne wykonanego modelu.

Blok wejściowy modelu.

Konstrukcję bloku wejściowego wykonano zgodnie z założeniami, dostosowując przekładnię dzielnika pojemnościowego do posiadanych źródeł sygnałów napięciowych:
- generator przebiegów sinusoidalnych, tłumionych (o regulowanym tłumieniu)
- generator udarów powtarzalnych (normalnych oraz uciętych).

Jako transformator impedancji zastosowano szerokopasmowy wzmacniacz operacyjny (o wzmocnieniu k=1). Pojemność izolatora (stanowiącego pojemność wejściową dzielnika) wynosi ok. 100pF. Impedancja wyjściowa bloku wynosi 50 Ohmów i stanowi dopasowanie do impedancji falowej kabla, łączącego ten układ z mikroprocesorowym blokiem pomiarowym o oporności wejściowej także 50 Ohmów. To dopasowanie impedancji zapobiega zniekształcaniu rejestrowanych przebiegów napięciowych.

Modelowy, mikroprocesorowy układ sczytywania danych.

Modelowy układ sczytywania danych zaprojektowano i wykonano zgodnie z założeniami technicznymi. W układzie zastosowano następujące bloki funkcyjne:

Dla modułu pomiarowego:
- blok wejścia analogowego
- blok przetwornika AD
- blok komparatora
- blok multiplikacji danych
- blok sterowania
- blok generatora
- blok zegara czasu rzeczywistego
- blok buforów magistralowych
- blok łącza komunikacyjnego.

Dla modułu rejestracyjnego:
- blok buforów wejściowych
- blok pamięci danych
- blok sterowania pamięcią
- blok łącza odczytu danych

Blok wejścia analogowego

Zadaniem układu jest dopasowanie impedancji wejściowej toru pomiarowego do impedancji toru zadającego (50 Ohm), przesunięcie zera odniesienia do połowy sygnału referencyjnego przetwornika AD, zabezpieczenie przetwornika przed przekroczeniem dopuszczalnych wartości granicznych sygnału wejściowego. Na wyjściu toru analogowego uzyskujemy maksymalny sygnał analogowy z przedziału 0÷2,54V ze składową stałą 1,27 V.

Blok przetwornika AD

Jako przetwornik AD zastosowano monolityczny przetwornik analogowo-cyfrowy. Przetwornik ten charakteryzuje się wysoką szybkością przetwarzania (zastosowano wersję 80MHz) i dużą szerokością pasma sygnału wejściowego (120MHz). Takie rozwiązanie istotnie zmniejsza negatywne oddziaływanie toru przetwarzania na kształt przebiegu uzyskany po przetworzeniu. Szybkość próbkowania sygnału analogowego ustawiana jest programowo z wykorzystaniem programowanego generatora. Dane wyjściowe z przetwornika wystawiane są w postaci 8-mio bitowej na wewnętrzna magistralę danych PD0 ÷ PD7.

Blok komparatora

Zadaniem układu komparatora jest wygenerowanie sygnału wyzwalającego proces rejestracji w sytuacji gdy wartość zmierzona i przetworzona przez przetwornik AD jest większa lub równa zadanej programowo wartości odniesienia. Zastosowanie tego układu pozwala nam na zdefiniowanie poziomu od jakiego zakłócenia uznajemy za niebezpieczne. Komparacja wartości cyfrowej pozwala nam na swobodne programowanie punktu odniesienia na całej 8-mio bitowej skali (256 poziomów), bez negatywnego wpływu długoterminowej stabilności obwodów komparatorów analogowych i błędów przetwarzania DA. Poza tym takie rozwiązanie pozwala na uzyskanie maksymalnej szybkości zadziałania układu wyzwalania. Układ wyzwalania uruchamia pracę liczników danych i bloku sterowania zapisem. Wartość progu wyzwalania ustawiana jest programowo z komputera przy pomocy łącza RS485.

Blok sterowania

Blok sterowania składa się z kilku elementów składowych:
- procesora kontrolnego
- liczników próbek
- układu PLD generującego przebiegi zapisu

Zadaniem bloku jest wytworzenie wszystkich niezbędnych sygnałów dla sterowania poszczególnymi układami modułu oraz zapisem danych do modułów rejestracyjnych. Jako procesor sterujący zastosowano mikroprocesor typu 8-mio bitowy z wbudowaną pamięcią programu typu FLASH i możliwością programowania w obwodzie (ISP). Ta ostatnia funkcja daje nam możliwość modyfikacji oprogramowania sterującego, a co za tym idzie przystosowania modułu do różnych wariantów badań. Każdy z modułów pomiarowych i rejestracyjnych w tym celu wyposażony został w złącze programowania, a elementem składowym zestawu badawczego jest programator ISP wraz z odpowiednim oprogramowaniem. Do komunikacji z procesorem wykorzystywane jest łącze RS485 w standardzie MODBUS RTU zrealizowane w bloku łącza komunikacyjnego. Dodatkowym zadaniem bloku sterującego jest zatrzymanie rejestracji po uzyskaniu

zadanej programowo z komputera ilości rekordów zapisu (każdy rekord 512 bajtów).

Blok generatora
Istotnym elementem konstrukcji modułu pomiarowego jest generator. Zrealizowany on został na bazie scalonego generatora programowanego PG. Zastosowany typ - pozwala na swobodne programowanie zegara próbkujące w przedziale 10 kHz do 133 MHz z rozdzielczością 10 kHz. Układ nie wymaga żadnych zewnętrznych elementów co zasadniczo wpływa na powtarzalność i stabilność uzyskanych częstotliwości. Kalibracja wstępna układu odbywa się w trakcie jego produkcji. Układ DS komunikuje się z procesorem sterującym po magistrali szeregowej I^2C. Tą drogą przesyłane są wartości dla rejestrów programowania generatora. Układ pamięta swoje ostatnie nastawy nawet po zaniku zasilania. Ustawianie częstotliwości próbkowania odbywa się z komputera za pomocą specjalnego programu, łączem RS485.

Blok zegara czasu rzeczywistego
Blok ten wykorzystywany jest do określania daty, godziny i minuty wystąpienia zakłócenia powodującego wyzwalanie cyklu zapisu. Parametry zegara ustawiane są przez procesor sterujący z wykorzystaniem magistrali I2C. Dane do zapisu przekazywane są z komputera po łączu RS485. Jako układ zegara wykorzystano układ scalony PF5382 firmy Philips, który dla zapewnienia poprawnej pracy podczas zaniku zasilania - posiada własne niezależne zasilanie bateryjne.

Blok buforów magistralowych
Zastosowanie bloku buforów magistralowych wynika z potrzeby separacji wewnętrznej magistrali modułu pomiarowego od magistrali rejestracyjnej oraz wzmocnienie poziomów sygnałów występujących na magistrali kasety nośnej. Na magistrali zewnętrznej (kasety) znajdują się przewody sygnałów danych (XD0 ÷ XD15), adresowe (XA0 ÷ XA23), sterujące XSEL, XRD, XWR i zasilające +5VDC, +12VDC i –12VDC.

Blok łącza komunikacyjnego
Blok ten zrealizowany (na bazie scalonego układu XS67196) realizuje konwersję sygnałów transmisji RS232 (na poziomie TTL) do sygnału standardu RS485. Zastosowany protokół komunikacyjny jest zgodny ze standardem MODBUS RTU i może być obsługiwany przez dowolne oprogramowanie komunikacyjne pracujące w tym standardzie.

Blok buforów wejściowych
Umieszczony na module rejestracyjnym - pozwala na poprawne odtworzenie poziomów sygnałów magistralowych oraz dekodowanie pozycji modułu w przestrzeni adresowej magistrali. Selekcja danego modułu realizowana jest poprzez komparację najstarszej części adresowej XA17 ÷ XA23 z zadaną na DIP_SWITCH-u wartością.
W przypadku zgodności realizowany jest zapis do modułu rejestracyjnego. Maksymalna ilość modułów w kasetach systemu wynosi 128, co (przy 256kbitów danych w module) daje 32 000 000 próbek.

Blok pamięci danych
Do przechowywania danych wykorzystywana jest pamięć typu RAM, z podtrzymaniem bateryjnym. Każdy moduł rejestracyjny wyposażony jest w 256kb pamięci danych. Do pamięci dostęp realizowany jest na zasadzie Dual_Port. W przypadku, gdy dana karta wybrana jest do rejestracji, dostęp do pamięci realizowany jest po magistrali systemowej. W przypadku, gdy karta nie jest wybrana, dostęp do pamięci realizowany jest za pomocą procesora umieszczonego na każdej karcie, a odczyt danych realizowany jest po łączu komunikacyjnym RS485. Na każdej karcie umieszczono dodatkowo diodę LED sygnalizującą wybranie tej karty do zapisu oraz przełącznik pozwalający na zablokowanie dostępu. Przełącznik ten musi być ustawiony w pozycji blokady w przypadku odczytu danych przesyłanych do komputera.

Blok sterowania pamięcią
Zadaniem tego bloku jest kontrola dostępu do pamięci danych rejestrowanych. Funkcje kontrolne realizowane są z pomocą procesora 8-mio bitowego i układu PLD. Zadaniem matrycy PLD jest wygenerowanie sygnałów sterujących do pamięci w oparciu o sygnały żądania dostępu, przychodzące z magistrali kasety lub procesora. Procesor realizuje funkcje adresowania i przesyłania danych do komputera.

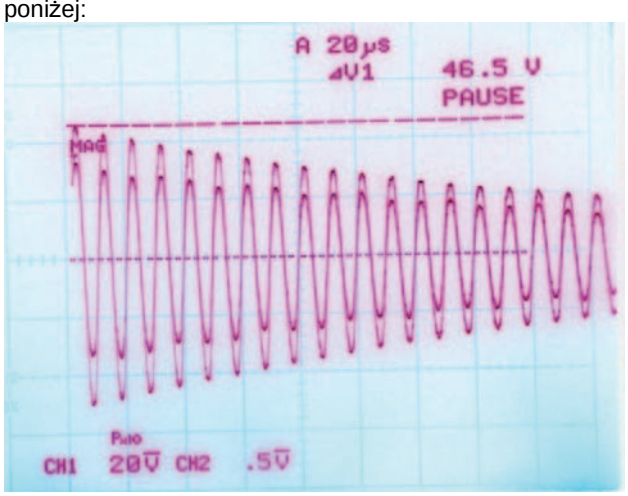
Blok łącza odczytu danych
Blok ten realizuje konwersję sygnałów transmisji RS232 (na poziomie TTL) do sygnału standardu RS485. Ze względu na potrzebę maksymalizacji szybkości odczytu danych zastosowano tu niestandardowy protokół komunikacyjny. Wyzwolenie odczytu generowane jest poprzez wysłania łączem kodu litery „A”. Po tym znaku procesor sterujący przechodzi w tryb wysyłania całej zawartości pamięci RAM do komputera odczytującego. Dane przesyłane są jako rekordy 5-cio bajtowe, zawierające 3-cyfrową wartość próbki, kody CR i LF. Do zapisu danych na dysk wykorzystywane jest specjalne oprogramowanie.

Badania modelowego układu rejestracji przepięć
Jak wspomniano wcześniej, do badań modelowego układu rejestracji przepięć użyto sygnałów napięciowych (odzwierciedlających rzeczywiste przepięcia w sieciach energetycznych) z dwóch generatorów:

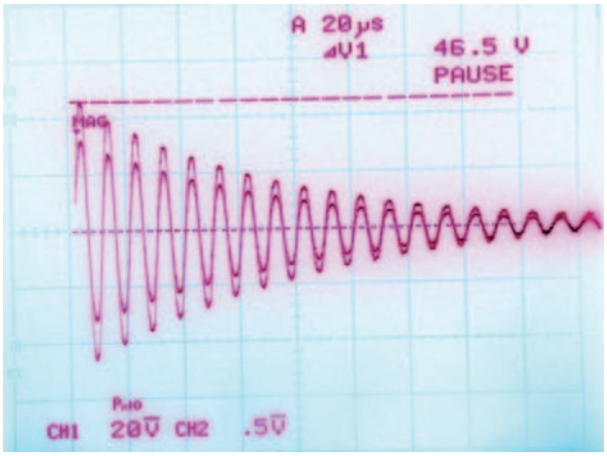
- generator przebiegów sinusoidalnych, tłumionych (o regulowanym tłumieniu)
- generator udarów powtarzalnych (normalnych oraz uciętych).

Dzielnik wejściowy zamontowano bezpośrednio na kołnierzu przepustu. Badania prowadzono z użyciem izolatora przepustowego typu PTKs-52/250/630, którego pojemność C1 = 100pF.

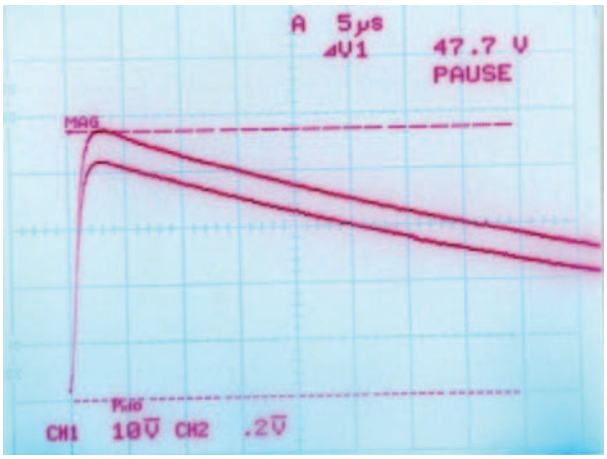
Badania bloku wejściowego modelu
Badania przeprowadzono przy pomocy szerokopasmowego oscyloskopu cyfrowego. Wyniki badań zamieszczono poniżej:



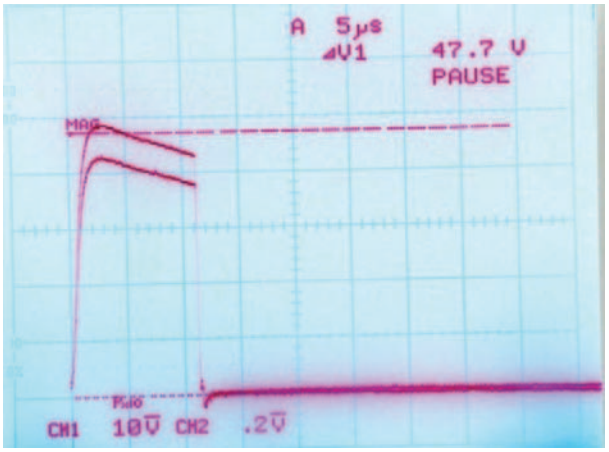
Rys. 3. Przebieg oscylacji tłumionych; kanał1 – wartość większa na oscylogramie dotyczy sygnału z generatora;
kanał2 – wartość mniejsza na oscylogramie dotyczy sygnału WY z bloku wejściowego modelu.



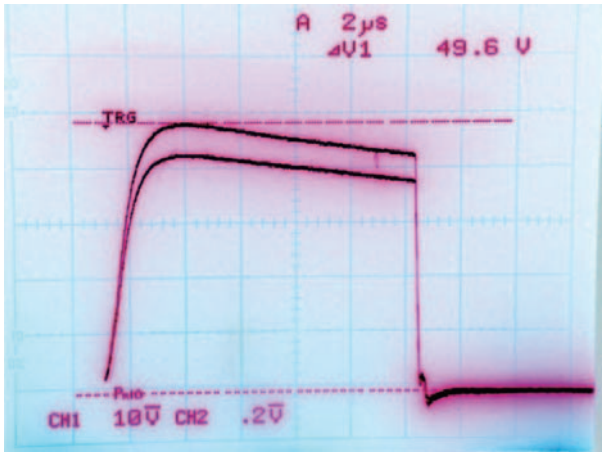
Rys. 4. Przebieg oscylacji silnie tłumionych; kanał1 – wartość większa na oscylogramie dotyczy sygnału z generatora; kanał2 – wartość mniejsza na oscylogramie dotyczy sygnału WY z bloku wejściowego modelu



Rys. 5. Przebieg udaru pełnego; kanał1 – wartość większa na oscylogramie dotyczy sygnału z generatora udarów; kanał2 – wartość mniejsza na oscylogramie dotyczy sygnału WY z bloku wejściowego modelu



Rys. 6. Przebieg udaru uciętego; kanał1 – wartość większa na oscylogramie dotyczy sygnału z generatora udarów ; kanał2 – wartość mniejsza na oscylogramie dotyczy sygnału WY z bloku wejściowego modelu

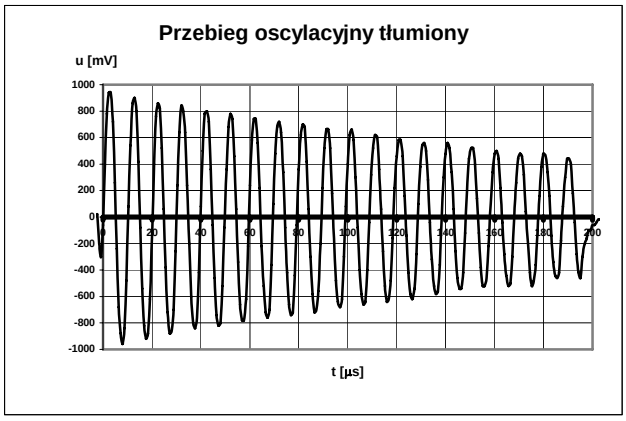


Rys. 7. Przebieg udaru uciętego j. w. (zmiana skali czasu); kanał1 – wartość większa na oscylogramie dotyczy sygnału z generatora udarów ; kanał2 – wartość mniejsza na oscylogramie dotyczy sygnału WY z bloku wejściowego modelu

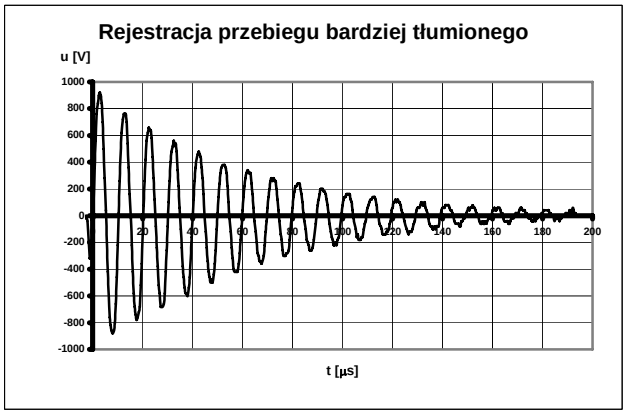
Badania modelowego, mikroprocesorowego układu rejestracji danych

Do badań modelowego układu sczytywania i rejestracji danych użyto przebiegów napięciowych identycznych jak przy badaniach układu wejściowego ze wspomnianych generatorów. Wyniki pomiarów zarejestrowane w pamięciach układu modelowego zostały przeniesione do komputera (przy pomocy łącza RS485) i zapisane na dysku twardym.

Wyniki pomiarów opracowano przy pomocy programu EXCEL. Wyniki badań zamieszczono poniżej.



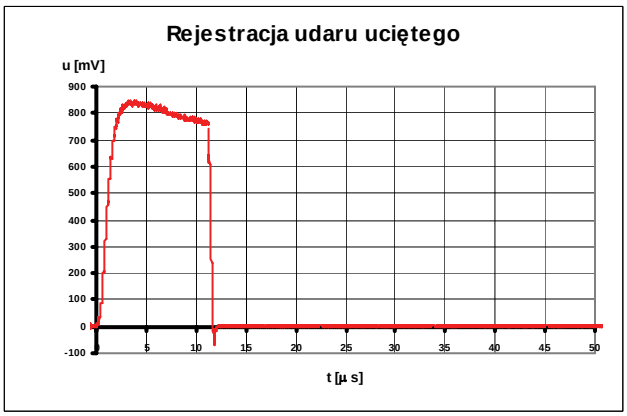
Rys. 8. Wykres zarejestrowanych przebiegów napięcia tłumionego.



Rys. 9. Wykres zarejestrowanych przebiegów napięcia tłumionego (silniejsze tłumienie).



Rys. 10. Wykres zarejestrowanych przebiegów napięcia udaru pełnego.



Rys. 11. Wykres zarejestrowanych przebiegów napięcia udaru uciętego.

Wnioski z pomiarów.

Przedstawione, charakterystyczne, wybrane przebiegi napięciowe są rejestrowane prawidłowo, zarówno co do ich wartości jak i kształtu. Dokładność pomiarów amplitud jest rzędu kilku procent.

Załączone wyniki badań potwierdzają prawidłowość konstrukcji i wykonania przedmiotowego systemu pomiarów i rejestracji przepięć na transformatorach. Taki system nadaje się w pełni do monitorowania przepięć w nadzorowanych transformatorach pracujących w sieciach energetycznych najwyższych napięć.

W układach montowanych na transformatorach pracujących w krajowym systemie energetycznym wskazane jest zastosowanie podwójnych układów pomiarowych. Jednego, przeznaczonego do rejestracji przebiegów o niskiej częstotliwości oraz drugiego dla wysokich częstotliwości, zabudowanych na izolatorze na każdej z trzech faz transformatora. Zastosowanie omawianego systemu pozwoli na dokładny pomiar i rejestrację, a następnie odtworzenie kształtów przepięć dochodzących do transformatora z zapisem czasu ich wystąpienia.

UWAGA

Zebrane wyniki pomiarów przepięć mogą służyć m in. do oceny systemu zabezpieczeń sieci najwyższych napięć, transformatorów oraz innych urządzeń pracujących w tych sieciach, wyciągnięcia wniosków, wprowadzenia ewentualnych zmian, a wszystko w celu zapewnienia niezawodności w dostawie energii oraz zabezpieczenia przed awariami.

LITERATURA

[1] Koseda H., Wrocławski M. Przepięcia w sieciach 15 kV i 110 kV, *Dokumentacja wewnętrzna IENOG (2005)*

[2] Kaźmierski M., Maliszewski A., Rejestracja przepięć dochodzących do transformatora, *Dokumentacja wewnętrzna IEnOT (2004)*

***Autorzy**: Jarosław DAŁEK, Ilona GLIŃSKA, Janusz OSTROWSKI, Instytut Energetyki, Oddział Transformatorów w Łodzi*

Bartłomiej DOLATA[1], Volker WASSERBERG[1], Hossein BORSI[1], Ernst GOCKENBACH[1], Horst BAEHR[2]

Universität Hannover, Schering-Institut (1), COGNIS Synlubes, Düsseldorf (2)

Nowy syntetyczny ester. Właściwości elektryczne

Streszczenie. *Poniższy artykuł przedstawia nowy, syntetyczny olej izolacyjny z rodziny estrów. Na podstawie przeprowadzonych badań zostały przedstawione właściwości elektryczne (napięcie przebicia, poziom wyładowań niezupełnych) oraz właściwości dielektryczne (współczynnik start dielektrycznych, przenikalność elektryczna) badanego oleju. Dodatkowo został przeprowadzony termiczny proces starzeniowy dla 2000 h i 5000 h przy temperaturze wynoszącej 130°C.*

Abstract*. In this contribution a new ester insulating liquid is introduced, that combines the advantages of mineral insulating oils and ecological friendly, low viscosity, synthetic ester. This paper presents some experiments on the electrical, dielectrical, chemical, aging and environmental characteristics of this new, synthetic ester liquid, which have been performed to approve the usability of this liquid in transformers (**New synthetic ester oil. Electric and dielectric properties)**.*

Słowa kluczowe: napięcie przebicia, poziom wyładowań niezupełnych, współczynnik start dielektrycznych, proces starzeniowy.
Keywords: breakdown voltage, partial discharge inception voltage, dielectric dissipation factor, aging.

Wstęp

W urządzeniach elektrotechnicznych, stanowiących elementy sieci energetycznych, w wielu przypadkach zachodzi konieczność stosowania cieczy izolacyjnych. Ciecze izolacyjne spełniają następujące, podstawowe funkcje [1]:

- izolacji elektrycznej,
- cieczy chłodzącej,
- środka impregnacyjnego,
- czynnika gaszącego łuk elektryczny.

Najczęściej spotykanym rodzajem izolacji urządzeń wysokonapięciowych jest izolacja papierowo-olejowa. Do właściwości charakteryzujących ciecze izolacyjne zwane również olejami izolacyjnymi, należą:

- właściwości elektryczne i dielektryczne tj. napięcie przebicia, współczynnik stratności dielektrycznej,
- mała lepkość, w celu lepszego chłodzenia,
- odporność na czynniki starzeniowe (woda, powietrze), wpływające znacznie na stan izolacji,
- niska temperatura krzepnięcia, umożliwiająca pracę urządzeń w niskich temperaturach,
- wysoka temperatura zapłonu,
- biodegradalność, związana z dekontaminacją terenu w razie wycieku oleju.

Większość awarii transformatorów jest spowodowana złymi właściwościami izolacji ciekłej i stałej, a występujące procesy starzeniowe w systemach izolacyjnych zwiększają prawdopodobieństwo uszkodzenia izolacji. Niezawodność transformatorów jest najważniejszym czynnikiem bezpiecznej i ekonomicznej pracy sieci rozdzielczej. Niestety głównym problemem wpływającym na parametry układów izolacyjnych, a szczególnie na ich niezawodność – jest woda migrująca z papieru do oleju i z powrotem w zależności od warunków nagrzewania badanego układu. Woda drastycznie zmniejsza wytrzymałość dielektryczną. Zwiększa także depolimeryzację cząstek celulozy i zmniejsza wytrzymałość elektryczną izolacji stałej [2]. Do najważniejszych czynników wpływających na parametry izolacji papierowo-olejowej należą:

- zawartość wilgoci w papierze,
- zawartość wilgoci w oleju,
- przewodność oleju,
- dobór konstrukcji elementów,
- stan zestarzenia papieru,
- grubość warstw,
- temperatura.

Ciecze izolacyjne

W zależności od zapotrzebowania i przeznaczenia, używa się następujących rodzajów olejów elektroizolacyjnych:

- ciecze izolacyjne na bazie olejów mineralnych,
- produkty syntezy jak np. oleje silikonowe, polialkeny, alkilobenzeny, chlorobenzeny, estry, itd.

W rodzinie estrów można wyróżnić dwa rodzaje substancji – syntetyczne i naturalne. Ciecze te pod wieloma aspektami (ekonomiczne, produkcyjne czy cechy materiałowe) charakteryzują się dobrymi właściwościami elektrycznymi i dielektrycznymi, które są porównywalne, a w niektórych przypadkach nawet lepsze, od stosowanej już od dawna izolacji ciekłej na bazie olejów mineralnych.

Niniejszy artykuł przedstawia nowy, syntetyczny olej izolacyjny z rodziny estrów (pod nazwą Ester 2), którego wybrane parametry techniczne w porównaniu z innymi stosowanymi już rodzajami cieczy elektrycznych zostały zamieszczone w tabeli 1.

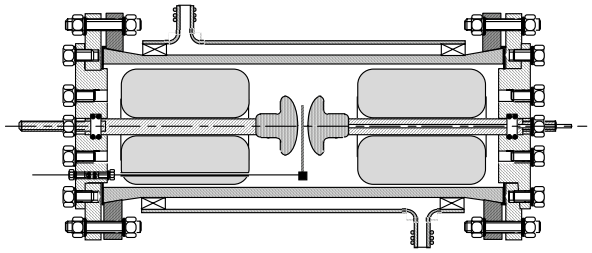
Tabela 1: Parametry techniczne, porównanie z innymi cieczami izolacyjnymi [3]

Właściwości	Rodzaj oleju izolacyjnego		
	Ester 1	Olej mineralny	**Ester 2**
$tg\delta \cdot 10^{-4}$ w 20°C	10	65	**< 10**
$tg\delta \cdot 10^{-4}$ w 90°C	200 – 300	315	**10 – 20**
ε_w w 20°C	3,3	3,2	**2,2**
U_P [kV]	> 55	> 60	**> 60**
Temp. zapłonu [°C]	310	> 310	**150 – 175**
Temp. krzepnięcia [°C]	- 50	< - 45	**- 40**
Lepkość kinematyczna [mm^2/s] przy 25°C	65	< 20	**< 20**

Program badań

Przeprowadzone badania obejmowały pomiar napięcia przebicia U_P, napięcia wyładowań niezupełnych U_{WNZ}, przenikalności elektrycznej ε_r oraz współczynnika stratności dielektrycznej $tg\delta$ dla oleju w stanie nowym (nie zestarzonym) jak i dla oleju poddanego termicznemu procesowi starzeniowemu przy 130°C w czasie 2000 h i 5000 h.

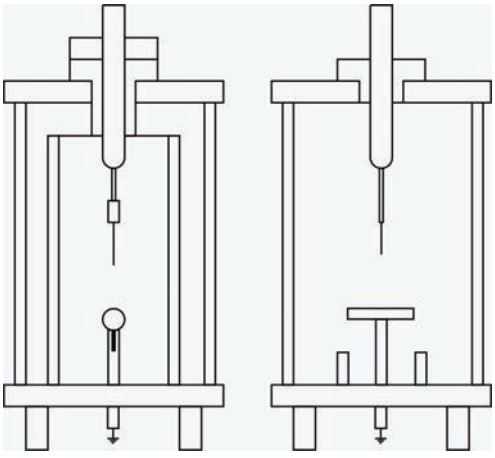
Najczęściej napięcie przebicia, współczynnik strat dielektrycznych, przenikalność elektryczna oraz napięcie zapłonu wyładowań niezupełnych charakteryzują badany olej izolacyjny i są niezbędne w jego klasyfikacji do użycia w transformatorach. W celu symulacji realnych warunków, występujących podczas eksploatacji urządzeń wysokonapięciowych zawierających dielektryk ciekły lub izolację papier-olej, zastosowano różne stopnie zawilgocenia próbek, jak i różne temperatury pomiaru. Absolutną zawartość wody wyznaczono kulometryczną metodą Karla Fischera. Badania przeprowadzono dla trzech różnych stanów zawilgocenia próbek: 75 ppm – stan suchy (dostarczono przez producenta), stan normalnej pracy – 200 ppm i stan dużego zawilgocenia – 500 ppm.



Rys.1. Naczynie do pomiaru napięcia przebicia IEC 60156: 1995

Badany olej poddano termicznemu procesowi starzeniowemu w temperaturze 130°C dla czasu starzenia 2000 h i 5000 h. Starzenie badanych próbek odbywało się w szklanych naczyniach – eksykatorach. Przeprowadzony termiczny proces starzeniowy odbył się w następujących etapach:

- wysuszenie izolacji papierowej (celulozy) – 48 h w suszarce próżniowej przy 105°C,
- przygotowanie katalizatorów – miedź, cynk, aluminium i żelazo,
- impregnacja izolacji papierowej – 24 h przygotowanym olejem (różna zawartość wody),
- pomiary napięcia przebicia U_P, napięcia zapłonu wyładowań niezupełnych U_{WNZ} oraz współczynnika strat dielektrycznych tgδ i przenikalności elektrycznej ε_w.



Rys.2. Naczynia do pomiaru napięcia wyładowań niezupełnych z układem elektrod ostrze-kula, ostrze-płyta IEC 61294: 1995

W celu zachowania technicznej czystości badanych próbek oleju oraz uniknięcia wpływu zanieczyszczeń na przeprowadzone pomiary, zastosowane katalizatory (sproszkowane metale) zostały umieszczone na czas trwania procesu starzeniowego w papierowych filtrach, co umożliwiało kontakt z badanym olejem.

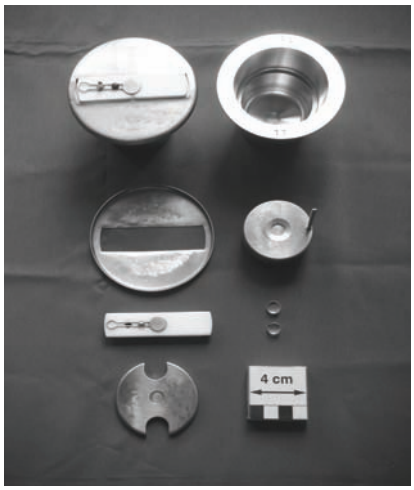
Technika pomiarów

Pomiar napiecia przebicia przeprowadzono zgodnie z międzynarodowymi standardami IEC: 60156: 1995, VDE 0370-1:1995 [4]. Badanie napięcia przebicia zostało wyznaczone w następującym przedziale temperatury:

- temperatura otoczenia 20°C,
- temperatura robocza 50°C,
- temperatura przy przeciążeniu 90°C,
- temperatura krytyczna *hot spot* 110°C.

Badanie wykonano w naczyniu przedstawionym na rysunku 1 dla odstępu elektrod 2,5 mm. Napięcie rosło z prędkością 2 kV/s, aż do wystąpienia przebicia. Pomiary wykonano w odstępie czasowym co 2 min. W celu zachowania tych samych warunków pomiarowych oraz uniknięcia wpływu powstających produktów rozpadu oleju, po wystąpieniu przeskoku iskry (przebicia), badaną próbkę mieszano każdorazowo przy pomocy mieszadełka umieszczonego w przestrzeni międzyelektrodowej. Wyniki pomiarów zostały przedstawione jako wartość średnia napięcia przebicia.

Pomiar napięcia zapłonu wyładowań niezupełnych (zapoczątkowania wnz) został przeprowadzony dla dwóch układów elektrod zgodnie z międzynarodowymi standardami IEC 61294: 1995 [5]. Napięcie rosło z prędkością 1 kV/s, aż do wystąpienia stabilnych wyładowań o ładunku maksymalnym $q_s \geq 100$ pC. Pomiary wykonano w odstępie czasowym co 1 min. W celu symulacji różnego natężenia pola elektrycznego pomiary przeprowadzono dla dwóch układów elektrod: układ ostrze-kula (jednorodny rozkład pola) oraz ostrze-plyta (niejednorodny rozkład pola). Układy elektrod zostały przedstawione na rysunku 2. Pomiary wykonano dla trzech różnych stopni zawilgocenia próbek. Dla układu elektrod ostrze-płyta pomiar przeprowadzono dla trzech różnych temperatur: 20°C, 50°C, 90°C, a dla układu ostrze-kula tylko dla temperatury otoczenia wynoszącej 20°C. Wyniki pomiarów zostały przedstawione jako wartość średnia napięcia wyładowań niezupełnych.

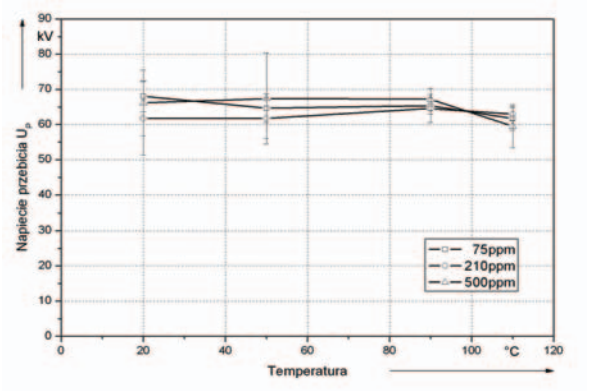


Rys.3. Układ elektrod do pomiaru współczynnika start dielektrycznych

Pomiar współczynnika stratności dielektrycznej tgδ oraz przenikalności elektrycznej ε_w wykonano przy pomocy urządzenia CPC 100 Multifunktions Primär Test System oraz CP TD1 Tangens Delta System firmy Omicron. Pomiary zostały przeprowadzone dla dwóch temperatur 20°C i 90°C oraz dla trzech różnych stopni zawilgocenia próbek. Układ elektrod został przedstawiony na rysunku 3. Wyniki pomiarów zostały umieszczone w tabeli 1.

Wyniki pomiarów i wnioski

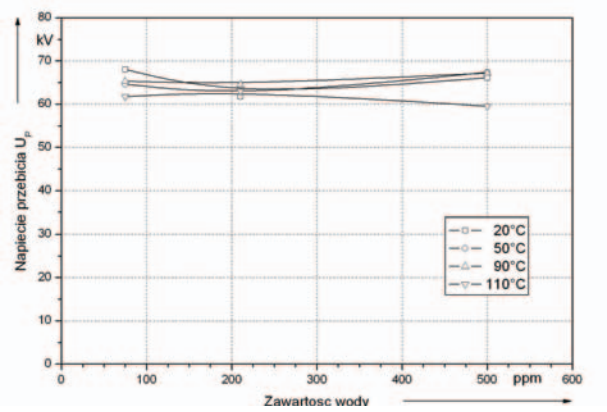
Przeprowadzone badania obejmowały pomiar napięcia przebicia U_P, napięcia wyładowań niezupełnch U_{WNZ}, przenikalności elektrycznej ε_w oraz współczynnika stratności dielektrycznej tgδ dla oleju w stanie nowym (nie zestarzonym) jak i dla oleju poddanego termicznemu procesowi starzeniowemu przy 130°C dla 2000 h i 5000 h [6].



Rys.4. Napięcie przebicia w funkcji temperatury dla nowego oleju

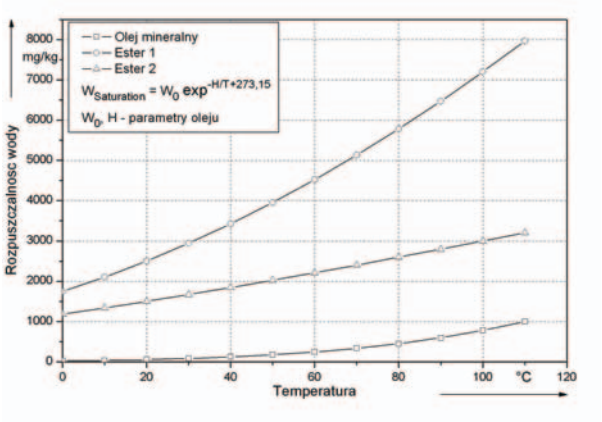
Dla badanego oleju napięcie przebicia w funkcji temperatury zostało zmierzone na poziomie 60-70 kV w zakresie temperatury od 20°C do 110°C. Wartość średnia napięcia przebicia dla nowego oleju została przedstawiona na rysunku 4. Jednym z ważniejszczych parametrów wpływającym na poziom napięcia przebicia jest zawartość wody. Dla badanego oleju można zauważyc, że absolutna zawartość wody ma znikomy wpływ na napięcie przebicia.

Na podstawie przeprowadzonych badań można stwierdzić, że nie tylko absolutna zawartość wody jak i również temperatura mają znikomy wpływ na wartość napięcia przebicia. Na rysunku 5 została przedstawiona zależność napięcia przebicia w funkcji absolutnej zawartości wody, w rożnym zakresie temperatury.



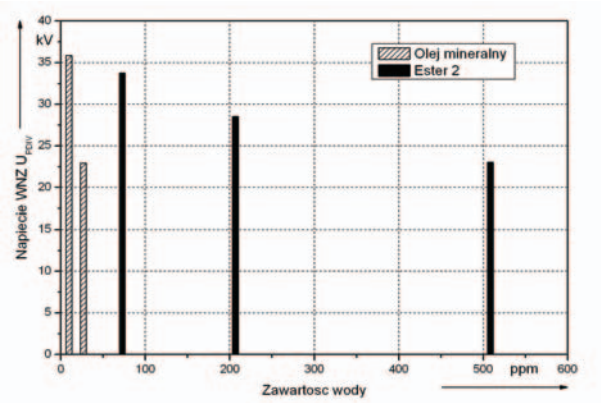
Rys.5. Napięcie przebicia w funkcji zawartości wody w zależności od temperatury dla nowego oleju

Badany nowy olej z rodziny estrów charakteryzuje się dużą rozpuszczalnością wody w oleju. Jest to właściwość wpływająca pozytywnie na migrację – transport wody z papieru do oleju w podwyższonych temperaturach. W wyniku wysokiego stopnia rozpuszczalności wody w oleju woda znajdująca się w izolacji papierowej może szybciej migrować do oleju, co powoduje osuszenie izolacji papierowej, a tym samym zwiększa żywotność papieru (celulozy) w procesach depolimeryzacyjnych. Zależność rozpuszczalności wody w oleju w funkcji temperatury, dla oleju mineralnego oraz stosowanego już w transformatorach oleju o nazwie Ester 1 i nowego, badanego oleju Ester 2 została przedstawiona na rysunku 6.

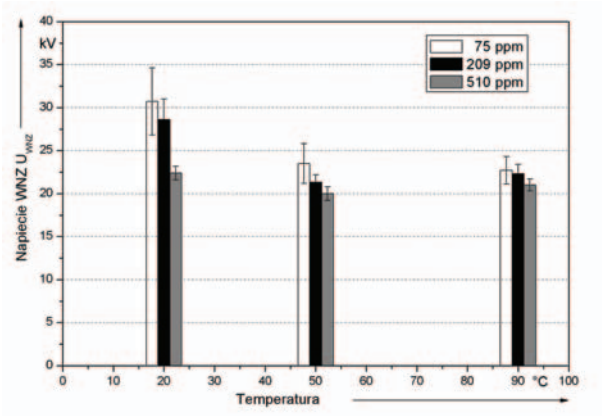


Rys.6. Rozpuszczalność wody w oleju w funkcji temperatury

Dla badanego oleju zostało zmierzone napięcie zapłonu wyładowań niezupełnych dla dwóch układów elektrod. Dla układu elektrod ostrze-kula napięcie zapłonu wnz zostało zmierzone przy temperaturze 20°C, a dla układu elektrod ostrze-płyta dla trzech różnych temperatur. Wyniki pomiarów przedstawiają rysunki 7 i 8.



Rys.7. Napięcie zapłonu wnz dla nowego oleju w funkcji zawartości wody, przy temperaturze 20°C, układ elektrod ostrze-kula

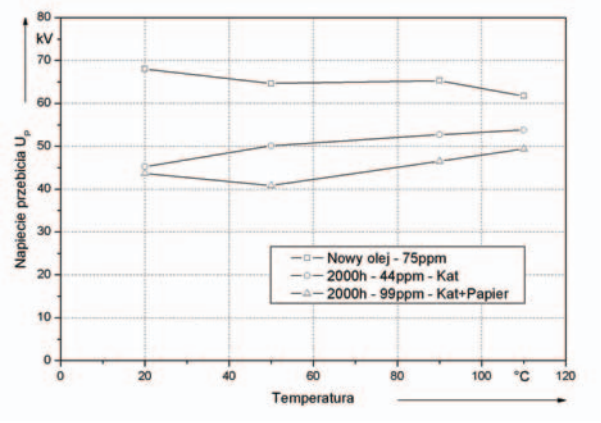


Rys.8. Napięcie zapłonu wnz dla nowego oleju w funkcji temperatury, dla różnych zawartości wody, układ elektrod ostrze-płyta

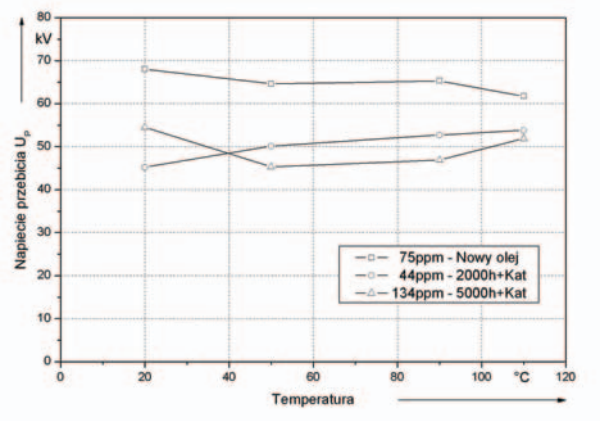
Na podstawie przeprowadzonych badań można zauważyć, że wraz ze wzrostem zawartości wody w oleju maleje poziom napięcia zapłonu wyładowań niezupełnych, jak również obserwuje się znikomy wpływ temperatury na

poziom napięcia zapłonu wyładowań dla próbek o wyższej zawartości wody (rys. 8).

Wyniki przeprowadzonego termicznego procesu starzeniowego obrazują rysunki 9 i 10. Przeprowadzony termiczny proces starzeniowy pokazuje wpływ katalizatorów i papieru na właściwości badanego oleju z rodziny estrów.



Rys.9. Wpływ katalizatorów i papieru na napięcie przebicia dla czasu starzenia 2000 h przy temperaturze 130°C



Rys.10. Wpływ katalizatorów na napięcie przebicia dla czasu starzenia 2000 h i 5000 h przy temperaturze 130°C

Rysunek 9 pokazuje znikomy wpływ katalizatorów i papieru na wartośc napięcia przebicia dla czasu starzenia 2000 h w temperaturze 130°C. Napięcie przebicia pozostaje ciągle na poziomie 40-50 kV, gdzie wpływ papieru spowodowany rozkładem celulozy nieznacznie redukuje wartość napięcia przebicia. Wpływ katalizatorów na poziom napięcia przebicia, zobrazowany na rysunku 10, pokazuje również niewielkie zmiany dla czasów starzenia: 2000 h i 5000 h. Wartość napięcia przebicia pozostaje nadal na poziomie 45-50 kV.

Na podstawie przeprowadzonych badań można stwierdzić, że badany olej nadaje się do zastosowania w urządzeniach wysokonapięciowych. Wartość napięcia przebicia dla nowego oleju wynosi 70 kV jak i również dla zestarzonych próbek pozostaje na poziomie 40-50 kV, co spełnia wymogi stawiane w międzynarodowach normach dla olejów elektroizolacyjnych z rodziny estrów [7].

Opisane właściwości nowego oleju z rodziny estrów tj. znikomy wpływ temperatury, zawartości wody, mała lepkość wynoszaca 20 mm^2/s przy 25°C oraz odporność na procesy starzeniowe stawia badany olej w pozytywnym świetle, jako alternatywa dla stosowanego już oleju mineralnego.

W celu dokładniejszej analizy właściwości elektrycznych i dielektrycznych nowego oleju należy przeprowadzić szereg innych dodatkowych badań jak na przykład analizę DGA, właściwości impregnacyjne, itp.

LITERATURA

[1] Ciecze izolacyjne, *Total,* Rozdział XIII, 1-3
[2] Borsi H., Möglichkeiten der Diagnose von Leistungstransformatoren vor Ort, Transformer Life Menagement
[3] Cognis Synlubes, Düsseldorf, Germany
[4] IEC 60156 (VDE 0370-1): "Insulating liquids – Determination of the breakdown voltage at power frequency – Test method"
[5] IEC 61294 (VDE 0380-5): "Insulating liquids. Determination of the partial discharge inception voltage (PDIV) – Test procedure"
[6] IEEE C57-100: "IEEE Standard Test Procedure for Thermal Evaluation of Liquid-Immersed Distribution and Power Transformers"
[7] IEC 61099 (VDE 0375-1): "Specifications for unused synthetic organic esters for electrical purposes"

***Autorzy**: mgr inż. Bartłomiej Dolata, Leibniz Universität Hannover, Schering Institut, Institut für Energieversorgung und Hochspannungstechnik, Callinstr. 25A, 30167 Hannover, Deutschland, E-mail: dolata@si.uni-hannover.de*

Janusz FLESZYŃSKI[1], Zbigniew POHL[1], Stanisław RÓŻECKI[2]

Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii(1), Instytut Elektrotechniki, Oddział Wrocław(2)

O potrzebie optymalizacji kształtu i parametrów konstrukcyjnych elektroenergetycznych izolatorów kompozytowych

Streszczenie. *W artykule zwrócono uwagę na różnice w mechanizmach przeskoku zabrudzeniowego na izolatorach ceramicznych i polimerowych kompozytowych, wskazano na groźne narażenia i procesy starzeniowe izolatorów kompozytowych, przedstawiono projekt badawczy realizowany w aspekcie problemów optymalizacji kształtu i parametrów konstrukcyjnych izolatorów kompozytowych.*

Abstract*. The paper focuses attention on the differences in pollution flashover mechanisms on ceramic and polymeric composite insulators. Dangerous hazards as well as ageing processes in composite insulators were also indicated. Furthermore, a research project related to aspects of shape and structural parameters of composite insulators optimisation was introduced.* ***(On the necessity to optimise shape and structural parameters of composite insulators).***

Słowa kluczowe: izolator kompozytowy, kształt izolatora, przeskok zabrudzeniowy, proces starzeniowy.
Keywords: composite insulator, insulator shape, pollution flashover, ageing process

Wstęp

Dążenie do zastępowania ceramiki i szkła tworzywami sztucznymi w napowietrznych izolatorach wysokonapięciowych uwidoczniło się już 50 lat temu. Było to podyktowane chęcią poszerzenia możliwości konstrukcyjnych, spodziewanym zwiększeniem wytrzymałości mechanicznej, dążeniem do uproszczenia technologii i zmniejszenia kosztów produkcji izolatorów elektroenergetycznych oraz poprawy ich właściwości eksploatacyjnych. Wobec braku do dziś materiałów izolatorowych łączących w jednym tworzywie wysokie właściwości mechaniczne i elektroizolacyjne – szczególnie przy narażeniach napowietrznych – celowe okazało się opracowanie polimerowych izolatorów kompozytowych, w których żądane właściwości uzyskuje się dzięki zastosowaniu odpowiednich układów materiałowych, a nie jednolitego tworzywa [1].

W izolatorach kompozytowych dużą wytrzymałość mechaniczną zapewniają elektroizolacyjne rdzenie szkło-epoksydowe, zaś niezbędną wytrzymałość elektryczną i odporność na narażenia eksploatacyjne w warunkach napowietrznych gwarantują hermetyczne osłony rdzeni, wykonane wraz z kloszami z polimerowych materiałów elastomerowych. Niewątpliwie najlepszymi i obecnie najczęściej stosowanymi materiałami osłonowymi są kauczuki silikonowe [2, 3].

Udział izolatorów kompozytowych w ogólnej liczbie nowo instalowanych izolatorów w elektroenergetycznych liniach przesyłowych i rozdzielczych w wielu krajach na świecie ciągle wzrasta. W USA stanowi już 70 % [4]. W kraju izolatory kompozytowe są od wielu lat eksploatowane w liniach rozdzielczych, od niedawna w liniach przesyłowych 220 kV [3] i ostatnio – po raz pierwszy – w linii przesyłowej 400 kV [5] (linia Tarnów – Krosno uruchomiona w grudniu 2005 r.).

Powody stosowania izolatorów kompozytowych zamiast izolatorów tradycyjnych są różne. Zwraca się szczególną uwagę na bardzo dobre zachowanie się izolatorów kompozytowych w warunkach zabrudzeniowych, na ich dużą wytrzymałość mechaniczną oraz na mały ciężar i związaną z tym łatwość transportu i instalacji na liniach elektroenergetycznych [6]. Istotne są również względy ekonomiczne – ceny izolatorów kompozytowych są już konkurencyjne w stosunku do izolatorów porcelanowych lub szklanych [4].

W bogatej literaturze dotyczącej izolatorów kompozytowych niewiele jest informacji o wpływie kształtu i parametrów konstrukcyjnych na zachowanie się tych izolatorów w eksploatacji. Nic zatem dziwnego, że rozwiązania konstrukcyjne izolatorów kompozytowych, produkowanych przez liczne firmy na świecie, są zdeterminowane analogią do długopniowych izolatorów porcelanowych oraz względami technologicznymi związanymi z formowaniem kloszy. Tymczasem hydrofobowe właściwości kauczuków silikonowych powodują, że narażenia izolatorów kompozytowych przez deszcze, mgły i zabrudzenia wywołują inne skutki niż na hydrofilnych izolatorach ceramicznych. Dotyczy to zjawiska przeskoku zabrudzeniowego – podstawowego dla projektowania napowietrznych izolatorów wysokonapięciowych – oraz bardzo istotnych dla izolatorów kompozytowych procesów starzeniowych.

Zdaniem specjalistów problem optymalizacji kształtu i parametrów konstrukcyjnych elektroenergetycznych izolatorów kompozytowych jest bardzo ważny. Uważa się bowiem, że optymalizacja ta umożliwi lepsze wykorzystanie specyficznych właściwości izolatorowych kauczuków silikonowych [6-10]. Problem jest jednak złożony i wymaga przede wszystkim:

- poznania mechanizmów procesów starzeniowych oraz zjawisk rozwoju prądów upływu i wyładowań elektrycznych,
- uzyskania ilościowych danych doświadczalnych umożliwiających ustalenie wniosków przydatnych konstruktorom izolatorów.

Wyniki badań własnych [8, 11, 12] oraz opublikowanych ostatnio prac [9, 10] wykazują przy tym, że właściwa droga do tych celów prowadzi przez kompleksowe badania modelowych izolatorów kompozytowych.

W dalszych rozdziałach artykułu zwrócono uwagę na różnice w mechanizmach przeskoku zabrudzeniowego na izolatorach porcelanowych i kompozytowych, wskazano na procesy starzeniowe izolatorów kompozytowych rozwijające się w warunkach działania wysokiego napięcia i wody atmosferycznej (deszcz, mgła, rosa) oraz przedstawiono projekt badawczy realizowany w aspekcie celowości optymalizacji konstrukcji izolatorów kompozytowych

Mechanizmy wyładowań zabrudzeniowych na izolatorach porcelanowych i kompozytowych.

Mechanizm przeskoku zabrudzeniowego na długopniowych izolatorach porcelanowych – najbardziej zbliżonych konstrukcyjnie do kompozytowych – jest dobrze poznany [13]. Przeskok ten jest zjawiskiem rozwijającym się stosunkowo powoli, w wyniku koincydencji energetycznych procesów fizycznych, wzajemnie uzależnionych.

W mechanizmie zjawiska szczególną rolę przypisuje się: niejednorodnemu wysuszaniu zawilgoconych warstw zabrudzeniowych przez prądy upływu, zapłonom i rozwojowi poprzecznych łuków wędrujących, przejściu ze stadium łuków poprzecznych w stadium łuków podłużnych, rozwojowi łuków podłużnych aż do pełnego przeskoku elektrycznego. Opis fenomenologiczny mechanizmu znajduje wyraz w szczegółowej analizie zależności między parametrami konstrukcyjnymi izolatora a parametrami i właściwościami warstwy obcej, determinującymi z kolei postać i intensywność łuków wędrujących. Za kryterium przeskoku przyjmuje się zrównanie spadku napięcia w łuku cząstkowym ze spadkiem napięcia w warstwie zanieczyszczeń, sąsiadującej z łukiem. Wynikiem takich analiz jest sformułowanie zależności opisujących napięcie przeskoku zabrudzonych izolatorów ceramicznych. Dla długopniowych izolatorów zależność jest następująca [13]:

$$U_p = k a_u^{(1-m)} f^m \kappa^{-m} \tag{1}$$

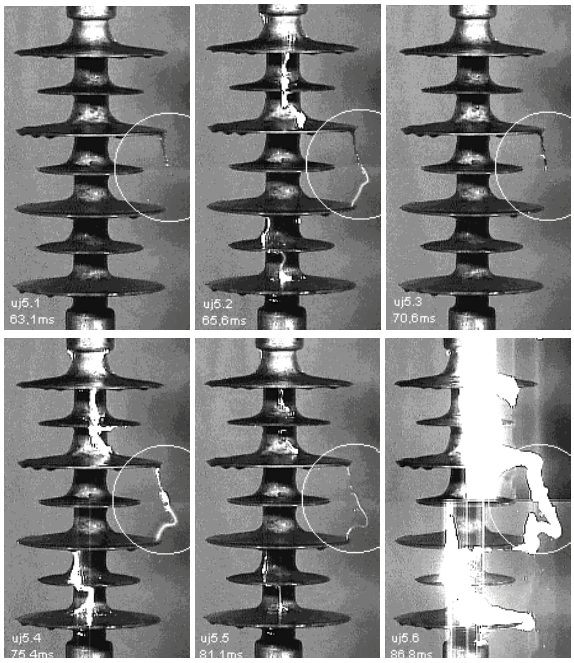
gdzie:U_p – napięcie przeskoku, w V; κ - konduktywność powierzchniowa warstwy zabrudzeń, w S; f - współczynnik kształtu izolatora; a_u - długość drogi upływu, w cm; k - stała wynosząca 6,3 do 15,0; m – stała wynosząca 0,4 do 0,5.

Z równania (1) wynika, że napięcie przeskoku zarudzeniowego na długopniowych izolatorach porcelanowych zależy głównie od długości drogi upływu (współczynnik kształtu izolatora f również od niej zależy). W praktyce projektowej nie należy jednak nazbyt przeceniać znaczenia drogi upływu. Jak wykazały bowiem systematyczne badania modelowe [13], szczególną rolę w mechanizmie przeskoku zabrudzeniowego odgrywają parametry kloszy i ich wzajemne relacje, które nie są uwzględnione w równaniu (1). Dlatego zostały opracowane wskazówki i zalecenia dla projektowania izolatorów ceramicznych, w szczególności izolatorów długopniowych. Uważa się, że dzięki systematycznym badaniom modelowych izolatorów oraz wieloletnim doświadczeniom eksploatacyjnym wskazówki i zalecenia są opracowane dobrze [13].

Mała zwilżalność powierzchni kauczuku silikonowego oraz zdolność tego materiału do hydrofobizacji zanieczyszczeń sprawia, że mechanizm przeskoku zabrudzeniowego na silikonowych izolatorach kompozytowych jest specyficzny, inny niż na hydrofilnych izolatorach ceramicznych [14, 15, 16]. Na powierzchni zabrudzonych i zawilgoconych izolatorów kompozytowych nie obserwuje się występowania wyładowań osuszających w postaci łuków wędrujących poprzecznych. Przeskok elektryczny jest poprzedzony silnymi wyładowaniami ulotowymi oraz powierzchniowymi wyładowaniami iskrowymi o małym prądzie, które niespodziewanie i dynamicznie przechodzą w wyładowania łukowe prowadzące do wyładowania zupełnego. Wydaje się, że rolę łuków wędrujących można w przypadku izolatorów kompozytowych przypisać strużkom wodnym, tworzącym się pod wpływem koncentracji kropel wody na górnych powierzchniach kloszy, co jest zdeterminowane geometrią i rozmieszczeniem kloszy oraz wzajemnym oddziaływaniem siły grawitacji i pola elektrycznego.

Przebieg zjawisk rozwoju przeskoku elektrycznego na zabrudzonym pyłami elektrownianymi i zawilgoconym silikonowym izolatorze kompozytowym, zarejestrowany cyfrową kamerą szybką, przedstawia rys. 1.

Zdjęcie 1 poprzedza zapoczątkowanie wyładowania. Na następnym zdjęciu 2 widać już wyładowanie międzykloszowe inicjowane przez krople wody oraz wyładowanie na pniu izolatora.



Rys. 1. Zjawiska rozwoju przeskoku elektrycznego na zabrudzonym pyłami i zawilgoconym izolatorze kompozytowym

Jest ważne, że pierwszym wyładowaniem jest wyładowanie międzykloszowe – pokazują to zdjęcia wykonane przy większej prędkości rejestracji. Wyładowania gasną przy przejściu napięcia przemiennego 50 Hz przez zero (zdjęcie 3) i rozwijającą się znowu w drugim półokresie napięcia (zdjęcie 4). Przy następnym przejściu napięcia przez zero świecenie kanałów wyładowczych już się utrzymuje (zdjęcie 5) i przy ponownym naroście napięcia wyładowania rozwijają się do pełnego przeskoku (zdjęcie 6). Zjawiska rozgrywają się więc dynamicznie, w ciągu jednego okresu napięcia przemiennego 50 Hz.

Przedstawiony opis fenomenologiczny rozwoju przeskoku elektrycznego skłania do wyróżnienia następujących ważnych procesów:

- tworzenie się bardzo nierównomiernych rozkładów napięcia na izolatorze i pojawianie się dużych natężeń pola elektrycznego w powietrzu między kloszami;
- inicjacja rozwoju wyładowań przez zwisające i spadające z kloszy krople wody, wzmacniające lokalnie pole elektryczne;
- zasilanie rozwijającego się układu wyładowań częściowych prądami płynącymi przez kanały wodne na powierzchni kloszy, stwarzające warunki do przejścia wyładowań z fazy strimerowej w fazę łukową.

Należy podkreślić, że mechanizm specyficznego przeskoku zabrudzeniowego na silikonowych izolatorach kompozytowych nie jest zadawalająco poznany. Nierozwiązanym również problemem jest opracowanie metodyki laboratoryjnych prób zabrudzeniowych. Celowe zatem są dalsze prace badawcze.

Narażenia i procesy starzeniowe izolatorów kompozytowych

Wadą izolatorów kompozytowych, w odniesieniu do izolatorów ceramicznych, jest mniejsza odporność na starzeniowe narażenia eksploatacyjne. Szczególnie groźne są wyładowania powierzchniowe. W przypadku osłon wykonanych z kauczuków etyleno-propylenowych wyładowania powierzchniowe powodują tworzenie się przewodzących – zwęglonych – ścieżek. Izolatorowe kauczuki silikonowe, produkowane obecnie, są odporne na

procesy zwęglania. W przypadku osłon silikonowych pod działaniem wyładowań rozwijają się procesy erozyjne [17]. Są one również bardzo niebezpieczne, gdyż prowadzić mogą do rozszczelnienia osłony, penetracji wilgoci do rdzenia szkło-epoksydowego i w konsekwencji do uszkodzenia mechanicznego lub elektrycznego izolatora.
Powstanie i rozwój wyładowań elektrycznych na silikonowych izolatorach kompozytowych wywołują procesy starzeniowe związane z działaniem wilgoci i atmosferycznych opadów wody. Scenariusz zjawisk może być następujący:

1. Deszcz, mgła lub rosa powodują powstawanie kropel wody na powierzchni osłony, zwłaszcza na górnej powierzchni kloszy;
2. Lokalne wzmocnienia natężenia pola elektrycznego przez krople wody umożliwiają rozwój wyładowań niezupełnych o charakterze ulotowym, wywołującym lokalne wzrosty zwilżalności powierzchni;
3. Równolegle z wyładowaniami niezupełnymi z kropel wody, dochodzi do interakcji wody z powierzchnią kauczuku silikonowego, której wynikiem jest reorientacja polarnych grup metylowych i dalsze zwiększenie zwilżalności powierzchniowej;
4. Izolatory poddane działaniu silnych deszczy tracą hydrofobowość w intensywnym procesie wymywania z powierzchni kauczuku silikonowego niskomolekularnych frakcji olejowych;
5. Nierównomierna utrata hydrofobowości powierzchni izolatorów, najsilniejsza na górnych powierzchniach kloszy, prowadzi do nierównomiernego rozkładu napięcia na izolatorach. Na nierównomierność rozkładu napięcia istotny wpływ mają zjawiska „mostkowania" odstępów międzykloszowych przez krople wody;
6. Postępujące procesy starzeniowe zwiększają nierównomierność rozkładu napięcia na izolatorach. Wynikiem tego są powierzchniowe wyładowania elektryczne – początkowo iskrowe słaboprądowe – i w dalszym stadium starzenia – skoncentrowane łukowe.

Wyniki naszych badań pokazują, że słaboprądowe wyładowania iskrowe powodują już erozję kauczuku silikonowego oraz tworzenie się ścieżek o zwiększonej zwilżalności, stanowiących ścieżki przepływu prądu. Ślady wyładowań iskrowych na spodnich powierzchniach kloszy są widoczne na rys. 2.



Rys. 2. Ślady wyładowań iskrowych na spodnich powierzchniach kloszy oraz erozyjne uszkodzenie osłony na pniu izolatora.

Postępujące procesy starzeniowe powodują skracanie się obszarów słabo zwilżalnych, silnie naprężanych elektrycznie. Prowadzić to może do zapalenia się krótkich łuków, mających tendencję do „kotwiczenia się" na pniu w dolnej części izolatora. Zjawisko to jest już bardzo groźne, gdyż skoncentrowany na pniu łuk elektryczny, działający silnie erodująco, powoduje głębokie uszkodzenie osłony, odsłaniające nieodporny na działanie wilgoci rdzeń szkło-epoksydowy (rys. 2).

Realizowany projekt badawczy

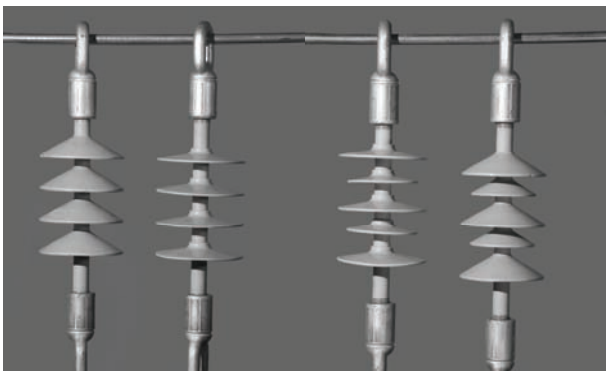
Teza badań podjętych w Laboratorium Wysokich Napięć Instytutu Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii Politechniki Wrocławskiej zakłada, że *„Lepsze wykorzystanie specyficznych właściwości silikonowych materiałów osłonowych elektroenergetycznych izolatorów kompozytowych jest możliwe poprzez optymalizację parametrów konstrukcyjnych kloszy i układów kloszowych osłon tych izolatorów".*
Dla wykazania słuszności tej tezy realizowany jest program pracy badawczej, obejmujący:

- Zaprojektowanie i wykonanie modelowych izolatorów kompozytowych;
- Wykonanie na opracowanych modelowych izolatorach badań:
  - procesów starzeniowych w warunkach symulowanych laboratoryjnie deszczy i mgieł,
  - prądów upływu i zjawisk rozwoju wyładowań w warunkach zabrudzeniowych.

Zaprojektowano 10 różnych modeli izolatorów i następnie wykonano we Wrocławskim Oddziale Instytutu Elektrotechniki 30 modelowych izolatorów, po 3 dla każdego modelu. Do wykonania wszystkich modelowych izolatorów zastosowano ten sam materiał osłonowy – kauczuk silikonowy HTV. Modele posiadają bardzo zbliżone drogi przeskoku na sucho (275-300 mm) oraz drogi prądu upływu (650-665 mm), co wynika z uwzględnienia podstawowych kryteriów klasyfikujących izolatory kompozytowe pod względem elektrycznym, zawartych w normie IEC 61466-2.
Opracowane modele można podzielić na izolatory o konwencjonalnych i niekonwencjonalnych kształtach. Modelowe izolatory konwencjonalne mają cechy izolatorów kompozytowych występujących w obrocie handlowym, a więc o układzie kloszy o jednakowej średnicy, rozmieszczonych równomiernie na całej długości pnia izolacyjnego, lub o układzie tzw. przemiennokloszowym, w którym występują na przemian klosze o dwu różnych średnicach. Zmiennymi parametrami tych modeli są:

- wysięg kloszy,
- podziałka kloszowa,
- kąt nachylenia górnej płaszczyzny kloszy.

Modele o niekonwencjonalnych kształtach posiadają układy kloszy o różnych średnicach i zmiennych podziałkach kloszowych. Wybrane modelowe izolatory pokazano dla przykładu na rysunku 3.



Rys. 3. Wybrane modelowe izolatory

Dla realizacji badań wykonano dwie wysokonapięciowe komory – deszczową i mgielną – oraz opracowano techniki

badawcze obejmujące: wspomagane komputerowo rejestracje prądów upływu, rejestracje oscylograficzne przebiegów prądu upływu i impulsów wyładowań elektrycznych, rejestracje zjawisk kamerami cyfrowymi, badania hydrofobowościi powierzchni izolatorów, pomiary napięć przeskoku.

Opublikowane niedawno prace, wykonane z punktu widzenia problematyki optymalizacji kształtu i parametrów konstrukcyjnych izolatorów kompozytowych, dotyczyły badań modelowych izolatorów w warunkach słonej mgły [9,10]. Realizowany projekt badawczy jest szerszy, zarówno pod względem różnorodności modeli jak i stosowanych narażeń – nie tylko mgielnych lecz i deszczowych. Uzyskane już wyniki badań są przedstawione w artykułach [11,12]. Wyniki te, mimo że mają charakter wstępny, wskazują na słuszność tezy projektu badawczego. Spodziewamy się w dalszych badaniach pełniejszego potwierdzenia słuszności tezy oraz uzyskania wniosków interesujących dla konstruktorów izolatorów kompozytowych.

Artykuł opracowano w ramach projektu badawczego nr 3 T10B 097 28 pt. „Badania elektroenergetycznych izolatorów kompozytowych w aspekcie optymalizacji ich kształtu i parametrów konstrukcyjnych", finansowanego przez Departament Badań Naukowych Ministerstwa Nauki i Informatyzacji.

LITERATURA

[1] Hall J.F., History and bibliography of polymeric insulators for outdoor applications*, IEEE Trans. on Power Delivery,* (1993), Vol. 8, No. 1, 376-385

[2] Hackam R., Outdoor HV composite polimeric insulators, *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*, (1999), Vol. 6, No. 5, 557-585

[3] Fleszyński J., Elektroenergetyczne izolatory kompozytowe, *Przegląd Elektrotechniczny*, (2001), nr 2, 29-33

[4] Gubański S.M., Światowe doświadczenia z izolatorami kompozytowymi w napowietrznych liniach wysokich napięć, *Energetyka,* (2003), zeszyt tematyczny I/2003, 52-55

[5] Strużewska E., Podhajecki H., Projektowanie i budowa linii elektroenergetycznej 400 kV Tarnów – Krosno w kontekście wymagań nowej normy PN-EN 50341-1, *Przegląd Elektrotechniczny*, Konferencje, (2005), nr 1, 257-260

[6] Gorur R.S., The shape aspect of composite polymer insulators, *Insulator News and Market Report*, July/August (2001), Vol. 9, No. 4, 54-58

[7] Gubański S.M., From the research view – Geometric design in composite insulator performance, Insulator News and Market Report, 64 (2004), Vol. 12, No. 2, 14

[8] Fleszyński J., Pohl Z., Tymań A., Wieczorek K., Aktualna problematyka badawcza polimerowych izolatorów kompozytowych, *Przegląd Elektrotechniczny,* Konferencje, (2005), nr 1, 78-81

[9] El-Hag A.H., Jayaran S.H., Cherney E.A., Influence of shed parameters on the aging performance of silicone rubber insulators in salt-fog, *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation,* (2003), Vol. 10, No. 4, 655-664

[10] Marungsri B., Shinokubo H., Matsuoka R., Effect of specimen configuration on deterioration of silicone rubber for polymer insulators in salt fog ageing test, *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation,* (2006), vol. 13, No. 1, 129-138

[11] Bretuj W., Fleszyński J., Wieczorek K., Procesy degradacji izolatorów kompozytowych pod działaniem opadów deszczowych, *Przegląd Elektrotechniczny,* Konferencje, (2006), Sympozjum Inżynieria Wysokich Napięć – IW 2006

[12] Bretuj W., Fleszyński J., Wieczorek K., Laboratoryjne badania starzeniowe izolatorów kompozytowych w warunkach mgielnych, *Przegląd Elektrotechniczny,* Konferencje, (2006), Sympozjum Inżynieria Wysokich Napięć – IW 2006

[13] Pohl Z. (red.), Napowietrzna izolacja wysokonapięciowa w elektroenergetyce, *Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej ,* Wrocław 2003

[14] De La O.A., Gorur R.S., Flashover of contaminated non-ceramic outdoor insulators in a wet atmosphere, *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation,* (1998), Vol. 5, No. 6, 814-823

[15] Karady G.G., Flashover mechanism of non-ceramic insulators, *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation,* (1999), Vol. 6, No. 5, 718-723

[16] Fleszyński J., Sojda E., Żyłka P., Flashover performance of artificially contaminated silicone rubber composite insulators, *Przegląd Elektrotechniczny,* (2001), zeszyt specjalny, APTADM 2001, 100-103

[17] Fleszyński J., Lisowski M., Adamowska M., Świerzyna Z., Resistance to tracking and erosion of silicone elastomers used in composite insulators, *Przegląd Elektrotechniczny,* (2001), zeszyt specjalny, APTADM 2001, 225-228

***Autorzy**: Autorzy: prof. dr hab. inż. Janusz Fleszyński, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, Zakład Wysokich Napięć, Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: janusz.fleszynski@pwr.wroc.pl ; prof. dr hab. inż. Zbigniew Pohl, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, Zakład Wysokich Napięć, Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław; mgr inż. Stanisław Różecki, Instytut Elektrotechniki, Oddział Materiałoznawstwa Elektrycznego i Elektrotechnologii, Wrocław, ul. M. Curie Skłodowskiej 61/63.*

Barbara FLORKOWSKA, Wiesław NOWAK, Andrzej JACKOWICZ-KORCZYŃSKI, Mieczysław TIMLER

Akademia Górniczo-Hutnicza, Katedra Elektroenergetyki

Modelowanie pola elektrycznego i magnetycznego w warunkach prac pod napięciem

Streszczenie. *Artykuł dotyczy problemów modelowania rozkładu pola elektrycznego i magnetycznego w linii przesyłowej wysokiego napięcia w warunkach prac pod napięciem, w szczególności jego deformacji przez człowieka wykonującego te prace oraz deformacji przez pojazdy specjalistyczne. Zastosowano model człowieka w postaci elipsoidy obrotowej i założono współczynniki ekranowania dla pola elektrycznego. Przedstawiono model prądów indukowanych w ciele człowieka w polu magnetycznym.*

Abstract*. This article refers to the problems of modeling of electric and magnetic fields during the live line working in OHTL. For electric field, deformation of its distribution by safety clothes with shielding factor defined was considered. The density of the current induced in human body in magnetic field was calculated. Influence of working tools, work platforms was also taken into account. (**The modeling of electric and magnetic fields in live line working**).*

Słowa kluczowe: prace pod napięciem, pole elektromagnetyczne, ekspozycja zawodowa.
Keywords: live line working, electromagnetic fields, technical personnel exposition

Wstęp

Czynności eksploatacyjne przy urządzeniach i instalacjach elektroenergetycznych, w zależności od zastosowanej metody oraz sposobów zapewnienia bezpieczeństwa ich wykonywania, dzielą się na: realizowane przy całkowitym wyłączeniu napięcia, z pewnej odległości oraz przy napięciu załączonym. Te ostatnie (tak zwane bezwyłączeniowe techniki utrzymania urządzeń w elektroenergetyce) obejmują prace eksploatacyjne na czynnych sieciach przesyłowych, w tym prace pod napięciem (PPN), w ramach których wykonywane są prace konserwacyjne, remontowe, montażowe i pomiarowe.

Problematyka wdrażania PPN dotyczy aspektów technicznych i ekonomicznych, a także identyfikacji zagrożeń w środowisku pracy, oceny ryzyka, zasad i metod ochrony przed zagrożeniami, w tym również wynikającymi z oddziaływania pola elektromagnetycznego. Problematyka pola elektromagnetycznego ze względu na warunki ekspozycji zawodowej podczas PPN oraz rozwijane technologie tych prac, jest ciągle aktualna i rozwijana. Dotyczy między innymi modelowania rozkładu pola elektrycznego i magnetycznego w otoczeniu obiektów elektroenergetycznych, metod eliminowania zagrożeń oraz oceny skuteczności ekranowania w przypadku pola elektrycznego.

Pola elektryczne i magnetyczne o częstotliwości sieciowej

Ocena pola elektromagnetycznego w otoczeniu obiektów elektroenergetycznych jest prowadzona w oparciu o rozłączne analizy pola elektrycznego i pola magnetycznego z uwzględnieniem polaryzacji eliptycznej obydwu składowych [1, 2]. Cechą charakterystyczną pola elektromagnetycznego o częstotliwości sieciowej jest bowiem możliwość oddzielnego rozpatrywania składowej elektrycznej i składowej magnetycznej, a w dalszej konsekwencji wykorzystanie do opisu pola elektrycznego i magnetycznego praw elektrostatyki oraz magnetostatyki.

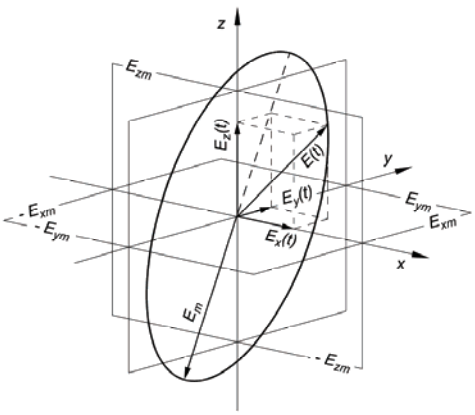
Przy powyższym założeniu, w przyjętym układzie współrzędnych 0*xyz* w otoczeniu obiektu elektroenergetycznego, wektor natężenia pola elektrycznego posiada trzy składowe, które jako funkcje czasu można wyrazić zależnościami:

$$\begin{cases} E_x(t) = E_{xm}\sin(\omega t + \varphi_x) \\ E_y(t) = E_{ym}\sin(\omega t + \varphi_y) \\ E_z(t) = E_{zm}\sin(\omega t + \varphi_z) \end{cases} \tag{1}$$

gdzie E_{xm}, E_{ym}, E_{zm} są amplitudami wektorów składowych, natomiast φ_x, φ_y, φ_z ich fazami. Wektor wypadkowy w danym punkcie przestrzeni opisuje więc elipsę, a tym samym pole elektryczne ma polaryzację eliptyczną (rys. 1). Wartość chwilową wektora wypadkowego określa zależność:

$$E(t) = \sqrt{E_x^2(t) + E_y^2(t) + E_z^2(t)} \tag{2}$$

Największa wartość E_m wektora wypadkowego stanowi połowę długości osi wielkiej elipsy. Należy zaznaczyć, że eliptyczna polaryzacja pola elektrycznego nie pozwala posługiwać się amplitudą i fazą wektora wypadkowego, pojęcia te dotyczą bowiem tylko jego składowych.



Rys. 1. Polaryzacja eliptyczna pola elektrycznego

Również w przypadku pola magnetycznego składowe wektora są funkcjami harmonicznymi:

$$\begin{cases} H_x(t) = H_{xm}\sin(\omega t + \psi_x) \\ H_y(t) = H_{ym}\sin(\omega t + \psi_y) \\ H_z(t) = H_{zm}\sin(\omega t + \psi_z) \end{cases} \tag{3}$$

a więc pole magnetyczne również charakteryzuje się polaryzacją eliptyczną. Wartość chwilową wektora wypadkowego określa zależność:

$$H(t) = \sqrt{H_x^2(t) + H_y^2(t) + H_z^2(t)} \tag{4}$$

Identyfikacja rozkładu pola elektrycznego i magnetycznego pod liniami przesyłowymi wysokich napięć

Obecnie wyznaczanie rozkładu pola elektrycznego i magnetycznego realizowane jest w oparciu o metody numeryczne i odpowiednie programy komputerowe. Metody te, polegające na aproksymacji rozwiązania równania Laplace'a bądź Poissona w oparciu o metodę residuów ważonych lub wariacyjną, umożliwiają dzięki rozwojowi technik informatycznych identyfikację pola elektrycznego w przestrzeni trójwymiarowej dla układów o znacznym stopniu komplikacji. Możliwe przy tym staje się przyjęcie mniejszej liczby założeń upraszczających, na przykład co do zwisu przewodów między przęsłami, wpływu słupów, profilu powierzchni ziemi, obecności człowieka, budynków itp.

W komputerowej analizie pola elektrycznego zastosowanie znajdują zarówno metody brzegowe (np. metoda ładunków symulowanych czy elementów brzegowych), jak i metody skończone (np. metoda różnic skończonych czy elementów skończonych).

Metoda ładunków symulowanych, podobnie jak i inne metody brzegowe, jest szczególnie użyteczna dla analizy pola elektrycznego w obszarach nieograniczonych. Rzeczywisty rozkład ładunków na powierzchniach przewodników o znanych wartościach potencjałów, jest zastępowany zbiorem ładunków fikcyjnych (symulowanych) tak, aby ich pole elektryczne było zbliżone do pola ładunków rzeczywistych. Jako ładunki symulowane przyjmuje się proste pod względem geometrycznym formy, takie jak: ładunki punktowe, ładunki liniowe rozłożone równomiernie na liniach prostych i pierścieniach oraz ich odcinkach, ładunki powierzchniowe rozłożone równomiernie na krzywoliniowych elementach trójkątnych i prostokątnych. Umożliwiają one modelowanie np. różnych elementów stacji, takich jak oszynowanie, konstrukcje wsporcze, kadzie transformatorów itp. Jednak stosowanie tej metody w środowiskach o różnych parametrach materiałowych oraz w środowiskach anizotropowych i nieliniowych wymaga specjalnych procedur, co znacznie komplikuje proces identyfikacji pola elektrycznego.

Zastosowanie metody elementów skończonych (MES) pozwala efektywnie uwzględniać warunki brzegowe, niejednorodność, anizotropię i nieliniowość parametrów środowiskowych rozważanego obszaru. Współczesne pakiety MES (np. ANSYS) pozwalają także na analizę w obszarach nieograniczonych oferując specjalne elementy z tzw. "procedurami brzegowymi" i/lub z zastosowaniem hybrydowych wirtualnych ładunków umieszczonych w obszarze analizy i poza nim. Z uwagi na geometrię obszaru, nierzadko trudną do odwzorowania metodami całkowymi, aplikacja MES do identyfikacji pól elektrycznych wydaje się obecnie najbardziej efektywna.

Kluczowym zagadnieniem w MES jest przygotowanie geometrii analizowanego układu i podział tego obszaru na odpowiednie elementy. W większości przypadków analiza dotyczy konkretnych konfiguracji (np. linia elektroenergetyczna, budynek, profil terenu), konieczne jest zatem przygotowanie trójwymiarowego modelu geometrycznego obszaru z uwzględnieniem geometrii linii, słupów, budynków oraz rzeźby terenu. Większość pakietów MES umożliwia przygotowanie geometrii w oparciu o proste figury 3D (tzw. prymitywy) oraz transformacje i operacje algebry Boole'a. Z uwagi na popularność analizy MES w zagadnieniach wytrzymałościowych istnieje również często możliwość przygotowania geometrii w programach typu CAD (AutoCAD, CATIA, itp.). Ułatwia to znacznie proces przygotowania modelu. Należy przy tym pamiętać, że mimo gwałtownego rozwoju technik obliczeniowych oraz zasobów obliczeniowych model zawsze stanowi swego rodzaju kompromis między dokładnością odwzorowania a możliwościami obliczeniowymi stacji lub serwera prowadzącego symulacje.

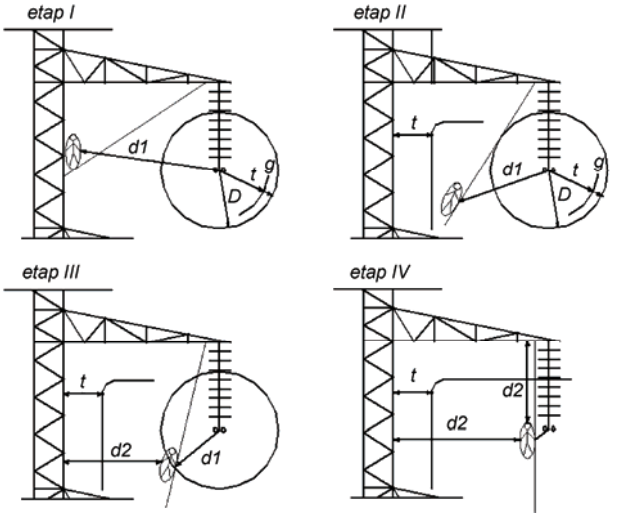
Do obliczeń rozkładu pola elektrycznego i magnetycznego wykorzystano metodę elementów skończonych MES [3]. W analizie zastosowano zespolony potencjał elektryczny dla pola elektrycznego i zespolony wektorowy potencjał magnetyczny dla pola magnetycznego. Uwzględniono również eliptyczną polaryzację wektorów pola elektrycznego i magnetycznego oraz przyjęto, że środowisko analizy ma liniowe własności elektryczne i magnetyczne. Zastosowana metoda pozwala na zobrazowanie deformacji pola elektromagnetycznego w kolejnych etapach ruchu pracownika w czasie PPN.

Modelowanie rozkładu pola elektrycznego w PPN

Technologie PPN opisując procedury robocze odpowiednie dla każdego poziomu napięcia, podają sposoby transportu pracownika z powierzchni ziemi do strefy prac pod napięciem. Z punktu widzenia ekspozycji zawodowej w polu elektromagnetycznym jest to problem kształtowania warunków pracy w oparciu o ustalone wartości najwyższych dopuszczalnych natężeń pól z uwzględnieniem dopuszczalnego czasu ekspozycji [4, 5].

W aspekcie modelowania przestrzennego rozkładu pola elektrycznego i magnetycznego w warunkach PPN jest to równocześnie problem deformacji pola po wprowadzeniu człowieka do przestrzeni pod linią przesyłową wysokiego napięcia, z uwzględnieniem etapów jego transportu z potencjału ziemi, poprzez potencjał nieustalony, na potencjał przewodu fazowego. Przykładową procedurę transportu pracownika na potencjał fazy linii 400 kV przedstawia rysunek 2. Obejmuje ona cztery wybrane etapy [6]:

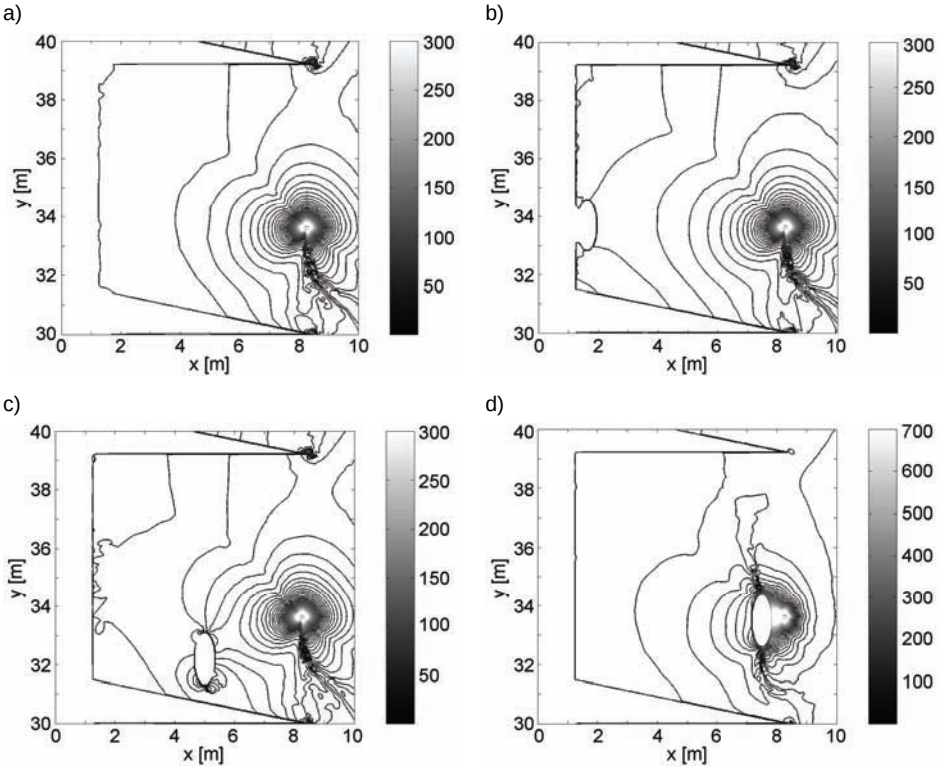
I – kontakt pracownika z konstrukcją słupa,
II – przebywanie pracownika na nieustalonym potencjale,
III – przebywanie pracownika w odległości minimalnego zbliżenia do przewodu fazowego,
IV – pracę w bezpośrednim otoczeniu przewodu fazowego.



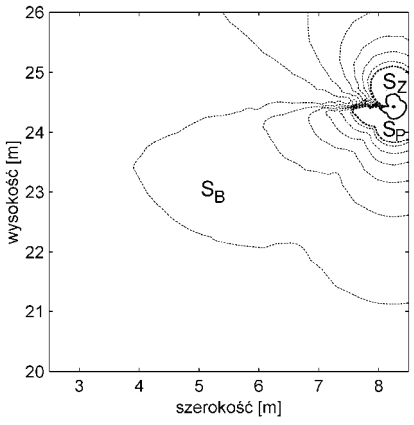
Rys. 2. Etapy zbliżania się pracownika do potencjału przewodu fazowego: *t* – strefa zagrożenia, *g* – strefa ochronna, *D* – odległość minimalnego zbliżenia, *d1* – odległość od przewodu, *d2* – odległość od konstrukcji

Wykonano obliczenia rozkładu pola elektrycznego i magnetycznego w obszarach ruchu pracownika wyposażonego w ekranowaną odzież ochronną o współczynniku ekranowania 98,5%, przyjmując że prędkość ruchu pracownika z konstrukcji słupa do przewodu fazowego wynosi 20 cm/s. Źródłem pola elektromagnetycznego jest dwutorowa linia napowietrzna o napięciu znamionowym 400 kV na słupie przelotowym typu Z52P, obciążona symetrycznie w dwóch torach prądami fazowymi 1000A.

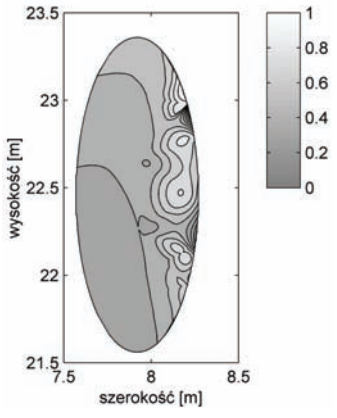
Deformację rozkładu pola elektrycznego w etapach I-IV przedstawiają obrazy na rysunku 3, zawierające izolinie natężenia pola elektrycznego. Rozkład pola magnetycznego nie ulega zniekształceniu, a wartość natężenia pola magnetycznego zwiększa się w miarę przybliżania się pracownika do źródła pola, jakie stanowi przewód fazowy. Obraz pola magnetycznego w otoczeniu przewodu fazowego przedstawia rysunek nr 4.



Rys. 3. Obrazy pola elektrycznego w etapach I – IV: a) pole niezakłócone, izolinie co 5 kV/m, b) etap I, izolinie co 5 kV/m, c) etap II, izolinie co 5 kV/m, d) etap IV, izolinie co 20 kV/m



Rys. 4. Obraz pola magnetycznego w otoczeniu przewodu fazowego, izolinie co 10 A/m



Rys. 5. Ekspozycja w ekranowanej elipsoidzie (etap IV), izolinie co 0,1 kV/m

Modelowanie ekspozycji człowieka w warunkach PPN

Pole elektryczne

Dla uwzględnienia wpływu człowieka w odzieży ochronnej na rozkład pola elektrycznego, przyjęto model opisany elipsoidą obrotową o wymiarach osi 1,8 m i 0,7 m. W przypadku zastosowanej metody uwzględnienie w obliczeniach odzieży ochronnej możliwe jest w dwojaki sposób. Pierwszy polega na zastosowaniu warunku brzegowego, umożliwiającego ustalenie potencjału elipsoidy, co pozwala poprawnie określić deformację pola wywołaną obecnością człowieka. Drugi sposób umożliwia ocenę ekspozycji człowieka na pole elektryczne w odzieży ochronnej, której współczynnik ekranowania jest mniejszy od 100%. W praktyce, w zależności od wykonania współczynnik ekranowania waha się w granicach 98,5%-99,9% [7, 8]. Metoda ta wykorzystuje zastosowanie warunku brzegowego drugiego rodzaju oraz wartości przenikalności elektrycznej względnej ε_r. Dla odzieży o współczynniku ekranowania 98,5% wartość ε_r elipsoidy powinna wynosić 66,7, a dla odzieży o współczynniku ekranowania 99,9% wartość ε_r = 1000.

Identyfikacja rozkładu natężenia pola elektrycznego wewnątrz elipsoidy (rys. 5), pozwala na określenie ekspozycji człowieka w odzieży ochronnej, szczególnie w etapie IV. W etapie IV ekspozycja człowieka na pole elektryczne – mimo dużych wartości natężenia pola elektrycznego zewnętrznego – jest niewielka. Największe natężenie pola elektrycznego występuje w okolicy głowy i wynosi około 1 kV/m w przypadku odzieży o współczynniku ekranowania 98,5%. Wskazuje to na ekspozycję człowieka w odzieży ochronnej w strefie bezpiecznej pola elektrycznego.

Pole magnetyczne

Podstawowe zalecenia dotyczące obliczeń gęstości prądu i wewnętrznego pola elektrycznego indukowanego w ciele człowieka w warunkach ekspozycji w polu elektrycznym i magnetycznym małych i średnich częstotliwości zawarte są w normie PN-EN62226:2005 [9].

Dla modelowania rozkładu prądów wirowych w polu magnetycznym, które indukowane są w ciele człowieka należy uwzględnić, że:

— zmienne pole magnetyczne jest źródłem wirowego pola elektrycznego, zgodnie z prawem Maxwella:

$$\text{rot}\,\vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{5}$$

— w środowiskach przewodzących pole to jest źródłem prądów wirowych o gęstości zgodnie z prawem Kirchoffa:

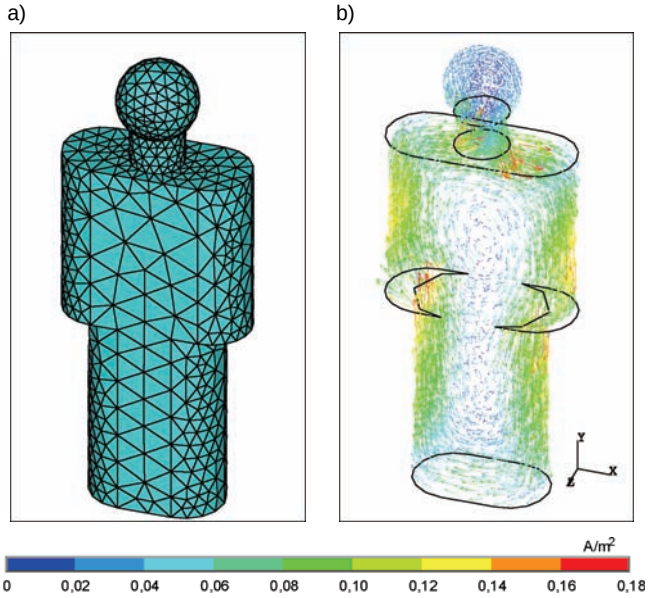
$$\vec{j} = \gamma\,\vec{E} \tag{6}$$

— moc cieplna wydzielana wewnątrz ciała człowieka przez prądy wirowe wynosi:

$$P = \int_{\Omega} \gamma\; j_{sk}{}^2\; \mathrm{d}\Omega \tag{7}$$

Model przyjęty do obliczeń może posiadać geometrię zbliżoną do modelu stosowanego w analizach pola ele-

ktrycznego. Obok geometrii modelu istotne są założenia dotyczące jego parametrów elektrycznych, w szczególności rezystywności elektrycznej. W analizie przyjęto jednorodny model człowieka o rezystywności 3 Ωm [9]. Model geometryczny stanowił dość dobre przybliżenie kształtu człowieka (rys. 6a). Do obliczeń przyjęto jednorodne pole magnetyczne o indukcji 5 mT.



Rys. 6. Model człowieka a) i rozkład gęstości prądów wirowych b) w zmiennym polu magnetycznym

Podstawą doboru dopuszczalnych wartości natężenia pola elektromagnetycznego jest wartość skuteczna gęstości prądu indukowanego przez składowe elektryczną i magnetyczną pola elektromagnetycznego 50 Hz. W związku z niejednorodnością pola prądów indukowanych stosowane kryteria obejmują najczęściej wartości skuteczne uśrednione dla jednostki powierzchni w przekrojach poprzecznych.

W przedstawionym przypadku, w zmiennym polu magnetycznym o indukcji 5 mT wyznaczona moc cieplna w ciele człowieka wynosi 1,7 mW. Największe wartości gęstości prądów wirowych w polu magnetycznym o kierunku osi z (rys. 6b), występują w środkowej części ramion i nóg, a także przy barkach oraz na wysokości bioder.

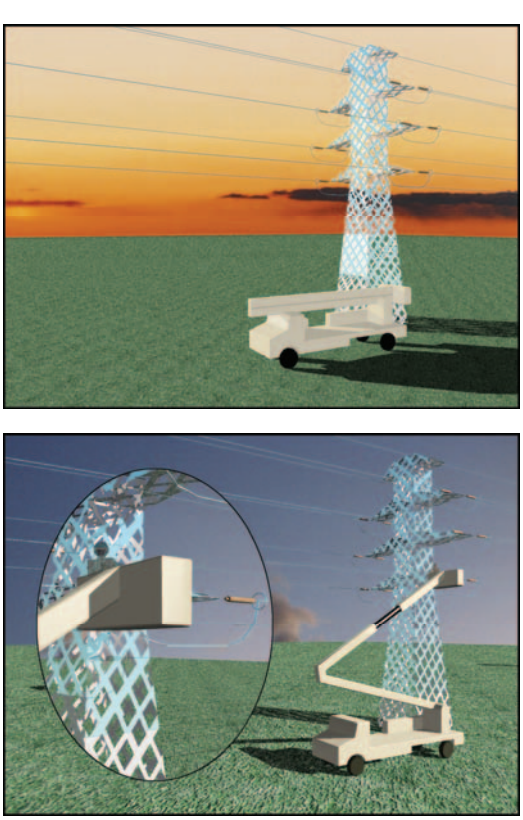
Zastosowanie pojazdów specjalistycznych w PPN

W grupie zagadnień technicznych w PPN należy wymienić techniki bocznikowania dla utrzymania urządzeń w ruchu, a także różne metody odizolowania pracownika od potencjałów jego otoczenia, w tym specjalistyczne pojazdy, podnośniki itp. Odrębna grupa zagadnień dotyczy dynamicznie rozwijającej się robotyzacji prac sieciowych w energetyce zawodowej [10]. Dla analizy rozkładu pola elektrycznego z użyciem specjalistycznego sprzętu przyjęto pojazd wyposażony w wysięgnik z koszem aluminiowym (rys. 7). Wysięgnik ten zawiera dwa nośne elementy izolacyjne w każdym ze wsporników w postaci rur wykonanych z materiałów polimerowych. Elementy te są połączone z metalowymi ramionami specjalnym łączem umożliwiającym teleskopową regulację długości części izolacyjnych. Przy pracach prowadzonych na liniach WN, dolny element izolacyjny, zgodnie z wytycznymi procedury PPN pozostaje zwarty. Izolacja polimerowa w górnym wsporniku umożliwia pracę na elementach o napięciu do 500 kV [11].

W analizie przyjęto trzy etapy procedury, pozwalające na określenie deformacji obrazów pola elektrycznego przy prowadzeniu PPN tą techniką. *Etap pierwszy* to postój pojazdu ze złożonym wysięgnikiem pod linią WN – poprzedza on wykonywanie prac z kosza wysięgnika (rys. 7a). *Etap drugi* dotyczy chwili poprzedzającej ekwipotencjalizację personelu wykonującego PPN, co pociąga jednocześnie za sobą ekwipotencjalizację przewodzącej górnej części wysięgnika wraz z koszem (rys. 7b). Czarnym kolorem oznaczono teleskopową cześć izolacyjną wspornika. W *etapie trzecim* (po ekwipotencjalizacji), wykonywane są właściwe prace pod napięciem metodą „na potencjale".

W analizie wyodrębnione zostały strefy narażeń elektrycznych w powyższej procedurze (tab. 1):

A – górna krawędź złożonego wysięgnika w przedniej części (przy zawiasie),
B – górne krawędzie kosza aluminiowego,
C – strefa łącza potrójnego *dolnej części wysięgnika* i teleskopowego modułu izolacyjnego,
D – strefa łącza potrójnego *górnej części wysięgnika* i teleskopowego modułu izolacyjnego,
E – okolice *głowy pracownika* w koszu aluminiowym,
F – *ręce pracownika* w kierunku przewodu fazowego.

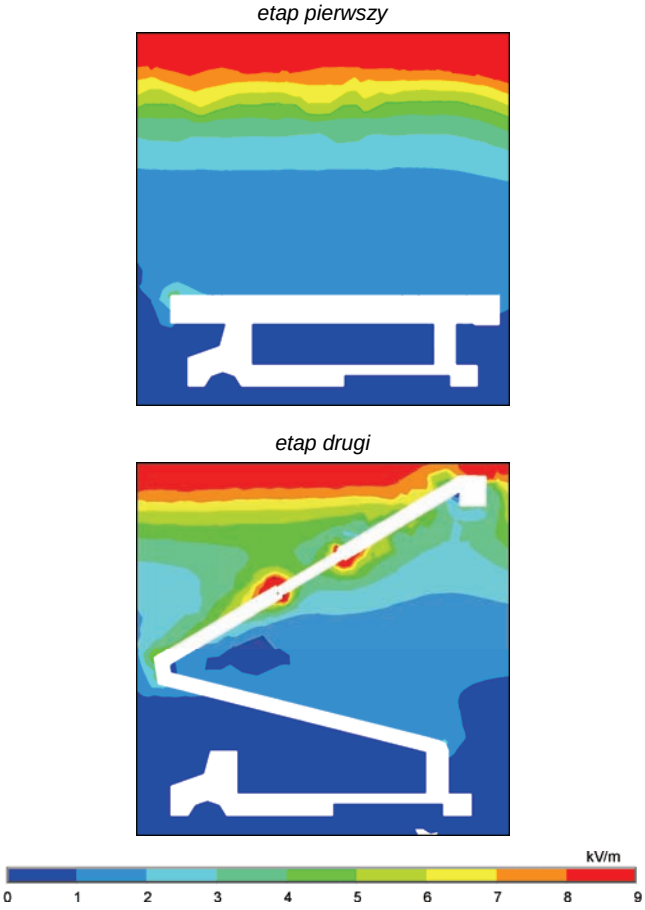


Rys. 7. Pojazd specjalistyczny w PPN; etapy pracy a) etap pierwszy, b) etapy drugi i trzeci

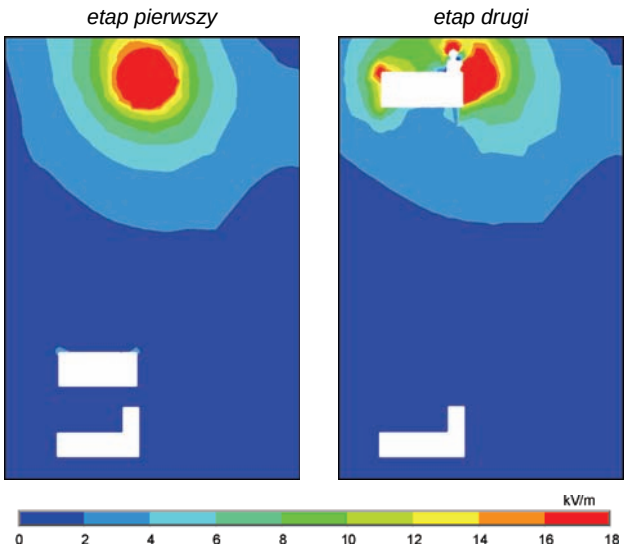
Tabela 1. Pole elektryczne (PPN z wysięgnika) w kV/m

Strefy	Etapy		
	pierwszy	*drugi*	*trzeci*
A	2,56	–	–
B	2,7	36,3	150,1
C	–	13,5	20,4
D	–	9,7	62,3
E	–	19,3	172,4
F	–	53,4	163,1

Modelowanie pola elektrycznego (rys. 8 i 9) z uwzględnieniem deformacji pola wywołanej pojazdem specjalistycznym oraz obecnością ludzi wyposażonych w odzież ochronną jest zadaniem skomplikowanym. Wymaga przygotowania złożonego geometrycznie modelu, którego dyskretyzacja wymaga znacznych komputerowych zasobów obliczeniowych.



Rys. 8. Rozkład pola elektrycznego w PPN z pojazdem specjalistycznym (przekroje podłużne)



Rys. 9. Rozkład pola elektrycznego w PPN z pojazdem specjalistycznym (przekroje poprzeczne)

Zakończenie

W artykule zaprezentowano wybrane zagadnienia modelowania numerycznego pola elektrycznego i magnetycznego. Należy podkreślić istotny postęp w tej dziedzinie, jaki nastąpił w ostatnich latach, w wyniku tworzenia specjalistycznych programów komputerowych.

Przedstawione obrazy pól wskazują na obszary, w których deformacja rozkładu pola elektromagnetycznego przez obiekty zewnętrzne może oznaczać występowanie narażeń elektrycznych i magnetycznych o zwiększonej intensywności. Dalszy kierunek prac w omawianym zakresie dotyczy obliczeń z uwzględnieniem obiektów niejednorodnych i anizotropowych w polu magnetycznym.

Wprowadzenie pojazdów specjalistycznych oraz robotyzacja prac pod napięciem spowodują zmniejszenie ich uciążliwości i zagrożeń a także skrócenie czasu pracy na czynnych urządzeniach w elektroenergetyce. Ten kierunek PPN jest intensywnie rozwijany w USA i w niektórych krajach Europy [4].

LITERATURA

[1] Florkowska B., Furgał J., Nowak W., Włodek R.,, Analiza stanu elektrycznego przestrzeni w otoczeniu linii przesyłowych wysokiego napięcia, *Archiwum Elektrotechniki*, t.XLIII, Z.1, 1994, 87-99

[2] Nowak W., Włodek R., *Pole elektromagnetyczne w otoczeniu linii – modelowanie i pomiary* w „Inżynieria wysokich napięć w elektroenergetyce", tom I, praca zbiorowa pod red. H. Mościckiej–Grzesiak. Wyd. Politechniki Poznańskiej 1996, 86-104

[3] Zhou P., *Numerical Analysis of Electromagnetic Fields*, EESES, 1993, 73-123

[4] Groszko M., Ocena higieniczna pól elektromagnetycznych 50 Hz w energetyce i ekspozycji obsługi w świetle kryteriów najwyższych dopuszczalnych natężeń, *Elektroenergetyka*, 2001 (46) – (49), 624-627

[5] Florkowska B., Jackowicz – Korczyński A., Analiza ekspozycji zawodowej na pole elektromagnetyczne w pracach pod napięciem, *Przegląd Elektrotechniczny*, seria Konferencje 1'2003, 66-69

[6] Florkowska B., Jackowicz – Korczyński A., Timler M., Modelowanie pola elektrycznego i magnetycznego w liniach napowietrznych wysokiego napięcia w warunkach prac pod napięciem, *VIII Konferencja Prace pod Napięciem w Sięciach NN, Sn i WN w Polsce i na świecie*, PTPiREE, Kraków, 2004, 61-67

[7] ESMOL Subcommittee 15.07, Safety Consideration When Placing a Person With Tolls in an Air Gap to Change Porcelain and Glass Insulators on Transmission Systems of 345 kV and Above, Using Ladder, and Serial Lift Methods, *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 17, No. 3, July 2002

[8] Florkowska B., Jackowicz – Korczyński A., Modelowanie narażeń od pól elektrycznych i magnetycznych w warunkach prac pod napięciem, *Energetyka*, Zeszyt Tematyczny 1/2003, 27-29

[9] PN-EN 62226-1 Ekspozycja w polach elektrycznych małych i średnich częstotliwości. Metody obliczeń gęstości prądu i wewnętrznego pola elektrycznego indukowanego w ciele człowieka

[10] Dudek B., Robotyzacja wkracza do polskiej energetyki *PSE S.A., Biuletyn Miesięczny*, 4/2006, 15-22

[11] ALTEC HiLine, LLC, AH Series Telescopic/Articulating Material Handlers, 2003 (materiały producenta)

***Autorzy**: prof. dr hab. inż. Barbara Florkowska, AGH, Katedra Elektroenergetyki, Al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, E-mail: beflor@agh.edu.pl; dr inż. Wiesław Nowak, AGH, Katedra Elektroenergetyki, Al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, E-mail: wiesio@agh.edu.pl; dr inż. Andrzej Jackowicz-Korczyński, AGH, Katedra Elektroenergetyki, Al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, E-mail: ajk@agh.edu.pl; mgr inż. Mieczysław Timler, AGH, Katedra Elektroenergetyki, Al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, E-mail: mtimler@agh.edu.pl*

Jarosław GIELNIAK[1], Andrzej GRACZKOWSKI[1], Hubert MORAŃDA[1], Krzysztof WALCZAK[1], Marek OSSOWSKI[1], Jarosław SZYMAŃSKI[1], Piotr PRZYBYŁEK[1], Bolesław BRÓDKA[1], Hanna MOŚCICKA-GRZESIAK[1], Lech TATARSKI[2], Narcyz BANDOSZ[2]

Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki (1), Polskie Sieci Energetyczne Zachód (2)

Ocena zawilgocenia izolacji transformatorów energetycznych

Streszczenie. W artykule przedstawiono doświadczenia zebrane podczas trzyletniej pracy zespołu autorów biorących udział w międzynarodowym projekcie badawczym REDIATOOL. Projekt ten dotyczył niezawodnej diagnostyki stanu izolacji transformatorów energetycznych. W czasie trwania projektu zbadano ponad siedemdziesiąt jednostek różnych typów oceniając stopień zawilgocenia izolacji. Autorzy odnieśli się również do kwestii poprawności użytych metod badawczych (RVM, FDS) oraz zaproponowali bardziej wiarygodne metody analizy wyników pomiarów.

Abstract*. The article presents experiences collected in period of 3 years in international project REDIATOOL. The project concerns reliable diagnostics of power transformer insulation system. Over seventy transformers of different type were investigated during project execution. The authors refer to correctness of used methods (RVM, FDS), additionally authors proposed more reliable methods of analysis of obtained results.*
(The assessment of moisture content of power transformers insulation)

Słowa kluczowe: transformator energetyczny, zawilgocenie izolacji, spektroskopia dielektryczna.
Keywords: power transformer, moisture, dielectric spectroscopy.

Wstęp

Metody wykorzystywane do oceny stanu zawilgocenia izolacji typu papier-olej oparte na analizie zjawiska polaryzacji znane są na świecie, zarówno w środowisku naukowym jak i energetyce zawodowej, od kilkunastu lat. Jednakże brak wiedzy na temat zjawisk zachodzących w skomplikowanych układach izolacyjnych (takich jak izolacja transformatora) oraz brak doświadczeń w stosowaniu metod polaryzacyjnych uniemożliwiał szerokie rozpropagowanie i używanie tych metod. Środowiska naukowe podjęły trud zebrania niezbędnych wiadomości, zdobycia doświadczeń pomiarowych oraz Rozpowszechniania wiedzy z omawianej dziedziny. Kompleksową próbę oceny wiarygodności metod polaryzacyjnych oraz ich udoskonalenia podjął cztery lata temu międzynarodowy zespół, w skład którego wchodzili zarówno naukowcy jak i przedstawiciele przemysłu z Polski, Niemiec i Szwecji. Tak szeroko zakrojoną współpracę umożliwił projekt badawczy REDIATOOL finansowany ze środków Komisji Europejskiej. Na fali zainteresowania omawianą tematyką powstała również grupa robocza CIGRE (TF D1 01 14), której prace umożliwią szerokie rozpropagowanie omawianych metod na świecie.

W ostatnim czasie w Polsce obserwuje się silne zainteresowanie energetyki zawodowej skutecznymi metodami oceny stanu układów izolacyjnych transformatorów energetycznych. Zainteresowanie to wydaje się zrozumiałe jeśli weźmiemy pod uwagę liczbę transformatorów pracujących w polskim systemie energetycznym przez co najmniej 25 lat, którą szacuje się na ponad 2700 sztuk [1, 2]. Znajomość stanu układów izolacyjnych tych jednostek jest niezbędna dla skutecznego zarządzania majątkiem operatorów sieciowych czy innych użytkowników transformatorów.

Obiekty badań

Obiektem badań była grupa 72 transformatorów energetycznych różnych typów. Były to jednostki o izolacji papierowo-olejowej, wykonane jako transformatory lub autotransformatory o mocy znamionowej od 6,3 MVA do 450 MVA. W znakomitej większości były to transformatory zainstalowane w sieciach przesyłowych, mniejszą część stanowiły transformatory blokowe, rozdzielcze i potrzeb własnych. Badano jednostki nowe jak i bardzo stare (nawet 55 letnie), jednakże najwięcej zbadanych transformatorów mieściło się w przedziale wieku 20-40 lat. Badane transformatory to jednostki zainstalowane na terenie zachodniej Polski, Niemiec i Szwecji. Największą grupę stanowiły transformatory zainstalowane w Polsce (42 sztuki), w Niemczech zbadano 11, a w Szwecji 19 transformatorów. Spośród wszystkich badanych na przestrzeni 3 lat transformatorów, osiem jednostek badano powtórnie po upływie co najmniej roku. Daje to pogląd na powtarzalność metody oraz dynamikę zjawisk starzeniowych zachodzących w izolacji tych jednostek.

W badaniach posłużono się również specjalnie zbudowanymi modelami układu izolacyjnego transformatora. Modele te przygotowano dla dwóch poziomów zawilgocenia – 0,6 i 2,6% wody w preszpanie. Modele umożliwiały zestawienie siedmiu różnych układów geometrycznych izolacji (dla każdego z poziomów zawilgocenia) poprzez zmianę ilości barier, odstępników oraz kanałów olejowych. Istniała również możliwość utrzymywania temperatury modeli na zadanym poziomie i precyzyjnego jej pomiaru.

Metody badawcze

Użyte metody badawcze stosowane do określenia stanu zawilgocenia izolacji można zasadniczo podzielić na dwie grupy:

- metody fizykochemiczne,
- metody spektroskopii dielektrycznej.

Metody fizykochemiczne to wolumetryczna i kulometryczna metoda Karla-Fischera (KFT) stosowana do pomiaru zawartości wody w oleju i materiałach celulozowych. Wykorzystano urządzenia 756 KF Coulometer firmy Metronom, Titroline KF firmy Shott oraz Aqua 40.00 firmy Elektrochemie Halle.

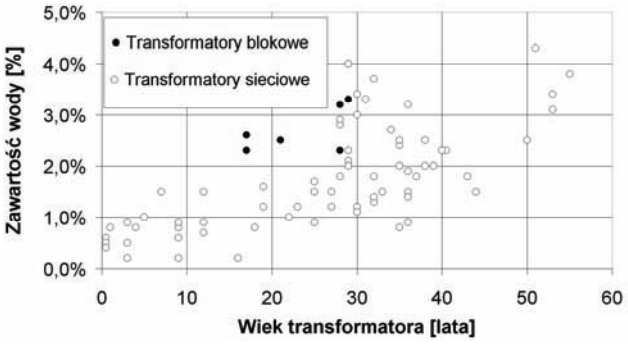
W badaniach wykorzystywano metodę spektroskopii dielektrycznej w dziedzinie częstotliwości (FDS – *Frequency Domain Spectroscopy*) oraz metodę napięcia powrotnego (RVM – *Recovery Voltage Measurement*). Posłużono się systemem diagnostycznym IDA 200 firmy Programma oraz miernikiem RVM 5462 firmy TETTEX.

Na bazie własnych wcześniejszych doświadczeń autorzy wykazali, że najbardziej wiarygodną metodą oceny stanu zawilgocenia jest metoda spektroskopii dielektrycznej w dziedzinie częstotliwości uzupełniona o wiarygodne wzorce przedstawione w [3, 4]. Stwierdzono, że średnia zawartość wody w preszpanie wyznaczona przy użyciu KFT (bezpośrednio) oraz zawartość wody wyznaczona techniką FDS są bardzo zbliżone [5]. Stąd też, prezentowane w niniejszym artykule wyniki bazują głównie na analizach wykonanych w oparciu o tę metodę.

W raporcie grupy roboczej CIGRE TF 15.01.09 z 2001 roku [6] wykazano, że interpretowanie krzywych napięcia powrotnego przy użyciu standardowego oprogramowania nie daje poprawnych wyników. W niniejszej pracy autorzy zaproponowali dwa rozwiązania dające szansę na poprawną interpretację wyników pomiarów napięcia powrotnego.

Uzyskane wyniki i ich analiza

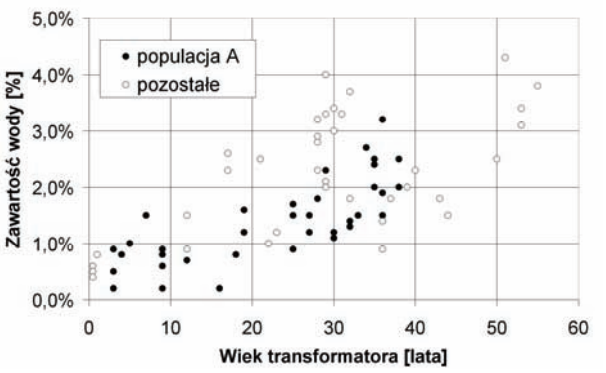
Na rysunku 1 przedstawiono wyniki analizy zawilgocenia transformatorów zbadanych w latach 2003 do 2005 dokonując podziału na transformatory sieciowe i blokowe. Zawilgocenie izolacji celulozowej odniesiono do wieku transformatora rozumianego jako czas, który upłynął od ostatniego remontu (podczas którego część aktywna była wyjęta z kadzi i suszona próżniowo w fabryce) do momentu pomiaru. W przypadku transformatorów nie przechodzących tego typu remontów, wiek transformatora przyjęto jako czas, który upłynął od daty produkcji do daty pomiaru. Można zauważyć, że większym zawilgoceniem charakteryzują się transformatory blokowe. Taką sytuację można tłumaczyć faktem, iż transformatory blokowe pracują zwykle pod obciążeniem bliskim znamionowemu, podczas gdy transformatory sieciowe rzadko obciążane są mocą większą niż 50%. Różnica w obciążeniu transformatorów wiąże się z różnymi temperaturami pracy jednostek i przekłada się na tempo procesów starzeniowych izolacji. Stąd transformatory blokowe charakteryzują się większym poziomem zawilgocenia niż transformatory sieciowe będące w tym samym wieku.



Rys.1. Zawilgocenie transformatorów blokowych i sieciowych w zależności od wieku jednostki wyznaczone techniką FDS

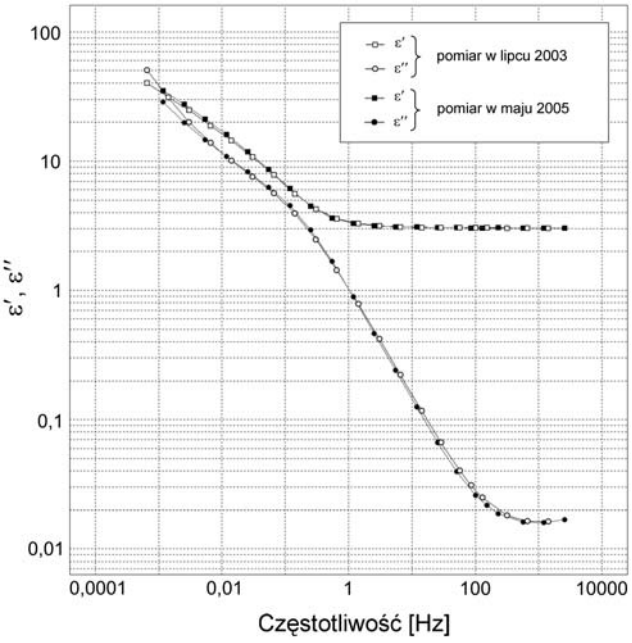
Na rysunku 1 można zauważyć, że w przypadku transformatorów sieciowych po przekroczeniu wieku 25 lat następuje przyspieszenie tempa zawilgacania izolacji. Co sugeruje, że jednostki w tym wieku powinny być poddawane częstszym badaniom.

Jeżeli z analizowanej grupy transformatorów wydzielimy pewną populację, charakteryzującą się podobną konstrukcją układu izolacyjnego i pracującą w systemie w podobnych warunkach to zauważymy, że rozrzut zawilgocenia jest zdecydowanie mniejszy niż w przypadku całej analizowanej grupy. Sytuację taką zaprezentowano na rysunku 2, na którym przedstawiono zawilgocenie populacji „A" na tle całej badanej grupy transformatorów. Należy nadmienić, że oprócz podobieństw konstrukcyjnych transformatory omawianej populacji są eksploatowane według tych samych zasad przez jednego operatora. Można również stwierdzić, że dla populacji „A", wiek od którego rozpoczyna się przyspieszona degradacja układu izolacyjnego jest większy niż w przypadku pozostałych jednostek i wynosi co najmniej 30 lat.



Rys.2. Zawilgocenie izolacji transformatorów energetycznych – populacji „A" w zależności od wieku na tle pozostałych analizowanych jednostek wyznaczone techniką FDS

Na rysunku 3 przedstawiono zespoloną przenikalność elektryczną izolacji autotransformatora 160 MVA zmierzoną dwukrotnie. Po raz pierwszy pomiaru dokonano w lipcu 2003, powtórny pomiar miał miejsce w maju 2005. W prawidłowo eksploatowanym transformatorze po upływie niespełna dwóch lat nie można spodziewać się zasadniczych zmian w odpowiedzi dielektrycznej, co potwierdza analizowany przykład. Jednakże, przykład ten daje możliwość oceny powtarzalności metody pomiarowej. Powtarzalność uzyskiwanych wyników wydaje się być bardzo dobra, szczególnie jeśli weźmiemy pod uwagę fakt, iż pomiarów dokonano w różnej temperaturze i aby umożliwić porównanie przeliczono wyniki pomiarów do jednej temperatury (30°C).



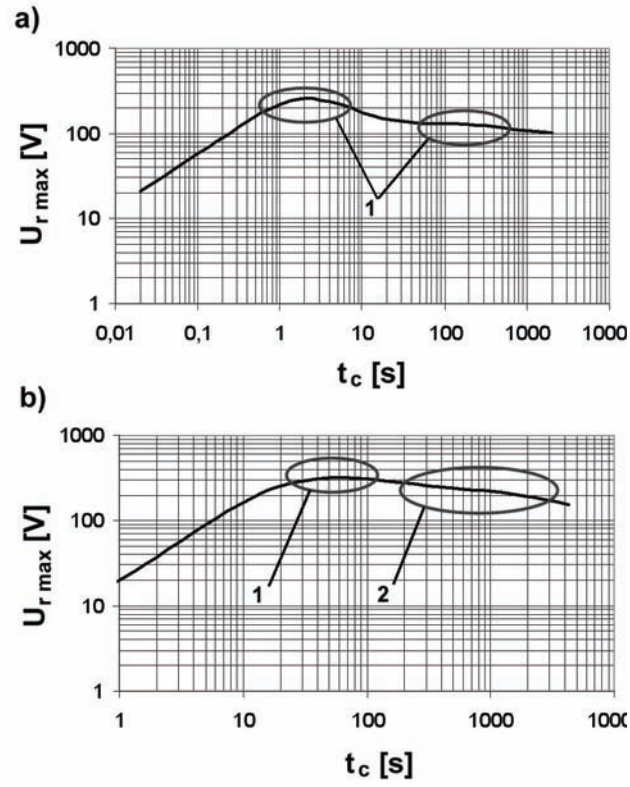
Rys.3. Zespolona przenikalność elektryczna izolacji autotransformatora w funkcji częstotliwości zmierzona w różnym czasie i przeliczona do temperatury 30°C

Problemy interpretacyjne krzywych RVM

W grupie metod polaryzacyjnych pomiar napięcia powrotnego jest najpowszechniej stosowany do oceny stanu zawilgocenia izolacji papierowo-olejowej. Niestety bardzo często problemem staje się interpretacja otrzymanych wyników pomiarowych, na które wpływ ma duża liczba czynników. Wydaje się, że najistotniejszymi z nich są:

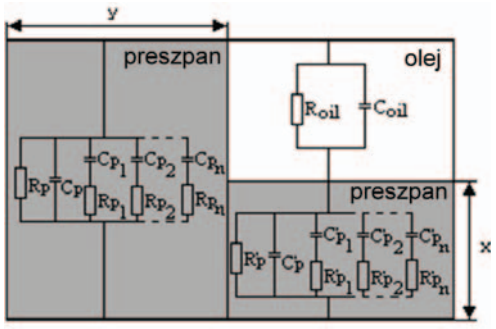
- zawilgocenie,
- temperatura,
- geometria układu,
- jakość oleju,
- rozkład zawilgocenia w objętości izolacji,
- stopień polimeryzacji,
- obecność związków polarnych.

Ponieważ standardowe, dostępne na rynku oprogramowanie, uwzględnia jedynie dwa pierwsze wymienione powyżej czynniki, poprawna analiza wyników pomiarowych staje się z jego pomocą niemożliwa. Przykładowe krzywe, które mogą sprawiać trudności interpretacyjne przedstawiono na rysunku 4. Krzywe takie mogą charakteryzować się kilkoma lokalnymi ekstremami w przebiegu (rys. 4a) bądź jednym, dla którego dominująca stała czasowa nie odpowiada rzeczywistemu poziomowi zawilgocenia (rys 4b). Z doświadczeń wynika, że w przypadku (b) rzeczywiste zawilgocenie transformatora odpowiada wartości t_c równej około 600 s (obszar 2), w tym obszarze obserwujemy charakterystyczne przegięcie krzywej. Aby umożliwić poprawną interpretację tego typu przebiegów zaproponowano dwie drogi postępowania.

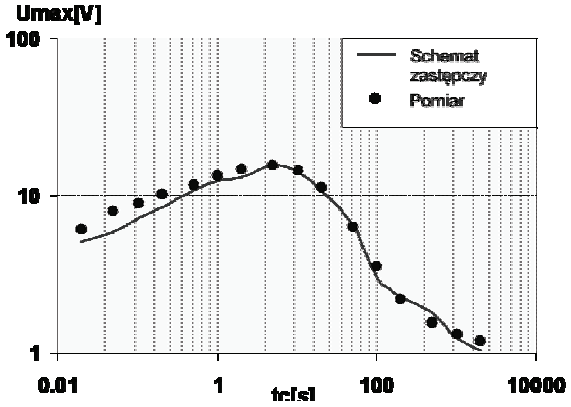


Rys.4. Spektra napięcia powrotnego zmierzone dla przykładowych transformatorów (a i b) z zaznaczonymi charakterystycznymi obszarami, w których występują maksima (1) oraz krzywa ulega przegięciu (2)

Jedną z możliwości poprawy interpretacji jest zastosowanie modelowania odpowiedzi dielektrycznej. Podobnie jak ma to miejsce w przypadku metody FDS można zastosować model X-Y (rys. 5). Znając parametry badanej jednostki (geometrię izolacji, temperaturę, przenikalność oraz konduktywność oleju) oraz zależność impedancji zespolonej preszpanu od zawilgocenia, temperatury i częstotliwości można obliczyć krzywą modelową będącą odzwierciedleniem krzywej uzyskanej z pomiaru. Po dopasowaniu krzywych (rys. 6) możliwe jest określenie zawilgocenia izolacji.



Rys.5. Schemat zastępczy wykorzystywany w modelu X-Y reprezentujący izolację papierowo-olejową transformatora



Rys.6. Przykład dopasowania spektrum napięcia powrotnego obliczonego przy użyciu modelu X-Y do spektrum uzyskanego z pomiaru

Istnieje inna bardzo obiecująca możliwość oceny zawilgocenia izolacji na podstawie parametrów otrzymywanych podczas pomiaru standardowym miernikiem RVM. Bazuje ona na porównywaniu zmierzonego spektrum z pomiarami dokonanymi wcześniej, dla których znamy poziom zawilgocenia. Takie podejście wymaga obszernej bazy danych obiektów, dla których zawilgocenie zmierzono różnymi metodami oraz dokonano pomiarów RVM. W chwili powstawania artykułu autorzy dysponowali 86 zestawami danych pochodzących z pomiarów transformatorów i modeli. Zestawy te obejmują:

- napięcie pomiarowe,
- temperaturę izolacji,
- uproszczoną geometrię (model X/Y),
- konduktywność oleju,
- spektrum napięcia powrotnego $U_{rmax} = f(t_c)$,
- początkową stromość narastania napięcia w zależności od czasu ładowania $dU/dt = f(t_c)$,
- czas do uzyskania maksimum w zależności od czasu ładowania $t_{max} = f(t_c)$.

Tego rodzaju podejście do problemu nie jest ujęciem analitycznym, ale zapewnia uwzględnienie wszystkich zjawisk zachodzących w izolacji, które mogą zostać pominięte w przypadku modelowania. Ponieważ przedstawione powyżej parametry stanowią bardzo obszerny zestaw danych, do ich porównywania zastosowano symulator sztucznej sieci neuronowej (ssn). Użyto symulatora Neuronix 3.0 dostępnego w pakiecie Sphinx 3.0.

Dostępne zestawy danych podzielono na dwie grupy. Pierwsza grupa stanowiła dane uczące ssn (72 zestawy danych), druga to dane testujące (12 zestawów danych). Po zaimplementowaniu sztucznej sieci neuronowej i wprowadzeniu danych uczących testowano sieć używając

danych testowych. Wyniki tego testu przedstawiono w tabeli 1. Odpowiedź ssn porównano tutaj z wynikami pomiarów bezpośrednich zawilgocenia preszpanu wykonanymi przy użyciu metody Karla-Fischera (KFT) oraz obliczono względny błąd odpowiedzi ssn odnosząc go do wyniku uzyskanego z KFT (uznając pomiar KFT za referencyjny). Można zauważyć, że największe różnice między wynikami uzyskanymi z ssn i KFT występują dla dużych poziomów zawilgocenia. Taka sytuacja wydaje się zrozumiała, jeśli weźmiemy pod uwagę fakt, iż dysponowano stosunkowo niewielką liczbą zestawów danych pochodzących z obiektów o dużym zawilgoceniu (powyżej 4%).

Tabela 1. Test sztucznej sieci neuronowej

Lp.	KF [%]	wyliczone przez ssn [%]	błąd ssn
1	0,9	0,9	0,4%
2	0,9	0,9	0,6%
3	0,9	0,9	0,6%
4	0,9	0,9	0,0%
5	0,9	0,9	0,5%
6	0,9	0,9	0,4%
7	0,9	0,9	0,4%
8	1,8	1,7	6,0%
9	2,6	2,3	9,8%
10	2,6	2,7	4,3%
11	2,6	2,6	0,5%
12	5	4,4	12,3%

Wiarygodność tego rodzaju podejścia do problemu oceny zawilgocenia izolacji będzie rosła wraz ze wzrostem liczby dostępnych i wiarygodnych zestawów danych. Trwają prace nad ich kompletowaniem. Dane uzyskiwane są zarówno podczas pomiarów na transformatorach zainstalowanych jak i remontowanych oraz modelach. Jednakże już w chwili obecnej można pokusić się o porównanie wyników otrzymanych z analizy przy użyciu ssn i standardowej analizy RVM. W tabeli 2 zestawiono wyniki bezpośredniego pomiaru zawartości wody w preszpanie (KFT), odpowiedź sztucznej sieci neuronowej (ssn), wyniki uzyskane przy użyciu standardowej procedury RVM oraz względny błąd obu wyników w stosunku do KFT.

Tabela 2. Zawartość wody w izolacji papierowo-olejowej wyznaczona przy użyciu różnych metod

Lp.	KF [%]	wyliczone przez ssn [%]	RVM standard [%]	błąd ssn	błąd RVM standard
1	0,9	0,9	0,8	0,4%	11,1%
2	0,9	0,9	1	0,6%	11,1%
3	0,9	0,9	1,1	0,6%	22,2%
4	0,9	0,9	0,7	0,0%	22,2%
5	0,9	0,9	0,5	0,5%	44,4%
6	0,9	0,9	0,8	0,4%	11,1%
7	0,9	0,9	0,7	0,4%	22,2%
8	1,8	1,7	2,8	6,0%	55,6%
9	2,6	2,3	2	9,8%	23,1%
10	2,6	2,7	1,8	4,3%	30,8%
11	2,6	2,6	1,2	0,5%	53,8%
12	5	4,4	5,1	12,3%	2,0%

Z przedstawionych danych (tabela 2) wynika, że w zdecydowanej większości przypadków wynik otrzymany poprzez porównywanie analizowanych danych z danymi zawartymi w strukturze sztucznej sieci neuronowej jest bliższy wynikowi otrzymanemu z pomiaru KFT niż wynik uzyskany ze standardowej analizy RVM.

Wnioski

Posługując się techniką FDS oceniono 72 transformatory energetyczne, stwierdzając kilka prawidłowości:

- po osiągnięciu wieku ok. 25 lat zwiększa się dynamika przyrostu zawartości wody w izolacji transformatorów,
- część transformatorów (26% badanej populacji) przekroczyła stosunkowo wysoki poziom zawilgocenia 2,5%, a 40% transformatorów zbliża się do tej granicy,
- powtarzalność metody FDS jest bardzo wysoka.

Zaproponowano dwie drogi postępowania umożliwiające prawidłową interpretację w metodzie napięcia powrotnego:

- modelowanie odpowiedzi w dziedzinie czasu za pomocą programów numerycznych bazujących na znanych wzorcach odpowiedzi dielektrycznej izolacji celulozowej,
- zastosowanie sztucznej sieci neuronowej korzystającej z obszernej bazy danych zawierającej charakterystyki transformatorów i modeli.

Podziękowanie

Pragniemy podziękować prof. dr. hab. inż. Ryszardowi Malewskiemu za zasugerowanie nam w 2000 roku konieczności badań zawilgocenia izolacji transformatorów. Sugestia ta przerodziła się w szeroko zakrojony projekt międzynarodowy.

LITERATURA

[1] Partyga S., Produkcja i eksploatacja transformatorów. Historia, dzień dzisiejszy i przyszłość, *Miesięcznik Naukowo-Techniczny Energetyka*, kwiecień 2001, nr 4, 167-170

[2] Kamiński D., Urbańczyk A., Zaawansowana technika prac konserwacyjno-remontowych w miejscu zainstalowania transformatora*, Konferencja Naukowo-Techniczna „Zarządzanie Eksploatacją Transformatorów*", Wisła-Jawornik 26-28 kwietnia 2006, 175-185

[3] Ekanayake C., Gubanski S. M., Graczkowski A., Walczak K., Frequency response of oil impregnated pressboard and paper samples for estimating moisture in transformer insulation*, IEEE Transactions on Power Delivery, Volume 21, Issue 3*, July 2006, 1309 – 1317

[4] Gielniak J., Ekanayake C., Walczak K., Graczkowski A., Gubanski S. M, Dielectric Response of New and Aged Transformer Pressboard in Dry and Wet States, *International Symposium on Electrical Insulating Materials ISEIM2005*, Kitakyushu, Japan, June 5-9, 2005

[5] Walczak K., Graczkowski A., Gielniak J., Gubański S., Mościcka-Grzesiak H., Insulation state of power transformer after 35 years of operation using different diagnostic methods, *XIVth International Symposium on High Voltage Engineering ISH 2005*, Beijing, China, August 25-29, 2005,.422

[6] Gubanski S. M., Boss P., Csepes G., Houhanessian V. D., Filippini J., Guuinic P., Gafvert U., Karius V., Lapworth J., Urbani G., Werelius P., Zaengl W. S., *Dielectric response methods for diagnostics of power transformers*, Report of the TF 15.01.09", CIGRE, 2001.08.27

***Autorzy**: dr inż. Jarosław Gielniak, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: jaroslaw.gielniak@put.poznan.pl*

mgr inż. Lech Tatarski, PSE Zachód S.A. ul. Marcelińska 71, 60-354 Poznań, E-mail: lech.tatarski@pse.pl

Jarosław GIELNIAK[1], Andrzej GRACZKOWSKI[1], Jerzy KOŁOWROTKIEWICZ[1], Krzysztof SIODŁA[1]
Wojciech SZELĄG[1], Krzysztof WALCZAK1[1], Lech DŁUGIEWICZ[2], Roman NEUMAN[3]

Politechnika Poznańska (1), Mikroma S.A. (2) . ZPRE „Energetyka Czerwonak" S.A. (3)

Badania prototypowego silnika indukcyjnego przeznaczonego do pracy w warunkach kriogenicznych

Streszczenie. *Przedstawiono budowę wysokonapięciowego silnika klatkowego przeznaczonego do pracy w temperaturze kriogenicznej. Prototyp silnika wykonano w Polsce w zakładach Mikroma S.A.. Prezentowany silnik jest przeznaczony do napędu pompy wypompowującej ciekły gaz ziemny o temperaturze –161^{o}C z ładowni gazowca. Omówiono program i wyniki testów układu elektroizolacyjnego oraz badania wybranych parametrów funkcjonalnych silnika.*

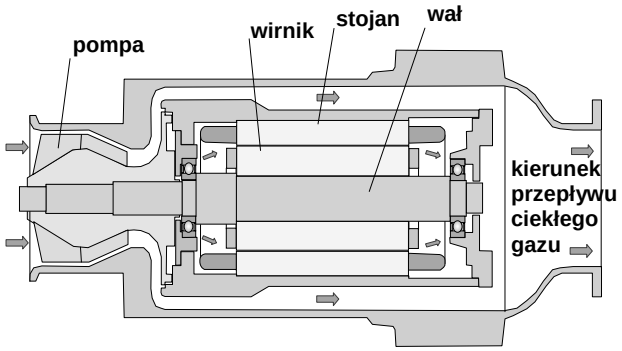
Abstract*. This paper presents the design and investigation of performance characteristics of 3-phase high voltage squirrel-cage submerged motor. Presented motor has been built in Poland by MIKROMA S.A. Company. The motor is intended to work at cryogenic temperature -161^{o}C in liquefied natural gas (LNG). The motor is designed to drive a cargo pump for unloading LNG carrier. The results of insulation system tests and measurements of chosen performance characteristics of the motor have been presented. (**The investigations of high voltage squirrel cage motor designed to work in cryogenic temperature**).*

Słowa kluczowe: wysokonapięciowy silnik klatkowy, badania prototypowe, temperatura kriogeniczna.
Keywords: High voltage squirrel cage motor, prototype tests, cryogenic temperature.

Wstęp

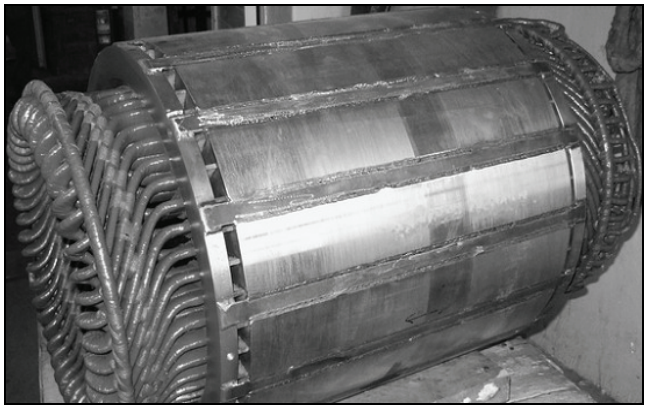
W artykule przedstawiono budowę oraz wyniki badań silnika indukcyjnego klatkowego przeznaczonego do pracy w ciekłym gazie ziemnym. Jest to wysokonapięciowy silnik trójfazowy czterobiegunowy o parametrach znamionowych U_n = 6600 V, f = 60Hz, P_n = 785 kW. Silnik ma pracować w układzie pokazanym na rysunku 1. Na jego wale osadzona jest pompa ciekłego gazu ziemnego. Przepływa on wzdłuż zewnętrznej powierzchni korpusu, w którym osadzony jest rdzeń stojana oraz przez szczelinę między stojanem a wirnikiem. Silnik i pompa pracują w temperaturze ciekłego gazu ziemnego tj. w -161^{o}C. Prezentowany na rysunku 1 układ jest przeznaczony do wypompowywania ciekłego gazu ziemnego z ładowni tankowca. Przewiduje się, że w ładowniach opracowywanych statków do przewozu ciekłego gazu będzie znajdować się kilka takich pomp [1, 2].

Badania nad silnikiem indukcyjnym klatkowym pracującym w temperaturze kriogenicznej wykonano w ramach projektu "New Generation Natural Gas Ship Interfaces" (acronym NG2 SHIP I/F, number TST3-CT-2003-506154) finansowanego w 6 Programie Ramowym przez Unię Europejską. Silnik zbudowano w zakładach MIKROMA SA we Wrześni, przy współpracy z ZPRE „Energetyka Czerwonak" S.A.



Rys.1. Silnik klatkowy z pompą

Podczas pracy silnika jego wirnik oraz stojan są całkowicie zanurzone w ciekłym gazie ziemnym. Z tego względu silnik jest bardzo dobrze chłodzony. Znamionowa gęstość prądu w uzwojeniach jest kilkakrotnie większa od gęstości prądu występujących w silnikach chłodzonych powietrzem, a masa jego obwodu elektromagnetycznego jest ok. dwukrotnie mniejsza od masy silników klasycznych o tej samej mocy. Silnik jest przystosowany do zasilania z sieci elektroenergetycznej oraz z przemiennika częstotliwości. Stojan uzwojonego silnika pokazano na rysunku 2.



Rys.2. Stojan silnika

Technologię produkcji silników indukcyjnych pracujących w temperaturze kriogenicznej opanowało na świecie tylko kilka firm. Ze względu na brak doświadczeń w Polsce w budowie takich silników oraz bardzo skąpe doniesienia literaturowe dotyczące zachowania się materiałów elektrycznie i magnetycznie czynnych jak i materiałów izolacyjnych w temperaturach kriogenicznych, w ramach projektu wykonano specjalne badania materiałów oraz podzespołów zbudowanego silnika. Wszystkie podzespoły silnika przed jego zmontowaniem były testowane. Testowano także silnik po jego zmontowaniu. Wykonano m.in. badania całego układu elektroizolacyjnego oraz przeprowadzono próbę biegu jałowego i zwarcia silnika.

Program badań oraz wyniki

W ramach badań podzespołów silnika, przed uzwojeniem stojana przeprowadzono test termowizyjny pakietu stojana w celu znalezienia ewentualnych zwarć między blachami rdzenia stojana.

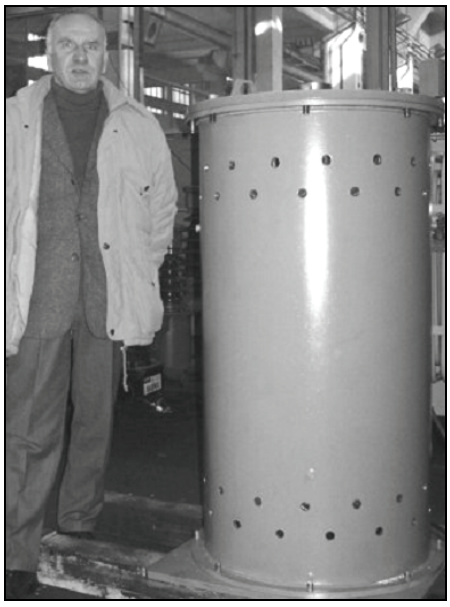
Program badań układu elektroizolacyjnego obejmował:

- klasyczne badania wytrzymałości izolacji zwojowej i głównej cewek uzwojenia oraz próbę napięciową silnika,
- testy mające na celu określenie wpływu narażeń szoków termicznych na własności dielektryczne izolacji głównej cewek ze szczególnym uwzględnieniem możliwości jej rozwarstwienia,
- ocenę wpływu temperatury na parametry układu elektroizolacyjnego zbudowanego silnika.

Uzwojenia silnika wykonano z drutu profilowanego miedzianego. Zastosowano wielowarstwową izolację zwojową oraz główną, a układ elektroizolacyjny wykonano technologią Rezin Rich. Badano także cewki stojana. Z powodu braku norm określających warunki badania izolacji silników pracujących w temperaturze kriogenicznej opracowano własny program badań cewek. Przeprowadzono test wytrzymałości izolacji zwojowej oraz izolacji głównej w obszarze połączeń czołowych oraz w części żłobkowej cewek. Izolację zwojową testowano napięciem przemiennym o wartości U = 2kV/zwój i częstotliwości 50 Hz przez czas jednej minuty. Napięcie probiercze przy badaniu izolacji głównej wynosiło $U = 3{,}5U_n$, a przy badaniu izolacji połączeń czołowych $U = 2U_n$. Czas trwania wszystkich prób wynosił 1 minuta, badano 3 cewki.

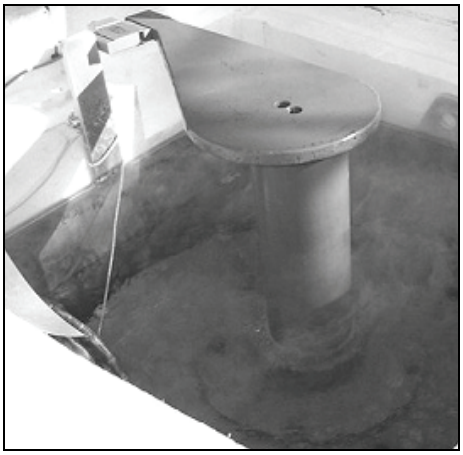
Zmierzenie napięcia przebicia izolacji wymagało przeprowadzenia badań niszczących. Napięcie przebicia izolacji głównej w obszarze żłobka wynosiło U = 40.5 kV (6.13 U_n), a izolacji w obszarze połączeń czołowych U = (22.5 – 27) kV; (3.4 – 4.1)U_n. Z rezultatem pozytywnym zakończono także próbę napięciową uzwojonego stojana napięciem probierczym $U_p=3U_n$, f = 50Hz (czas próby 1 min.). Natomiast dla wirnika przeprowadzono badania ciągłości uzwojenia klatkowego wirnika za pomocą urządzenie H22/CPS firmy Risatti.

Autorzy nie mieli technicznych możliwości przeprowadzenia próby obciążenia silnika pracującego w ciekłym gazie ziemnym. Zgodnie z harmonogramem prac projektu silnik wykonano w Polsce, a korpus pompy, w którym silnik jest docelowo montowany we Francji. Z tego względu, by wykonać w Polsce próby biegu jałowego oraz zwarcia silnika wykonano korpus tymczasowy (rys. 3).

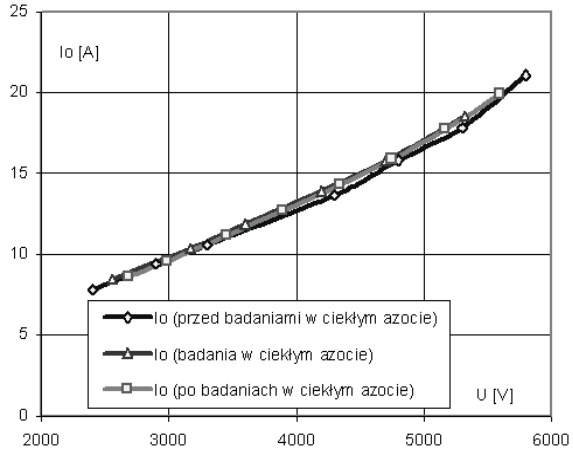


Rys.3. Silnik w obudowie tymczasowej

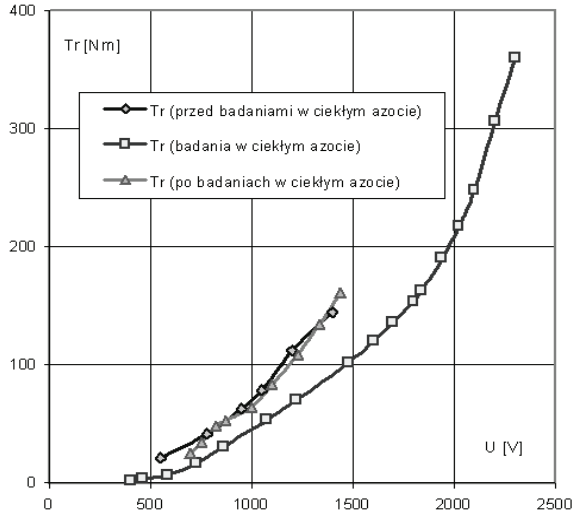
Badania silnika wykonano w ciekłym azocie (temperatura wrzenia u = -196^{o}C). Silnik i ciekły azot umieszczono w specjalnie do tego celu zbudowanym pojemniku o pojemności ok. 1 m^3 (rys. 4). Badania przeprowadzono przy zasilaniu silnika napięciem o częstotliwości f = 50 Hz. Próbę biegu jałowego oraz zwarcia przy napięciu obniżonym wykonywano trzykrotnie: a) dla silnika umieszczonego w powietrzu przed zanurzeniem w ciekłym azocie, b) w ciekłym azocie, c) w powietrzu po pracy w ciekłym azocie. Wybrane wyniki badań prądu biegu jałowego $I_o(U)$ oraz momentu rozruchowego $T_r(U)$ zamieszczono na rysunkach 5 i 6.



Rys. 4. Silnik podczas badań w ciekłym azocie

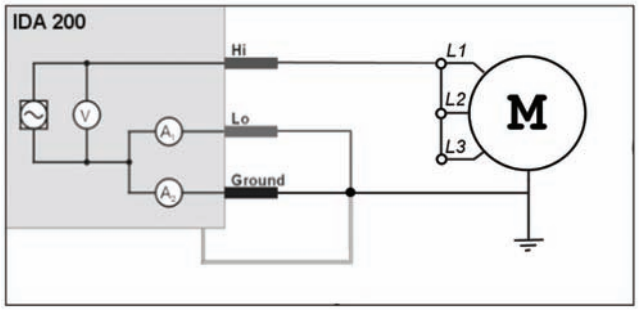


Rys. 5. Prąd biegu jałowego Io(U) silnika



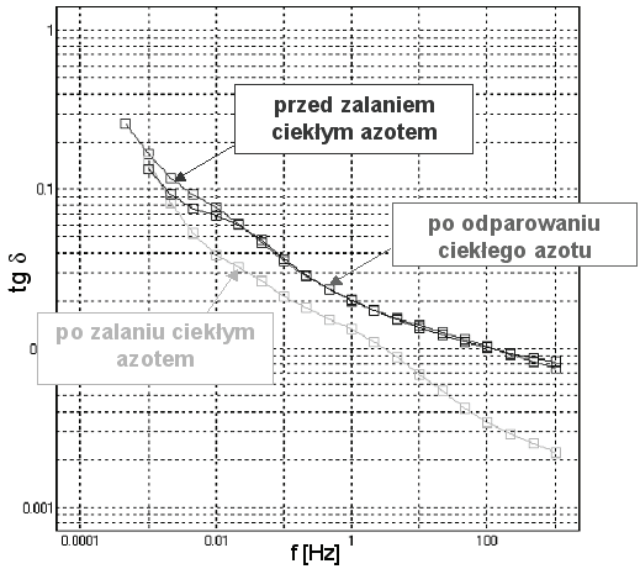
Rys. 6. Moment rozruchowy Tr(U) silnika

W celu oceny wpływu działania niskiej temperatury na izolację główną silnika wykonano badania odpowiedzi dielektrycznej w dziedzinie częstotliwości. Kształt charakterystyk częstotliwościowych, szczególnie w zakresie niskich częstotliwości, zależy znacząco od struktury materiału. Zmiana w strukturze materiału powinna więc spowodować zmianę kształtu charakterystyk. Spektroskopię dielektryczną w dziedzinie częstotliwości wykonano za pomocą systemu diagnostyki izolacji IDA 200 firmy Programma/GE Services. Schemat układu pomiarowego przedstawiono na rysunku 7. Pomiary wykonano przy napięciu 50 V (wartość skuteczna), w przedziale częstotliwości od 1 kHz do 0,001 Hz.



Rys. 7. Schemat układu pomiarowego do wyznaczania odpowiedzi dielektrycznej izolacji silnika w dziedzinie częstotliwości

W wyniku pomiarów otrzymano charakterystyki współczynnika strat dielektrycznych tg δ w funkcji częstotliwości napięcia dla trzech opisanych wcześniej sytuacji (rys. 8). Prezentowane charakterystyki nie odbiegają od tych spotykanych w literaturze, a dotyczących izolacji szkło-epoksydowej [3, 4].



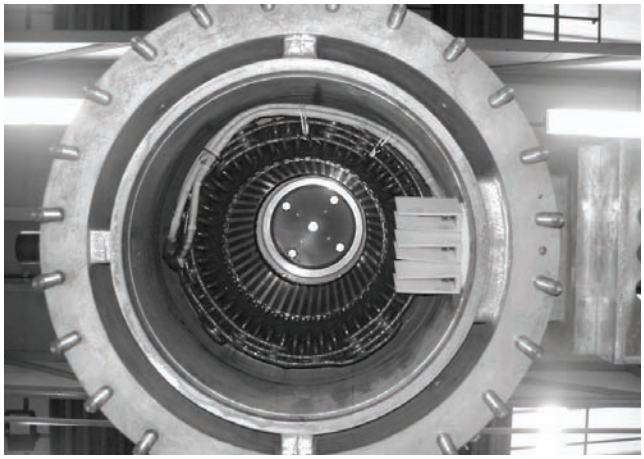
Rys. 8. Zależność współczynnika strat dielektrycznych tg δ w funkcji częstotliwości, pomiary wykonane w trzech etapach

Na podstawie przedstawionych charakterystyk można zauważyć, że obniżenie temperatury nie spowodowało znaczących zmian w strukturze materiału izolacyjnego. Świadczy o tym zbieżność charakterystyk częstotliwościowych wyznaczonych przed zanurzeniem w ciekłym azocie oraz po jego odparowaniu. Nie nastąpiła więc widoczna degradacja materiału.

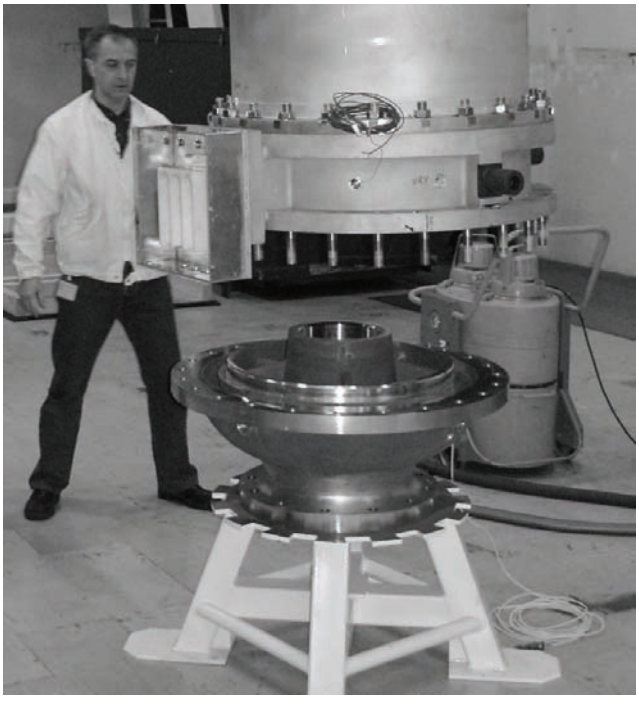
Horyzontalne przesunięcie charakterystyk, związane z obniżeniem temperatury, jest relatywnie małe. Świadczy to o niewielkim wpływie temperatury na własności dielektryczne badanej izolacji.

Obniżenie temperatury spowodowało obniżenie strat dielektrycznych (o 0,3 do 0,6 rzędu wielkości) w całym badanym zakresie częstotliwości.

Po wykonaniu prób silnik wysłano do Francji, gdzie umieszczono go w korpusie pompy (rys. 9). Proces montażu pompy pokazano na rysunku 10. Na rysunku 11 pokazano natomiast przygotowania do prób obciążenia w ciekłym gazie ziemnym przeprowadzonych w Stanach Zjednoczonych. Powyższe testy silnik przeszedł pomyślnie.



Rys. 9. Korpus pompy po zamontowaniu stojana silnika



Rys. 10. Montaż pompy



Fig. 11. Montaż pompy na stanowisku badań

Uwagi końcowe

Przeprowadzone badania podzespołów silnika oraz badania wytrzymałości izolacji zwojowej oraz głównej cewek w obszarze połączeń czołowych oraz w części żłobkowej wypadły pomyślnie. Potwierdziły zatem przyjęte założenia przy projektowaniu układu elektroizolacyjnego. Stwierdzono, że silnik zanurzony w ciekłym azocie pracował w sposób poprawny. Uzyskano podobny przebieg charakterystyk biegu jałowego oraz zwarcia silnika przed i po jego pracy w ciekłym azocie. Badania potwierdziły także duży spadek momentu rozruchowego silnika pracującego w temperaturze –196^{o}C w porównaniu z momentem zmierzonym w temperaturze 20^{o}C.

Badania parametrów dielektrycznych wykonane przed zanurzeniem silnika w ciekłym azocie oraz po jego odparowaniu wykazały dobrą odporność jego izolacji na działanie niskiej temperatury. Izolacja nie uległa rozwarstwieniu, ani uszkodzeniu. Dodatkowo stwierdzono, że w niskiej temperaturze znacząco zmalały straty dielektryczne.

Prace wykonane w ramach projektu "New Generation Natural Gas Ship Interfaces" (acronym NG2 SHIP I/F, number TST3-CT-2003-506154) finansowanego w 6 Programie Ramowym przez Unię Europejską

LITERATURA

[1] Rush S., Submerged motor LNG Pumps in send-out system services, *Pumps&Systems*, May 2004, www.pump-zone.com/articles/may04-32-37.pdf, pp. 32-37

[2] Shiyely R., Miller H., Development of a Submerged Winding Induction Generator for Cryogenic Applications, Proc. of *IEEE Symp. on Electrical Insulation*, Anaheim, California, 2000, Vol. 1 pp. 243-246 [3]

[3] SUBOCZ J., Dielectric Spectroscopy of Composite Insulating Materials, *7th International Conference on Solid Dielectrics*, June 25-29,2001, Eindhoven, the Netherlands

[4] FARAHANI M., BORSI., GOCKENBACH E., Dielectric Response Studies on Insulating System of High Voltage Rotating Machines, *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation Vol. 13*, No. 1; February 2006

***Autorzy**: dr inż. Jarosław Gielniak,, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: jaroslaw.gielniak@put.poznan.pl; dr inż. Andrzej Graczkowski, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: andrzej.graczkowski@put.poznan.pl; dr inż. Jerzy Kołowrotkiewicz, Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki Przemysłowej, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: jerzy.kolowrotkiewicz@put.poznan.pl; dr hab. inż. Krzysztof Siodla, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: krzysztof.siodla@put.poznan.pl; dr hab. inż. Wojciech Szeląg, Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki Przemysłowej, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: wojciech.szelag@put.poznan.pl; dr inż. Krzysztof Walczak, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: krzysztof.walczak@put.poznan.pl; Lech Długiewicz, MIKROMA S.A., ul. Batorego 4, 62-300 Września, E-mail: mikroma@mikroma.com; inż. Roman Neuman, ZPRE „Energetyka Czerwonak", ul. Gdyńska 83, 62-004 Czerwonak, E-mail: info@energetyka-czerwonak.com.pl*

Eugeniusz GLATMAN[1], Eugeniusz PIECHOCZEK[2], Waldemar SKOMUDEK[3]

ENERGIAPRO Koncern Energetyczny S.A., Oddział Opole (1,3), JAS-FBG S.A., Pawłowice (2)

Diagnostyka układów izolacyjnych i przewodów linii wysokiego napięcia

Streszczenie. *Elektroenergetyczne linie napowietrzne wysokiego napięcia jako jeden z ważniejszych elementów systemu elektroenergetycznego wymagają stosowania specjalnych technologii w zakresie eksploatacji, w celu zapewnienia bezprzerwowego zasilania. Rozwój bezdotykowych technologii diagnostycznych, obejmujących między innymi pomiary termowizyjne oraz zjawisko korony, stanowią alternatywę dla tradycyjnych metod wykonywania podstawowych zabiegów eksploatacyjnych. W artykule przedstawiono możliwości i zalety badań diagnostycznych wykonanych z wykorzystaniem oblotów inspekcyjnych*

Abstract*. Corona (UV) detection can identify system components that are likely to fail permanently, can provide an early warning of potential failures and can help in determining the maintenance conditions of critical system components and prioritize repair and replacement tasks. In distribution, usually heavy line loading is requested for thermographic inspection which makes it inconvenient and sometimes even impractical procedure for inspection of distribution lines. (**The UV inspection technology in insulating systems and conductors of HV lines**).*

Słowa kluczowe: eksploatacja linii wysokiego napięcia, układ izolacyjny, ulot, termowizja.
Keywords: exploitation of HV lines, insulating systems**,** corona, IR thermographic.

Wstęp

Intensywny postęp techniczny i technologiczny, jaki w ostatnim ćwierćwieczu nie ominął elektroenergetyki, stał się jednym z podstawowych czynników inicjujących proces przemian gospodarczych w wielu krajach, w tym również w Polsce. Przemiany systemu gospodarczego, wymuszane zmianami zachodzącymi w otoczeniu działających podmiotów gospodarczych, uzależniają ich byt od ciągłego rozwoju i doskonalenia funkcjonalnego. Atrybutem tego współczesnego procesu nieustannych zmian jest restrukturyzacja. Wśród wielu rodzajów restrukturyzacji istotne są te, które uwzględniają motyw działań ukierunkowanych na wzrost wartości rynkowej jednostki gospodarczej. Bez wątpienia jedną z nich jest restrukturyzacja w obszarze techniki i technologii. Utrzymanie właściwego stanu technicznego środków trwałych wpływa bowiem na jakość dochowania standardów obsługi klienta, wśród których najistotniejszymi są ciągłość i niezawodność dostaw energii elektrycznej, oraz na koszty działalności poprzez obniżenie strat energii, optymalizację kosztów konserwacji i remontów, a także kosztów eksploatacji sieci [1].

Diagnostyka układu izolacyjnego linii WN

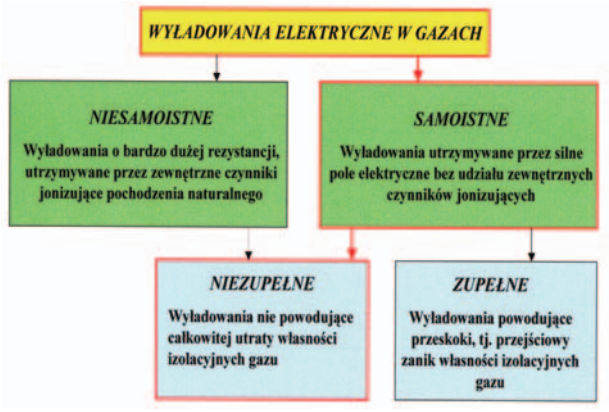
Wykonywanie podstawowych zabiegów eksploatacyjnych na urządzeniach elektroenergetycznych w postaci oględzin i przeglądów ma na celu utrzymanie ich w należytym stanie technicznym, gwarantującym bezawaryjną pracę całego systemu. Prowadzona w ramach eksploatacji diagnostyka urządzeń umożliwia wcześniejsze wykrycie zagrożonych awarią urządzeń lub miejsc w sieci.

Tradycyjne metody eksploatacji linii wysokiego napięcia opierają się na oględzinach wykonywanych w trakcie obchodów z poziomu ziemi. Efektywność tak realizowanego zabiegu jest ograniczona i pozwala jedynie na stwierdzenie podstawowych nieprawidłowości stanu technicznego elmentów linii, do których przede wszystkim należy:

- zabezpieczenie antykorozyjne elementów metalowych linii,
- kompletność konstrukcji stalowej słupów linii,
- stan fundamentów (stóp betonowych) słupów,
- stan przewodów i izolatorów (jedynie ze wskazaniem znaczącego rozplecenia linki stalowo-aluminiowej przewodów roboczych lub znaczących ubytków porcelany),
- zadrzewienia lub zakrzewienia trasy linii.

Wykonywanie oględzin metodami tradycyjnymi uniemożliwia wykrycie na liniach napowietrznych miejsc, w których występuje ulot elektryczny lub miejscowy wzrost temperatury (miejsca połączeń skręcane lub zaprasowywane).

Ulot, jako wyładowanie niezupełne samoistne (rys. 1), charakterystyczne dla układów o silnej niesymetrii geometrycznej elektrod, występuje jedynie w obszarze przyelektrodowym (wokół przewodów roboczych w postaci nieregularnie świecącej aureoli - korony), w którym natężenie pola elektrycznego osiąga dostatecznie duże wartości [2, 3]. W warunkach eksploatacyjnych zjawisko to występuje bardzo często w formie miejscowych ognisk ulotowych na powierzchniach przewodów, osprzęcie łukochronnym i łącznikach izolatorów, przy napięciu wyższym od krytycznego napięcia ulotu.



Rys.1. Ogólna klasyfikacja wyładowań elektrycznych w gazach

W warunkach roboczych jest to zjawisko bardzo niekorzystne gdyż, powoduje:

- straty energii elektrycznej,
- zakłócenia radiowo-telewizyjne,
- szkodliwe reakcje chemiczne (szkodliwe powstawanie ozonu i tlenków azotu),
- szumy akustyczne i wibracje mechaniczne przewodów.

Generowane przez ulot straty energii można oszacować za pomocą jednego ze wzorów empirycznych, np. ze wzoru Peeka [2]

$$P_u = \frac{0{,}18}{\delta}\sqrt{\frac{r}{a}}\left(\frac{U_n}{\sqrt{3}} - U_{fo}\right)^2, \quad (1)$$

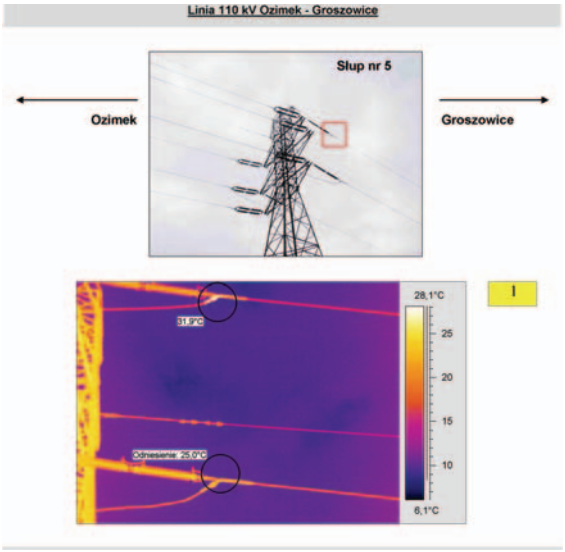
gdzie: r – promień przewodu fazowego w cm, a – odstęp międzyprzewodowy w cm, δ – gęstość względna powietrza, U_n – napięcie znamionowe linii w kV, $U_{fo}=21{,}2\ \delta m_p m_a \ln(a/r)$ - wartość skuteczna doziemnego napięcia początkowego ulotu w kV.

Wzór ten uwzględnia wielkości związane z wymiarami konstrukcyjnymi linii i warunki pogodowe. Szacuje się, że w złych warunkach pogodowych straty ulotowe mogą stanowić ok. 30-35% strat spowodowanych nagrzewaniem się przewodów przy przepływie prądów roboczych.

Wykrycie zjawiska ulotu, jak również miejsc o przekroczonej dopuszczalnej długotrwale temperaturze, wymaga zastosowania odpowiednich metod pomiarowych. Współczesne uwarunkowania w zakresie stosowania nowoczesnych, a zarazem technicznie efektywnych i ekonomicznie opłacalnych metod diagnostycznych, powodują konieczność dokonania systemowych zmian w podejściu do eksploatacji.

Rozwiązaniem spełniającym wymagania stawiane przed eksploatacją urządzeń sieciowych jest stosowanie w praktyce szeroko rozumianej profilaktyki diagnostycznej opartej na metodach i rozwiązaniach, które w sposób jednoznaczny określą stan techniczny badanych urządzeń i wskażą najsłabsze elementy sieci, mogące spowodować zdarzenie awaryjne. Prowadzona w ten sposób diagnostyka gwarantuje minimalizację kosztów eksploatacji oraz wysoką jej efektywność.

W przypadku eksploatacji elektroenergetycznych linii napowietrznych wysokiego napięcia doskonałym sposobem prowadzenia profilaktyki diagnostycznej są obloty tras linii przy użyciu śmigłowca [4, 5].



Fot. 1. Zastosowanie termowizji do lokalizacji miejsc łączenia przewodów zagrożonych wskutek nadmiernego wzrostu temperatury

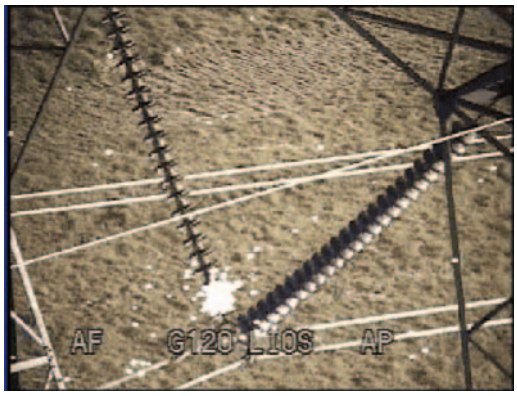
W wielu krajach stosuje się usługi lotnicze dla potrzeb przemysłu, zwłaszcza energetyki. W Polsce w latach 60. i 70. śmigłowce zastosowano do prac budowlano-montażowych słupów linii napowietrznych WN i NN.

Wykorzystanie śmigłowca do prowadzenia zabiegów eksploatacyjnych linii jest podejmowane przede wszystkim w celu wykonania pomiarów termowizyjnych, stwierdzenia ulotu elektrycznego lub w celu stworzenia bazy danych topograficznych. Uzupełnienie bazy danych topograficznych o szczegółową charakterystykę poszczególnych elementów linii (stanowiska słupów, przęsła linii, konstrukcje stalowe, izolatory, przewody, osprzęt itp.) oraz ewidencję skrzyżowań i kolizji występujących na trasie linii stanowi system informacji eksploatacyjnych.

a)



b)



Fot. 2. Miejscowe ognisko ulotu na izolatorach szklanych (a) dla zawieszenia odciągowego oraz porcelanowych (b) dla zawieszenia przelotowego linii NN

W tej metodzie prowadzenia oględzin eksploatacyjnych śmigłowiec, jako platforma transportowa, wyposażony jest w kamerę do cyfrowej rejestracji obrazu.

Aparatura pomiarowa zawiera specjalistyczny system komputerowy pozwalający na oglądanie wyników pomiarów na bieżąco przez obserwatora na ekranie monitora oraz zapis obrazu w postaci cyfrowej na nośniku magnetycznym. Możliwości nośnika pozwalają na zapis pojedynczych obrazów co 1/5 sekundy. Każdemu zdjęciu przyporządkowane są koordynaty geograficzne pozwalające na bezbłędną lokalizację zarejestrowanego materiału w terenie. Przykładowe rejestracje obrazu termowizyjnego połączeń przewodów roboczych linii oraz miejsc powstawania ulotu elektrycznego na izolatorach przedstawiono na fot. 1 i 2.

Wskutek występowania ulotu na elementach metalowych linii będących pod napięciem dochodzi do szkodliwych reakcji chemicznych, które zachodzą przy obecności ozonu i tlenków azotu. W tych warunkach następuje szybka degradacja materiałów izolacyjnych i metalowych, w tym także przewodów. Efekt skorodowanych elementów łączących poszczególne klosze izolatora szklanego przedstawia fot. 3

Miejscem częstego występowania ulotu są elementy łukoochronne i iskierniki. Ulot występujący na tych elementach zarejestrowano na fot. 4a, b, c.

Nowe podejście do technologii prowadzenia podstawowych zabiegów eksploatacyjnych, z wykorzystaniem oblotów śmigłowcem tras linii wysokich i najwyższych napięć, zdaje się być bardziej opłacalne w stosunku do metod tradycyjnych, obecnie jeszcze

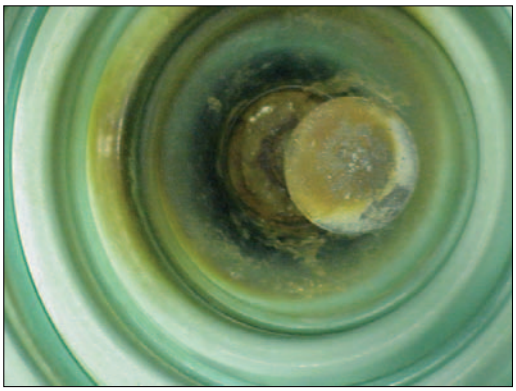
powszechnie stosowanych, biorąc pod uwagę aspekt ekonomiczny. Przeprowadzona w tym zakresie analiza porównawcza kosztów metody tradycyjnej z metodą nowoczesną - wykonana na przykładzie sieci 110 kV eksploatowanej przez koncern energetyczny w skład, którego wchodzi pięć dawnych spółek dystrybucyjnych (zakładów energetycznych) - wykazała, że dodatnią efektywność metody oblotów można uzyskać w skali dużego zintegrowanego podmiotu lub jednego zagregowanego zlecenia, obejmującego potrzeby kilku mniejszych podmiotów (typu Zakład Energetyczny).

Istotną z punktu widzenia korzyści eksploatacyjnych w zakresie dokumentacji wartością dodaną do usługi oględzin wykonanych metodą oblotów jest tworzenie topologicznych baz GIS-owskich.

a)



b)





Fot. 3. Wskazane miejsca degradacji elementów izolatora szklanego (a) oraz skorodowane metalowe elementy łączące poszczególne klosze izolatora szklanego - widok po demontażu (b, c)

Podsumowanie

Postęp w technice i technologii, którego jesteśmy świadkami, stwarza duże możliwości do podejmowanych działań, zmierzających do unowocześnienia i usprawnienia urządzeń elektroenergetycznych. Wszystkim działaniom przyświeca jeden zasadniczy cel – zagwarantowanie użytkownikom energii elektrycznej ciągłości zasilania, spełniającego wszelkie normy jakości technicznej, środowiskowej i bezpieczeństwa.

Wykorzystanie śmigłowca, jako platformy przenoszącej urządzenia diagnostyczne, pozwala na skuteczne zapobieganie awariom oraz obniżenie kosztów przesyłu i dystrybucji energii elektrycznej.

Na podstawie danych zarejestrowanych w trakcie wykonywania oblotów eksploatacyjnych można budować bazy danych współpracujące z mapami numerycznymi i systemem GIS, uzyskując tym samym topologiczną rejestrację przebiegu linii napowietrznych WN i NN.

a)



b)



c)



Fot. 4. Rejestracja zjawiska ulotu na elementach łukoochronnych i iskiernikach zainstalowanych na izolatorach liniowych linii WN

LITERATURA

[1] Mosiński F., Przesył i rozdział energii elektrycznej. *Międzynarodowa Konferencja ISH Gratz 1995*
[2] Gacek Z., *Wysokonapięciowa technika izolacyjna,* Wyd. Politechniki Śląskiej, Gliwice 2006.
[3] Gallagher T.J., Dudurych I.M., Model of corona for an EMTP study of surge propagation along HV transmission lines. IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., Vol 151, No 1, January 2004
[4] Glatman E., Piechoczek E., Nowa koncepcja eksploatacji linii wysokiego napięcia*. Energetyka – Wydanie specjalne/2005*
[5] Skomudek W., Nowe technologie w obwodach pierwotnych stacji i w liniach wysokiego napięcia. *Energetyka - Wydanie specjalne/2005*

Andrzej GRACZKOWSKI[1], Jarosław GIELNIAK[1], Piotr PRZYBYŁEK[1], Jarosław SZYMAŃSKI[1], Krzysztof WALCZAK[1], Stanisław R. NEUMAN[2]

Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki (1), ZPRE „Energetyka Czerwonak" S.A. (2)

Porównanie wyników oceny zawilgocenia izolacji papierowo-olejowej uzyskanych przy użyciu metod fizykochemicznych i opartych na odpowiedzi dielektrycznej

Streszczenie. *Przedstawiono wyniki badań zawilgocenia izolacji transformatora energetycznego oraz modeli izolacji transformatora. Porównano wyniki bezpośredniej oraz pośredniej analizy fizykochemicznej z wynikami uzyskanymi na drodze analizy odpowiedzi dielektrycznej w dziedzinie czasu i częstotliwości.*

Abstract*. The results of moisture content investigation of power transformer insulation and models of transformer insulation were presented. The results of direct and indirect physicochemical analysis were compared with the results derived from dielectric response analysis in time and frequency domain* ***(Comparison of the results of moisture content evaluation derived from physicochemical analysis and dielectric response analysis)****.*

Słowa kluczowe: odpowiedź dielektryczna, zawilgocenie, izolacja papierowo-olejowa, analiza fizykochemiczna.
Keywords: dielectric response, moisture content, oil-paper insulation, physicochemical analysis.

Wstęp

Ocena stopnia zawilgocenia izolacji papierowo-olejowej jest bardzo istotna, szczególnie w odniesieniu do transformatorów energetycznych, ze względu na ich koszt i rolę w systemie. Zbyt duża zawartość wilgoci może prowadzić do awarii transformatora. Wilgoć powoduje obniżenie wytrzymałości elektrycznej i mechanicznej izolacji. Prowadzi do wzrostu strat dielektrycznych i efektu gwałtownego uwalniania pęcherzyków pary wodnej (tzw. zjawiska *bubble effect*) a także intensyfikacji wyładowań niezupełnych. Szybkość starzenia izolacji celulozowej zależy, niemal liniowo, od stopnia jej zawilgocenia. Woda jest ponadto jednym z produktów dekompozycji celulozy, stąd znajomość zawilgocenia jest pomocna w ocenie stopnia zestarzenia izolacji [1].

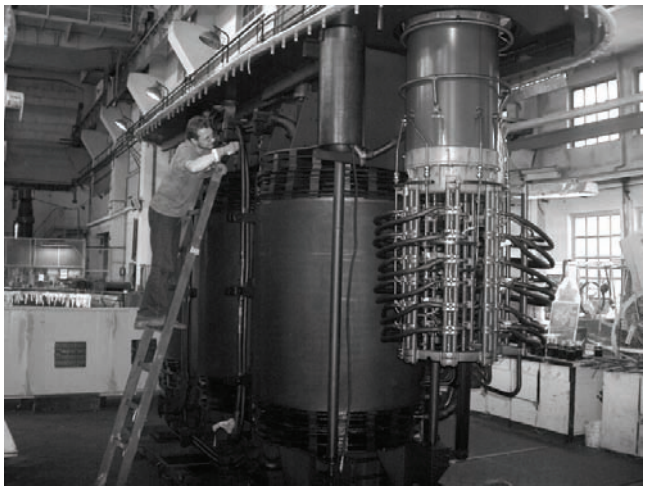
Dokładna i wiarygodna ocena stopnia zawilgocenia izolacji stałej transformatora (papieru i preszpanu) nie jest prosta. Bezpośredni pomiar zawilgocenia metodą fizykochemiczną wymaga pobrania próbek preszpanu, co jest możliwe jedynie w wyjątkowych przypadkach. Metody tradycyjne polegają na pomiarze zawartości wilgoci w próbce oleju, metodą miareczkowania Karla-Fischera, a następnie wyznaczeniu zawilgocenia izolacji stałej na podstawie krzywych równowagi termodynamicznej. Metody te są jednak mało wiarygodne. Wyniki oceny zawilgocenia, wyznaczone na podstawie krzywych równowagi opublikowanych przez różnych autorów, charakteryzują się dużą rozbieżnością. Ponadto, zastosowanie tej metody wymaga stanu równowagi termodynamicznej, który w rzeczywistych obiektach praktycznie nie występuje, ze względu na ciągłe zmiany temperatury izolacji i długi czas ustalania się równowagi [2, 3].

Alternatywnym sposobem oceny zawilgocenia jest analiza odpowiedzi dielektrycznej izolacji. Stosowane obecnie metody to: spektroskopia dielektryczna w dziedzinie częstotliwości (*Frequency Domain Spectroscopy* - FDS), metoda napięcia powrotnego (*Recovery Voltage Method* - RVM) oraz pomiar prądów polaryzacji i depolaryzacji (*Polarization Depolarization Current* - PDC) [4,5]. Decydującą sprawą, w przypadku tych metod, jest prawidłowa interpretacja wyników, oparta na porównaniu wyników pomiaru z zamodelowaną odpowiedzią dielektryczną. Istnieje szereg kontrowersji co do poprawności interpretacji, szczególnie w odniesieniu do metody RVM. Istotne jest oparcie modelowania na wiarygodnych wzorcach odpowiedzi dielektrycznej preszpanu, a także uwzględnienie geometrii układu izolacyjnego i rezystywności oleju [6].

Obiekty badań

Ocena wiarygodności różnych metod wyznaczania zawilgocenia wymaga metody referencyjnej. Za taką można uznać bezpośredni pomiar zawilgocenia próbek papieru i preszpanu metodą miareczkowania Karla Fischera. Badania porównawcze przeprowadzono zatem na obiektach, dla których możliwe było pobranie próbek izolacji stałej.

Pierwszym z obiektów był transformator energetyczny o mocy 31,5 MVA i napięciu 110/6,6 kV. Po 35 latach pracy transformator został przeznaczony do generalnego remontu. Stanowiło to rzadką okazję do pobrania próbek izolacji stałej i oceny wiarygodności różnych metod oceny zawilgocenia. Około godziny po wyłączeniu transformatora wykonano pomiary zawilgocenia metodami FDS i RVM oraz pobrano próbki oleju. Po przewiezieniu transformatora do zakładów remontowych pobrano próbki papieru i preszpanu z różnych miejsc izolacji głównej (rys.1.).



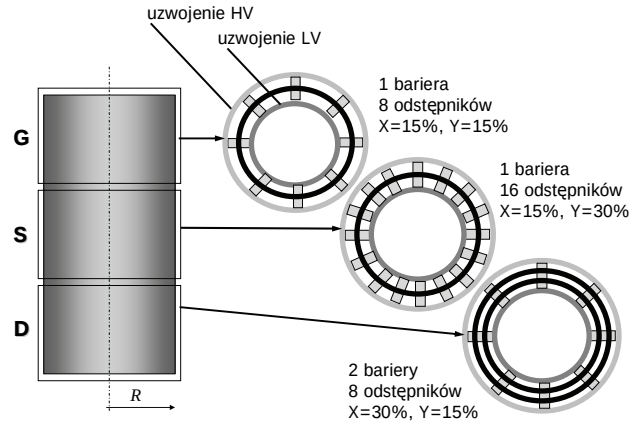
Rys.1. Transformator energetyczny 31,5 MVA; pobieranie próbek preszpanu w zakładach remontowych

Drugą grupę obiektów stanowiły specjalnie przygotowane modele o budowie odzwierciedlającej układ izolacyjny transformatora. Stanowiły one dogodny przedmiot badań, ponieważ dokładnie znana była budowa układu izolacyjnego. Ponadto przewidziano specjalne paski preszpanu, umożliwiające pobranie próbek do bezpośredniej analizy fizykochemicznej. Modele, wyposażone w czujnik umożliwiający dokładną kontrolę temperatury izolacji, były umieszczone w komorze termicznej, zapewniającej stałą temperaturę. Przygotowano dwa modele: o zawilgoceniu izolacji odpowiednio 0,7% („suchy") oraz 2,7% („mokry"). Po zaimpregnowaniu olejem modele były kondycjonowane przez miesiąc w temperaturze 50°C, co zapewniło stan równowagi termodynamicznej. Każdy z modeli posiadał trzy sekcje izolacji o różnej budowie geometrycznej, to znaczy o różnej zawartości preszpanowych barier i odstępników w układzie izolacyjnym (rys. 2.). Taka budowa umożliwiła ocenę wpływu geometrii na wyniki oceny zawilgocenia, uzyskane na drodze analizy odpowiedzi dielektrycznej.

a)



b)



Rys.2. Model izolacji transformatora; widok ogólny (a), budowa poszczególnych sekcji układu izolacyjnego (b)

Wyniki badań i ich analiza

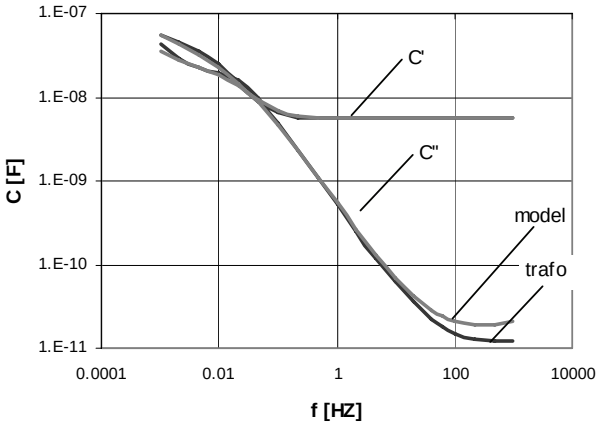
Pomiary przenikalności elektrycznej i start dielektrycznych w funkcji częstotliwości przeprowadzono za pomocą systemu pomiarowego IDA 200 firmy Programma/GE. W analizie danych zastosowano uproszczoną reprezentację geometrii układu izolacyjnego w postaci tzw. modelu X-Y. W takim modelu parametr X opisuje względną zawartość barier w układzie izolacyjnym, natomiast parametr Y podaje względną zawartość odstępników [7, 8]. W modelowaniu wykorzystano własne wzorce odpowiedzi dielektrycznej preszpanu opracowane w ramach międzynarodowego projektu badawczego REDIATOOL [9].

Pomiary napięcia powrotnego wykonano miernikiem RVM 5462 firmy Tettex. Analizę danych oparto na standardowej interpretacji firmy Tettex oraz na doświadczeniach własnych [10].

Pomiary bezpośrednie zawilgocenia próbek oleju i preszpanu wykonano metodą miareczkowania Karla-Fischera (KFT), zgodnie z wytycznymi normy IEC 60814. Zawilgocenie izolacji stałej wyznaczono ponadto metodą pośrednią w oparciu o skorygowaną metodę krzywych równowagi termodynamicznej [3].

Transformator energetyczny przeznaczony do remontu

Na rysunku 3 przedstawiono pojemność (C') oraz straty dielektryczne (C'') izolacji transformatora 31,5 MVA w funkcji częstotliwości. Wyniki pomiaru porównano z wynikami modelowania odpowiedzi dielektrycznej i na tej podstawie wyznaczono zawilgocenie izolacji stałej. Jak widać, uzyskano zadowalającą zgodność wyników pomiaru oraz modelowania. Widoczna różnica występuje dla krzywej strat (C'') w zakresie wyższych częstotliwości. Zakres ten nie jest jednak kluczowy dla oceny zawilgocenia izolacji stałej, które eksponuje się w zakresie niższych częstotliwości.

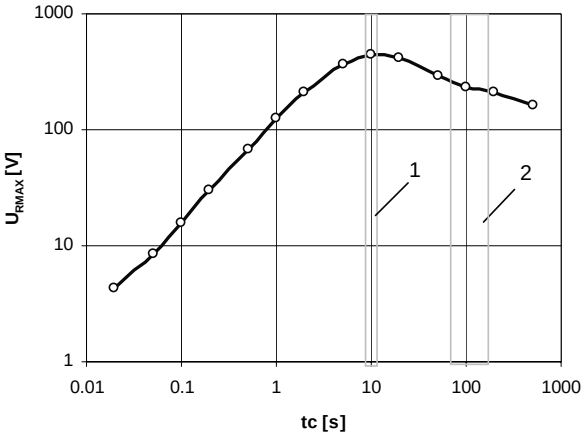


Rys.3. Pojemność (C') oraz straty dielektryczne (C'') izolacji transformatora 31,5 MVA w funkcji częstotliwości

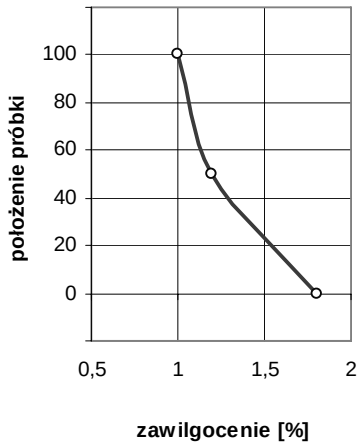
Rysunek 4 przedstawia spektrum napięcia powrotnego izolacji transformatora. Standardowa interpretacja wiąże czas wystąpienia maksimum spektrum z zawilgoceniem izolacji. Analizując kształt krzywej można stwierdzić, że spektrum zawiera również drugie „ukryte" maksimum, które nie eksponuje się w sposób wyraźny. Pierwsze z maksimów (występujące przy krótszym czasie) jest prawdopodobnie wynikiem polaryzacji na granicy faz preszpanu i oleju. Drugiemu maksimum odpowiada prawdopodobnie zawilgocenie izolacji stałej. Dokładne wyznaczenie zawilgocenia na jego podstawie nie jest w prosty sposób możliwe, można podać jedynie przybliżony zakres zawilgocenia.

Wyniki, bazujące na analizie odpowiedzi dielektrycznej, porównano z wynikami analizy fizykochemicznej. Próbki preszpanu i papieru pobrano z wielu miejsc izolacji. Za reprezentatywne uznano próbki z bariery preszpanowej między uzwojeniem niskiego i wysokiego napięcia. Wartości zawilgocenia, wyznaczone metodą bezpośrednią, dla próbek pobranych z górnej, środkowej i dolnej części bariery przedstawiono na rysunku 5. Górna część izolacji wykazała mniejsze zawilgocenie w porównaniu z dolną.

Wyznaczono również zawilgocenie preszpanu pośrednią metodą fizykochemiczną na podstawie zawilgocenia próbek oleju pobranych z górnej i dolnej części izolacji transformatora. Zawilgocenie oleju wyniosło odpowiednio 19,7 ppm dla oleju z górnej części uzwojenia oraz 17,4 ppm dla oleju z części dolnej.



Rys.4. Spektrum napięcia powrotnego izolacji transformatora 31,5 MVA; 1 - dominująca stała czasowa, 2 - przedział czasu odpowiadający drugiemu „ukrytemu" maksimum



Rys.5. Rozkład zawilgocenia bariery preszpanowej transformatora 31,5 MVA;

Porównanie wyników uzyskanych różnymi metodami zestawiono w tabeli 1. Zawilgocenie wyznaczone metodą FDS pokrywa się z wynikiem bezpośredniej analizy fizykochemicznej. Wynik zawilgocenia dla standardowej interpretacji RVM jest wyraźnie zawyżony, podczas gdy zakres zawilgocenia, odpowiadający drugiemu – „ukrytemu" maksimum, jest zbliżony do wartości wyznaczonej metodą bezpośrednią. Wyniki pośredniej analizy fizykochemicznej są wyraźnie zawyżone – prawdopodobnie ze względu na brak stanu równowagi termodynamicznej podczas pobierania próbek oleju.

Tabela 1. Zawilgocenie izolacji stałej transformatora 31,5 MVA wyznaczone różnymi metodami

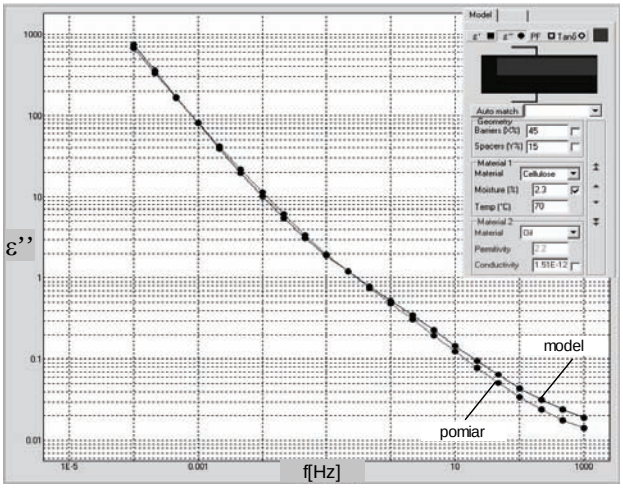
KFT bezpośrednia*	FDS	RVM	KFT pośrednia*
1,3 %	1,3 %	2,2 % (1) 1-1,5 % (2)	2,5 % (góra) 3,2 % (dół)

* - wartość średnia

Modele izolacji transformatora

Pomiary metodami FDS oraz RVM wykonano osobno dla każdej sekcji izolacji w temperaturze 30, 50 i 80°C. Wszystkie sekcje modelu miały praktycznie to samo zawilgocenie, które nie zmieniało się znacząco przy zmianach temperatury. Układ izolacyjny był hermetyczny. Zmiana temperatury powodowała oczywiście migrację wilgoci między izolacją stałą i olejem. Jednak ilość wody, jaka mogła przejść z preszpanu do oleju (bądź w przeciwnym kierunku), była pomijalnie mała - dla widocznej zmiany zawilgocenia izolacji stałej. Stąd wyniki uzyskane dla różnych sekcji i różnych wartości temperatury powinny być bardzo zbliżone.

Wyniki uzyskane metodą RVM są oparte o standardową interpretację firmy Tettex. W przypadku metody FDS próbowano uzyskać jak najlepszą zgodność wyników modelowania z danymi pomiarowymi, biorąc pod uwagę głównie krzywą strat w zakresie niskich częstotliwości. Przeprowadzone badania pokazały, że takie podejście zapewnia najmniejszy błąd oceny zawilgocenia. Przykładową zależność strat dielektrycznych (ε'') od częstotliwości oraz dopasowaną odpowiedź modelu przedstawiono na rysunku 6.



Rys.6. Straty dielektryczne w funkcji częstotliwości dla modelu izolacji transformatora o zawilgoceniu 2,7%

Zestawienie wyników dla modelu „suchego" (o zawilgoceniu 0,7%) przedstawiono w tabeli 2, natomiast dla modelu „mokrego" (o zawilgoceniu 2,7%) w tabeli 3. Jak widać, dla modelu „suchego", wyniki uzyskane metodami RVM, FDS oraz pośrednią metodą fizykochemiczną są podobne. Maksymalny błąd bezwzględny nie przekracza 0,3% wilgoci, co jest w większości przypadków wystarczające. Rozrzut wyników w przypadku metody RVM jest większy niż w przypadku metody FDS.

Dla modelu „mokrego" maksymalny błąd bezwzględny metody FDS wyniósł 0,6%, jednak, poza jednym przypadkiem, jest on mniejszy od wartości 0,5%, co jest wystarczające dla celów praktycznych.

Wyniki uzyskane metodą RVM obarczone są dużo większym błędem - do 1,9%. Duży jest również rozrzut wyników. Jak widać, brak uwzględnienia parametrów geometrycznych w standardowej interpretacji, prowadzi do błędnych wyników.

Pośrednia metoda fizykochemiczna, dla obu poziomów zawilgocenia, charakteryzowała się niewielkim błędem bezwzględnym, na poziomie 0,3%. Jak widać, zastosowanie skorygowanej metody krzywych równowagi prowadzi do poprawnych wyników, pod warunkiem istnienia stanu równowagi.

Tabela 2. Zawilgocenie izolacji stałej modelu „suchego" wyznaczone różnymi metodami

sekcja	temp. [°C]	zawilgocenie [%]			
		KFT bezp.*	FDS	RVM	KFT pośr*.
G	30	0,7	0,7	0,9	1,0
X = 15%	50		0,7	0,8	
Y = 15%	80		0,6	0,5	
S	30		0,6	0,7	
X = 15%	50		0,6	0,7	
Y = 30%	80		0,5	0,7	
D	30		0,8	1	
X = 30%	50		0,7	1	
Y = 15%	80		0,6	0,7	
max. błąd bezwzględny [%]			0,2	0,3	0,3
rozrzut [%]			0,3	0,5	-

* - wartość średnia

Tabela 3. Zawilgocenie izolacji stałej modelu „mokrego" wyznaczone różnymi metodami

sekcja	temp. [°C]	zawilgocenie [%]			
		KFT bezp. *	FDS	RVM	KFT pośr. *
G	30	2,7	2,5	1,2	2,4
X = 15%	50		2,5	1,9	
Y = 15%	80		2,7	2,0	
S	30		2,2	0,8	
X = 15%	50		2,1	1,4	
Y = 30%	80		2,2	1,8	
D	30		2,3	1,0	
X = 30%	50		2,4	1,8	
Y = 15%	80		2,4	1,9	
max. błąd bezwzględny [%]			0,6	1,9	0,3
rozrzut			0,6	1,2	-

* - wartość średnia

Wnioski

Ocena zawilgocenia transformatorów energetycznych, pośrednią metodą fizykochemiczną, jest w większości przypadków niewiarygodna. Jednak, w przypadkach istnienia równowagi termodynamicznej, skorygowana metoda krzywych równowagi daje prawidłowe wyniki.

Interpretacja danych pomiarowych w metodzie RVM, bazująca jedynie na dominującej stałej czasowej, jest niepoprawna. Eksperyment wykazał wyraźną zależność tego parametru od geometrii układu izolacyjnego.

Zawilgocenie izolacji stałej znajduje odzwierciedlenie w kształcie spektrum napięcia powrotnego, jednak poprawna interpretacja wymaga, podobnie jak w metodzie FDS, modelowania odpowiedzi dielektrycznej.

Metoda FDS została pozytywnie zweryfikowana. Interpretacja danych, oparta na modelu X-Y, daje wiarygodne wyniki.

Dla poprawności wyników, istotna jest dokładna znajomość temperatury, rezystywności oleju oraz analiza krzywej strat w zakresie możliwie najniższych częstotliwości.

Praca wykonana w ramach Międzynarodowego Projektu Badawczego REDIATOOL finansowanego z 5 PR Unii Europejskiej ("Reliable Diagnostics of HV Transformer Insulation for Safety Assurance of Power Transmission Systems" – Contract no. NNE5/2001/472).

LITERATURA

[1] Moser H.P., Dahinden V., Transformerboard II, *H. Weidmann AG*, Switzerland, (1987)

[2] Du Y., Zahn M., Lesieutre B.C., Mamishev A.V., Lindgren S.R., Moisture Equilibrium in Transformer Paper-Oil Systems, *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Vol. 15, No. 1, (1999)

[3] Przybyłek P., Weryfikacja i korekta metod fizykochemicznych wykorzystywanych do wyznaczania zawartości wody w papierze izolacyjnym, *Przegląd Elektrotechniczny*, VIII Ogólnopolskie Sympozjum - Inżynieria Wysokich Napięć, (2006)

[4] Zaengl W.S., Dielectric Spectroscopy in Time and Frequency Domain for HV Power Equipment, Part I: Theoretical Considerations, *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Vol. 19, No. 5, (2003)

[5] Zaengl W.S., Applications of Dielectric Spectroscopy in Time and Frequency Domain for HV Power Equipment, *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Vol. 19, No. 6, (2003)

[6] Gubanski S. M., Boss P., Csepes G., Houhanessian V. D., Filippini J., Guuinic P., Gafvert U., Karius V., Lapworth J., Urbani G., Werelius P., and Zaengl W. S., Dielectric response methods for diagnostics of power transformers: Report of the TF 15.01.09, *CIGRE*, (2001)

[7] Walczak K., Graczkowski A., Gielniak J., Gubański J., Mościcka-Grzesiak H., Assessment of Insulation State of Power Transformer After 35 Years of Operation Using Different Diagnostic Methods, *Proceedings of the XIVth International Symposium on High Voltage Engineering*, Bejing, China, August 25-29 2005 G-086, p. 422

[8] Gafvert U., Frimpong G., Fuhr J., Modelling of Dielectric Measurements on Power Transformers, *Proceedings of 37th Session of Large High Voltage Electric Systems*, CIGRE, Paris, (1998)

[9] Ekanayake C., Gubanski S.M., Graczkowski A., Walczak K., Frequency Response of Oil Impregnated Pressboard and Paper Samples for Estimating Moisture in Transformer Insulation, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Volume 21, Issue 3, (July 2006) , 1309 – 1317

[10] Graczkowski A., Walczak K., Szymański J., Application of Equivalent Circuit in Dielectric Response Analysis of Oil-Paper Insulation System, *Proceedings of the XIVth International Symposium on High Voltage Engineering*, Tsinghua University, Beijing, China, August 2005, pp. 443

Autorzy: *dr inż. Andrzej Graczkowski, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: andrzej.graczkowski@put.poznan.pl; dr inż. Jarosław Gielniak, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: jaroslaw.gielniak@put.poznan.pl; mgr inż. Piotr Przybyłek, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: piotr.przybylek@doctorate.put.poznan.pl; mgr inż. Jarosław Szymański, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: jaroslaw.szymanski.@doctorate.put.poznan.pl; Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, dr inż. Krzysztof Walczak, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: krzysztof.walczak@put.poznan.pl; inż. Stanisław R. Neuman, ZPRE „Energetyka Czerwonak", ul. Gdyńska 83, 62-004 Czerwonak, E-mail: info@energetyka-czerwonak.com.pl*

Jerzy JANISZEWSKI

Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki

Nowe rozwiązania konstrukcyjne zestyków łączników próżniowych

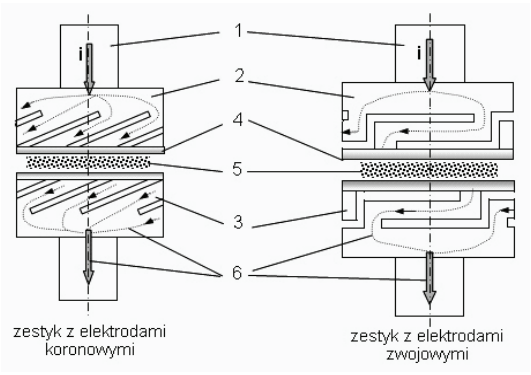
Streszczenie. *Artykuł przedstawia przykładowe wyniki badań wielkoprądowego łuku elektrycznego w próżni w układach elektrod z osiowym i radialnym polem magnetycznym. W nowych rozwiązaniach elektrod zastosowano kształtowanie rozkładu pola magnetycznego z wykorzystaniem pierścieni ferromagnetycznych. Uzyskane rezultaty wskazują na możliwość optymalizacji konstrukcji zestyków m.in. z punktu widzenia zwiększenia zdolności łączeniowej wyłączników próżniowych oraz ograniczenia erozji ich elektrod.*

Abstract. *The article presents selected results of researches of high current vacuum arc in electrodes with axial and radial magnetic fields. The forming of the distribution of magnetic field with the use of ferromagnetic rings was used in new electrode solutions. The results show that it is possible to optimise the contacts constructions, especially considering the increasing of breaking capacity and reducing of electrode erosion of vacuum switches. (**New constructional solutions of vacuum switches contacts**).*

Słowa kluczowe: łuk łączeniowy, łuk w próżni, łączniki próżniowe, łuk w polu magnetycznym.
Keywords: switching arc, vacuum arc, vacuum switches, arc in magnetic field.

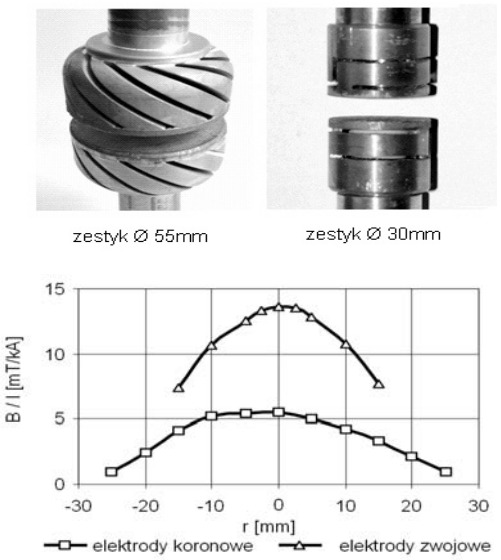
Wprowadzenie

W celu ograniczenia negatywnych skutków działania łuku elektrycznego w wyłącznikach próżniowych od wielu lat wykorzystywane są albo metody elektrodynamicznego wymuszania ruchu łuku (np. poprzez zastosowanie zestyków generujących radialne pole magnetyczne) albo metody skierowane na podniesienie granicy wartości prądu, przy którym następuje koncentracja wyładowania. Drugi sposób uzyskuje się poprzez oddziaływanie na łuk elektryczny polem magnetycznym równoległym do kierunku przepływu plazmy (tzw. osiowym polem magnetycznym). Pole magnetyczne w przestrzeni międzystykowej wytwarza się albo za pomocą odpowiednio ukształtowanej bryły zestyku, albo z wykorzystaniem zewnętrznych cewek włączonych zazwyczaj szeregowo w obwód przepływu prądu łuku. Należy dodać, że zastosowanie osiowego pola magnetycznego (niezależnie od sposobu jego wytwarzania) poza stabilizacją wyładowania obniża dodatkowo napięcie łuku, co przyczynia się do ograniczenia ilości wydzielanej w wyładowaniu energii [1]. Podstawowe formy elektrod wytwarzających osiowe pole magnetyczne przedstawiono na rysunku 1.



Rys.1. Typowe konstrukcje zestyków wytwarzających osiowe pole magnetyczne: 1 – tor prądowy; 2,3 – bryła styku; 4 – nakładka stykowa; 5 – plazma wyładowania łukowego; 6 – poglądowe linie strug prądowych

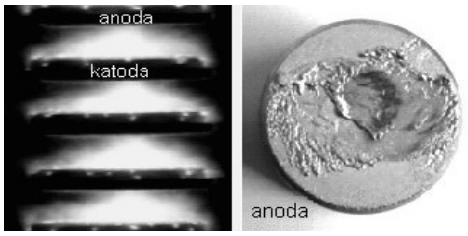
Pomiary radialnego rozkładu indukcji osiowego pola magnetycznego, wykonane dla elektrod o formie przedstawionej na rysunku 1 wykazały, że pole to jest niejednorodne i charakteryzuje się istnieniem ekstremum umiejscowionym w części centralnej styków. Widok elektrod wykorzystanych w badaniach oraz charakterystykę rozkładu generowanego przez nie osiowego pola magnetycznego przedstawia rysunek 2.



Rys.2. Widok elektrod wytwarzających osiowe pole magnetyczne i charakterystyka radialnego rozkładu tego pola w przestrzeni międzystykowej

Z badań eksperymentalnych wynika, że w obecności osiowego pola magnetycznego, wraz ze wzrostem wartości prądu, wielkoprądowy łuk próżniowy wykazuje skłonność do koncentracji w obszarze maksymalnej wartości indukcji magnetycznej. Oznacza to, że rozkład pola z maksimum jego wartości w osi układu elektrodowego będzie powodował koncentrację łuku w tym właśnie obszarze. Będzie to w konsekwencji przyczyną zwiększonego, lokalnego topienia się elektrod i spowoduje ograniczenie zdolności łączeniowej wyłącznika próżniowego. Obraz łuku wielkoprądowego między klasycznymi stykami wytwarzającymi osiowe pole magnetyczne (o formach pokazanych na rys.1 i 2), przy wartości prądu powodującej koncentrację wyładowania oraz stan powierzchni jednej z elektrod (anody) po wyłączeniu prądu przedstawia rysunek 3. Obraz fotograficzny łuku, uzyskany za pomocą szybkiej kamery filmowej, przedstawia postać wyładowania na elektrodach o średnicy 30 mm, w otoczeniu amplitudy

półfali prądu o wartości 13 kA. Łuk ten charakteryzuje się rozproszoną formą przy katodzie oraz skoncentrowaniem kanału wyładowczego w strefie przyanodowej.

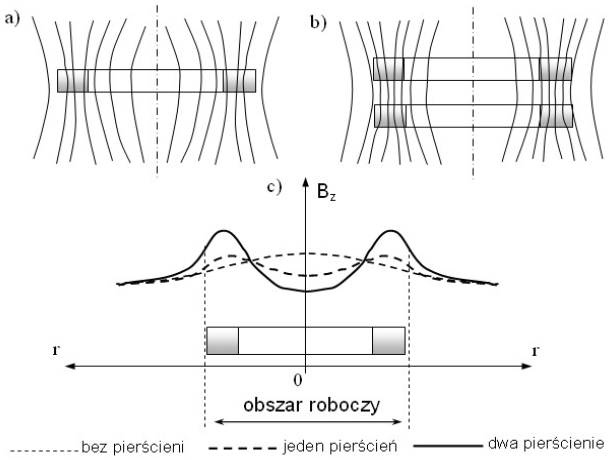


Rys.3. Obraz wyładowania wielkoprądowego w osiowym polu magnetycznym na elektrodach miedzianych o średnicy 30mm oraz stan powierzchni anody po wyłączeniu prądu; rejestracja 100μs/kadr w otoczeniu amplitudy prądu I_m=13kA

W celu przeciwdziałania koncentrowaniu się łuku w środkowej części układu stykowego w wielu firmach opracowano specjalne konstrukcje elektrod wytwarzających wielobiegunowe (najczęściej 2 lub 4) rozkłady indukcji pola magnetycznego w przestrzeni międzystykowej [2,3,4,]. Konstrukcje charakteryzują się znaczną złożonością, a funkcjonalnie powodują rozdział łuku elektrycznego na równoległe wyładowania, których liczba odpowiada ilości par biegunów wytworzonego pola magnetycznego. Również w tych przypadkach obserwuje się wzrost koncentracji łuku w poszczególnych „kolumnach" łukowych w otoczeniu maksimum indukcji pola magnetycznego poszczególnych biegunów. Oznacza to, że obszary „międzybiegunowe", a w konsekwencji powierzchnie elektrod nie są efektywnie wykorzystane.

Nowe rozwiązania układów zestykowych

Zwiększenie zdolności łączeniowej łącznika z osiowym polem magnetycznym można uzyskać także przez ukształtowanie pola magnetycznego w taki sposób, że jego rozkład radialny będzie osiowo symetryczny z maksimum indukcji przesuniętym względem osi styków - system SADE [5]. Autorzy cytowanej pracy zastosowali pod bryłami styków dodatkowe cewki. Oczekiwany rozkład indukcji można w prostszy sposób uzyskać przez wprowadzenie w obszar pola magnetycznego (wytworzonego w dowolny sposób) jednego lub dwóch pierścieni ferromagnetycznych, powodujących zagęszczenie linii pola magnetycznego w okolicach brzegów ferromagnetyka. Zasadę działania układu i poglądowe kształty radialnego rozkładu indukcji osiowego pola magnetycznego pokazano na rysunku 4.

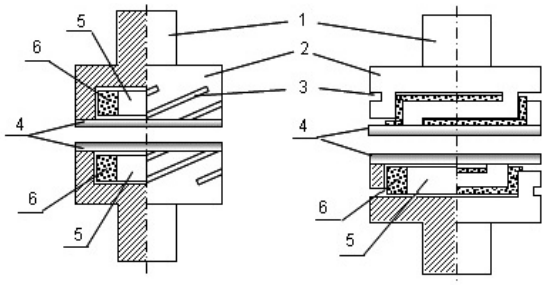


Rys.4. Modyfikacja zagęszczenia linii pola magnetycznego w obecności jednego (a) i dwóch (b) pierścieni ferromagnetycznych oraz poglądowy kształt rozkładu indukcji magnetycznej (c)

Zaletami proponowanego rozwiązania są:

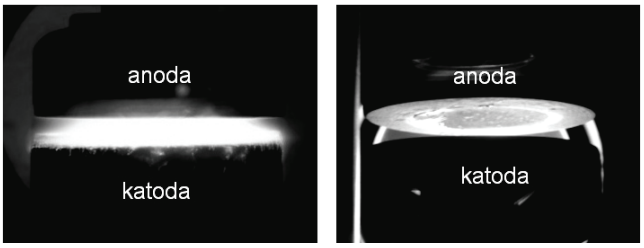
- możliwość zastosowania w układach gaszeniowych z zewnętrznymi cewkami oraz w układach ze stykami samoczynnie generującymi osiowe pole magnetyczne,
- zwiększenie indukcji pola magnetycznego w przestrzeni międzystykowej w porównaniu z układami bez pierścieni ferromagnetycznych,
- możliwość optymalizowania rozkładu indukcji pola magnetycznego w przestrzeni międzystykowej łącznika próżniowego przez dobór wymiarów geometrycznych i odległości pierścieni ferromagnetycznych, a także poprzez dobór kształtu przekroju rdzeni i cech magnetycznych materiału, z którego są wykonane.

Rozwiązania konstrukcyjne zestyków, w których do kształtowania radialnego rozkładu osiowego pola magnetycznego zastosowano rdzenie ferromagnetyczne przedstawia rysunek 5.



Rys. 5. Przykładowe konstrukcje zestyków z rozkładem osiowego pola magnetycznego, kształtowanym za pomocą pierścieni ferromagnetycznych: 1 – tor prądowy, 2 – bryła styku (baza stykowa), 3 – nacięcia w bazach stykowych, 4 – nakładki stykowe, 5 – wnęki w bazach stykowych, 6 – pierścienie ferromagnetyczne

Metodykę badań łuku wielkoprądowego oraz stosowane układy pomiarowe zaprezentowano m.in. w pracach [1 i 6]. Na rysunku 6 pokazano obraz łuku elektrycznego, wytworzonego w przestrzeni międzyelektrodowej zestyku z zmodyfikowanym rozkładem pola magnetycznego oraz widok elektrod po przedstawionej próbie łączeniowej. Mimo dużej wartości prądu (I_m=18 kA) wyładowanie ma charakter dyfuzyjny (mający dodatkowe potwierdzenie w braku nadtopień na powierzchni katody). Zgodne z oczekiwaniem nadtopienia anody nie występują w części centralnej elektrody, a ich umiejscowienie odpowiada położeniu czołowej powierzchni pierścienia ferromagnetycznego, znajdującego się pod nakładką stykową. Umiejscowienie i wielkość nadtopień potwierdzają zmniejszenie (w stosunku do rozmazań konwencjonalnych) lokalnej gęstości prądu dopływającego do anody.



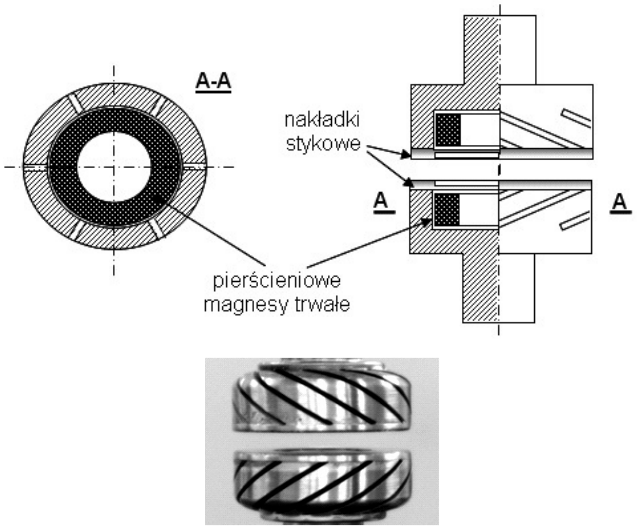
Rys. 6. Wyładowanie wielkoprądowe w zmodyfikowanym układzie elektrod oraz widok powierzchni miedzianej anody po próbie łączeniowej z prądem o wartości I_m=18 kA

W pewnych sytuacjach, w szczególności w konstrukcjach łączników próżniowych na niższe napięcia znamionowe oraz np. w ignitronach próżniowych, załączających prąd o dużych wartościach bez konieczności

szybkiego przerywania jego przepływu, pole magnetyczne w przestrzeni międzystykowej nie musi zanikać z chwilą przejścia prądu łuku przez wartość zerową. W takich przypadkach źródłem osiowego pola magnetycznego o opisywanym wcześniej rozkładzie mogą być pierścieniowe magnesy trwałe. Sam układ stykowy nie musi wówczas generować pola magnetycznego i jego konstrukcja zdecydowanie się upraszcza. Takie rozwiązanie pozwala również na wykonanie zestyku, w którym na wyładowanie elektryczne może oddziaływać zarówno osiowe jak i poprzeczne pole magnetyczne.

W próżniowych komorach gaszeniowych z poprzecznym polem magnetycznym skuteczność oddziaływania pola magnetycznego na łuk elektryczny uzależniona jest od postaci wyładowania [6]. Przy dużej wartości prądu w chwili rozdzielania się elektrod (zwykle powyżej 7-10kA) łuk jest skoncentrowany. W takiej postaci efektywnie poddaje się oddziaływaniom elektrodynamicznym, tzn. przemieszcza się po powierzchni styków ruchem wymuszonym, w kierunku zgodnym z regułą Ampere'a. Dla mniejszych wartości prądu w chwili rozdzielania się elektrod łuk w początkowej fazie ma postać zbliżoną do dyfuzyjnej i rozprasza się w całej przestrzeni międzystykowej. Przy dalszym wzroście prądu, ulega on jednak skoncentrowaniu w części centralnej styków, gdzie poprzeczne pole magnetyczne praktycznie nie istnieje. Sytuacja jest szczególnie niekorzystna dla zestyku utworzonego z elektrod koronowych o przeciwnie skierowanych nacięciach, posiadających od strony wyładowania otwarte wnęki [6]. Unieruchomienie łuku wielkoprądowego we wnękach styków praktycznie uniemożliwia skuteczne jego zgaszenie.

Możliwość występowania łuku elektrycznego w formie skoncentrowanej lub dyfuzyjnej w zależności od chwilowej (losowo występującej podczas procesów łączeniowych) wartości prądu sugeruje, że właściwym rozwiązaniem zestyku powinna być konstrukcja wykorzystująca oddziaływanie zarówno osiowego pola magnetycznego (gdy łuk jest dyfuzyjny) jak i radialnego (gdy w fazie rozdzielania elektrod łuk uległ skoncentrowaniu). Propozycję konstrukcji takiego zestyku pokazano na rysunku 6.



Rys. 7. Zestyk łącznika próżniowego wykorzystującego oddziaływanie osiowego i radialnego pola magnetycznego oraz widok przykładowego rozwiązania

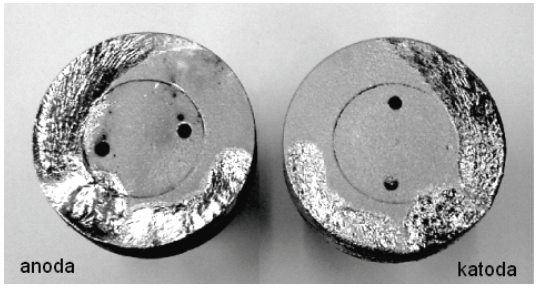
W konstrukcji zestyku wykorzystano elektrody typu koronowego i umieszczone w ich wnętrzu pierścieniowe magnesy trwałe. Elektrody koronowe mają nacięcia w swojej części walcowej wykonane w kierunkach przeciwnych, co oznacza, że wytwarzają między nakładkami stykowymi pole magnetyczne o kierunku radialnym, Do wytworzenia pola osiowego (o rozkładzie indukcji zgodnym z rys. 4) wykorzystano pierścieniowe magnesy trwałe. Konstrukcja zestyku wymaga, aby nakładka stykowa była „pełna" w przeciwieństwie do klasycznego zestyku koronowego z polem poprzecznym, gdzie nakładki stykowe są pierścieniowe. Wykonane badania łączeniowe potwierdziły, że podczas wyłączania prądu o dużej wartości w chwili rozdzielania elektrod łuk elektryczny na zestykach z pełną nakładką stykowa oraz z nakładką pierścieniową zachowuje się podobnie i nie występuje jego koncentrowanie się w części centralnej zestyku Na rysunku 8 pokazano stan powierzchni anod koronowych z otwartą i zamkniętą (od strony wyładowania) wnęką, po serii prób łączeniowych z prądem o wartościach 8-15 kA. Dla takich wartości prądu w obydwu przypadkach wymuszanie ruchu łuku nie jest zbyt efektywne. Dowodem są m.in. ślady erozyjne na powierzchniach roboczych nakładek stykowych, których długość (w pojedynczym cyklu łączeniowym) nie przekracza 25% obwodu styków.



Rys. 8. Anody zestyków z poprzecznym polem magnetycznym, (w wykonaniu klasycznym i zmodyfikowanym) po serii prób łączeniowych (elektrody Cu, Ø 55mm)

Dla poprawy warunków pracy proponowanego układu elektrod w powierzchniach czołowych nakładek stykowych należy zastosować niewielkie zagłębienie. Elektrody stykają się wówczas na powierzchni pierścieniowej w otoczeniu zewnętrznej części zestyku. W takiej sytuacji przy dużych wartościach prądu w chwili rozchodzenia się styków łuk elektryczny (skoncentrowany) znajduje się w miejscu oddziaływania najsilniejszego radialnego pola magnetycznego (generowanego przez przepływ prądu w nacięciach elektrod) i jest zmuszany do dryfowania. Gdy prąd jest mniejszy, łuk ulega samoczynnemu rozproszeniu na pozostałą powierzchnię elektrod. W ich części centralnej wyładowanie znajduje się pod działaniem osiowego pola magnetycznego wytwarzanego przez magnesy trwałe.

Skuteczność oddziaływania zmodyfikowanego układu elektrod na łuk elektryczny posiadający postać skoncentrowaną potwierdzono eksperymentalnie dla wartości prądu do 35 kA. Widok elektrod po 3 próbach łączeniowych z prądem o wartości szczytowej, kolejno: 28 kA, 30 kA i 35 kA przedstawia rysunek 9.



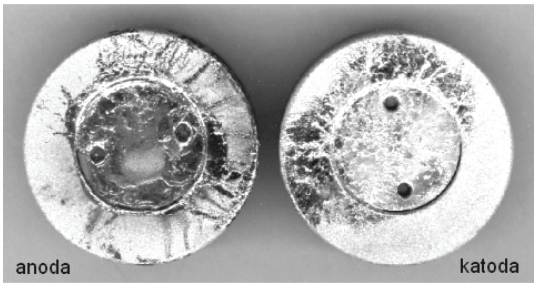
Rys. 9. Powierzchnie zmodyfikowanych elektrod po wyłączeniu prądu o wartości 28kA,30kA i 35kA (elektrody Cu, Ø 55mm)

W przypadku zestyku posiadającego wnęką, warunki najtrudniejsze dla jego pracy występują wówczas gdy w fazie gaszenia łuku wielkoprądowego styki rozdzielają się na początku półfali prądu lub gdy wyładowanie powstaje na skutek przebicia przerwy międzyelektrodowej [6]. W okresie narastania wartości prądu dochodzi do skoncentrowania i unieruchomienia łuku we wnękach elektrod, co przyczynia się do ich głębokiego wytapiania. Widok powierzchni elektrod pracujących w tak niekorzystnych warunkach łączeniowych pokazano na rysunku 10. Serię trzech prób wykonano dla prądu o wartościach szczytowych 18 kA, 20 kA i 24 kA, przy czym łuk inicjowano na początku przepływu półfali prądu. Cykl pomiarowy zakończyła próba, po której miedzy stykami wystąpił powtórny zapłon łuku.



Rys. 10. Standardowe elektrody z radialnym polem magnetycznym po nieskutecznej próbie wyłączania prądu o wartości szczytowej 24 kA (elektrody z nakładkami stykowymi CuCr, Ø 55/29mm)

Zastosowanie zmodyfikowanego układu elektrod, wyposażonych w „pełną nakładkę stykową, pod którą umieszczone są pierścieniowe magnesy trwałe, pozwala na znaczne ograniczenie koncentrowania się łuku w fazie narastania prądu. Na rysunku 11 przedstawiono widok powierzchni elektrod miedzianych po trzech próbach łączeniowych, przeprowadzonych w sposób identyczny jak dla elektrod z rysunku 10. W tym przypadku próby wykonano przy prądach probierczych o amplitudach 15 kA, 20 kA i 25 kA, przy czym żadna z prób łączeniowych nie spowodowała powtórnego zapłonu łuku.



Rys. 11. Stan powierzchni elektrod zmodyfikowanych po wyłączeniu prądu o wartościach do 25kA, z łukiem inicjowanym przy małej chwilowej wartości prądu (elektrody Cu, Ø 55mm)

Z wykonanych badań wynika, że mimo występowania na powierzchni zmodyfikowanych elektrod nadtopień, ich głębokość (a w konsekwencji również objętość kraterów wypełnionych płynnym metalem) jest zdecydowanie mniejsza niż w przypadku styków konwencjonalnych. Na poprawę zdolności łączeniowej proponowanego rozwiązania wskazuje również uzyskane zwiększenie wytrzymałości połukowej przerwy międzystykowej. W wykonaniu użytkowym można spodziewać się dalszej poprawy parametrów łączeniowych, ponieważ w badaniach eksperymentalnych zastosowano elektrody miedziane, mniej odporne na erozję łukową niż stosowany na nakładki stykowe wyłączników próżniowych spiek CuCr.

Podsumowanie

Badania właściwości proponowanych rozwiązań konstrukcyjnych zestyków pozwalają stwierdzić, że przy tych samych wymiarach geometrycznych możliwe jest zwiększenie ich zdolności łączeniowej poprzez odpowiednie kształtowania rozkładu osiowego pola magnetycznego, oddziałującego na łuk elektryczny. Zastosowanie pierścieni ferromagnetycznych do sterowania rozkładem pola magnetycznego upraszcza konstrukcje elektrod i przyczynia się do wzrostu indukcji magnetycznej w przestrzeni międzystykowej. Wykazane eksperymentalnie rozproszenie łuku wielkoprądowego w zmodyfikowanym, osiowym polu magnetycznym pozwala na zmniejszenie lokalnej gęstości prądu dopływającego do anody, co przyczynia się do ograniczenia jej erozji oraz zwiększenia zdolności łączeniowej układu zestykowego łącznika próżniowego.

W zestyku z równoczesnym oddziaływaniem osiowego i poprzecznego pola magnetycznego uzyskano rozdzielenie obszarów na powierzchniach elektrod, w obrębie których występują różne formy wyładowania łukowego. W ten sposób można znacznie uniezależnić zdolność łączeniową wyłącznika próżniowego od postaci łuku, która zależy od aktualnej wartości prądu w chwili rozdzielania elektrod.

Poprzez dobór wymiarów, kształtu, przekroju oraz właściwości materiałowych pierścieni ferromagnetycznych istnieje możliwość szerokiej modyfikacji rozkładu pola magnetycznego w przestrzeni miedzyelektrodowej łączników próżniowych. Mając na uwadze możliwość optymalizacji konstrukcji przedstawionych układów zestykowych, celowe wydaje się kontynuowanie prac badawczych z elektrodami wyposażonymi w nakładki stykowe z segmentowymi, promieniowymi nacięciami. Nacięcia takie ograniczają prądy wirowe w materiale nakładek oraz umożliwiają zwiększenie wartości indukcji osiowego pola magnetycznego, wytwarzanego przez zestyk łącznika próżniowego [7]. Zestyki z naciętymi radialnie nakładkami stykowymi są aktualnie stosowane w próżniowych komorach gaszeniowych z osiowym polem magnetycznym. Z wykonanych badań wynika jednak, że istnieje duże prawdopodobieństwo wypełniania się szczelin w stykach topionym przez łuk elektryczny materiałem elektrod i pogarszania w ten sposób zdolności łączeniowej.

LITERATURA

[1] Janiszewski J., Badania fotograficzne wielkoprądowego łuku elektrycznego w próżni w osiowym polu magnetycznym, *Elektryczna Aparatura Rozdzielcza*, Poznań, (2004), 73-84

[2] Shang W., Schellekens H., Hilderink J., Experimental investigations of the arc properties of vacuum circuit breaker with horse shoe electrode and its applications, *15th Int. Symp. on DEiV*, Darmstadt (1992), 369-372

[3] Fink H., Heimbach M., Shang W., A new contact design based on a quadrupolar axial magnetic field and its characteristics, *ETEP*, (2000) Vol.10, No.2, 75-80

[4] Picot P., Vacuum switching, *Cahier Technique Schneider Electric* (2000), No.198

[5] Homa M., Somei H., Niwa Y., Yokokura K., Ohshima I., Physical and theoretical aspests of a new vacuum arc control technology, *Int. Symp. on DEiV*, Eindhoven (1998), 415-422

[6] Janiszewski J., Załucki Z., On a certain disadvantageous mode of the arc between cup-shaped contacts during high-current interruption in vacuum, *ETEP*, (1999), Vol.9, No.6, 385-390

[7] Stoving P.N., Bestel E.F., Finite elementsanalysis of AMF vacuum contacts, *18th Int. Symp. on DEiV*, Eindhoven (1998), 522-529

Autor: dr inż. Jerzy Janiszewski, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: jerzy.janiszewski@put.poznan.pl

Ryszard KACPRZYK

Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, Politechnika Wrocławska

Zagrożenia od elektryczności statycznej

Streszczenie. *W pracy przedstawiono problemy zagrożeń od elektryczności statycznej występujące w środowisku technologicznym, tworzone tak przez operatora jak i obiekty technologiczne. Pokazano, że energia uwalniana z pojemności ciała człowieka, poniżej progu jego czułości, może znacznie przewyższać poziom tolerowany przez współczesne układy scalone. Przedstawiono również pewne uwagi dotyczące wpływu silnych pól elektrostatycznych i wolnozmiennych na ośrodki przewodzące, w tym tkanki żywe.*

Abstract. *Electrostatic hazards in the technological environment, caused by an operator or technological objects, were discussed in the paper. It was shown that energy released from the capacitance of the human body below the sensitivity threshold may be much higher then the energy tolerable by nowadays integrated circuits. Some remarks about influence of strong electrostatic and low frequency fields on well conducting media including living tissues were also presented and discussed. (**Electrostatic hazards in the technological environment**).*

Słowa kluczowe: elektrostatyka, wyładowania elektryczności statycznej, zagrożenia
Keywords: electrostatics, ESD, hazards

Wstęp

Hasło „elektrostatyka" kojarzy się zwykle z greckim matematykiem i filozofem z VI w p.n.e. Talesem z Miletu, który to w tych czasach stwierdził występowanie zjawiska przyciągania drobin różnych materiałów przez kawałek potartego bursztynu. Niestety, obecnie bardzo często jest to niemal jedyne skojarzenie w obszarze elektrostatyki na jakie pozwala sobie większość absolwentów szkół średnich a nawet i wyższych. Warto tu zacytować zdanie jednego z uznanych w USA ekspertów w dziedzinie ochrony przed ESD (od ang. ElectroStatic Discharge) w elektronice O. McKeever'a:

„Doświadczenie wskazuje, że dobrze wykształceni inżynierowie elektronicy i elektrycy, pracujący w przemyśle elektronicznym, mogą mieć zasadnicze problemy ze zrozumieniem występujących zjawisk elektrostatycznych, ... że wchodząc w XXI w tak wielu inżynierów nie rozumie zasad elektrostatyki podanych przez Gilbert'a, Franklin'a czy Faraday'a w XVI, XVIII czy XIX w." [1].

Nie należy się zatem dziwić, że również w Polsce problem ochrony przed szkodliwym działaniem elektryczności statycznej był, i jak się wydaje jest nadal, niedoceniany.

Pojęcie elektryczności statycznej jest w sposób naturalny związane z określeniem elektryzacja. Ostatnim terminem określa się "wszelkie procesy prowadzące do segregacji dodatnich i ujemnych ładunków" [2] występującej między różnymi ciałami na skutek różnych mechanizmów. Zjawisko elektryzacji statycznej, wykorzystywane praktycznie w wielu procesach technologicznych (np. w separacji elektrostatycznej, malowaniu, kserografii itp.), może być jednak przyczyną mniej lub bardziej poważnych incydentów czy wręcz katastrof. Potencjalnie budujący jak i niszczący wpływ elektryzacji statycznej stał się powodem zasadniczego wzrostu zainteresowania problematyką zagrożeń, zwłaszcza od połowy lat 70-tych ubiegłego wieku.

Wśród zagrożeń, jakie mogą wyniknąć z gromadzenia ładunku elektrycznego i jego niekontrolowanego rozładowania, można wymienić:

- eksplozje i pożary wywołane przez ESD (transport paliw, transport pneumatyczny pyłów, inne procesy technologiczne);
- uszkodzenia elementów mikroelektronicznych;
- zakłócenia elektromagnetyczne od ESD (komunikacja, diagnostyka medyczna, informatyka);
- pośrednie i bezpośrednie zagrożenia personelu.

Charakterystyka zagrożeń od elektryczności statycznej

Problem zagrożeń od elektryczności statycznej narasta od wielu lat. Wydaje się, że do najistotniejszych czynników wywołujących wzrost zagrożeń od ESD należałoby zaliczyć:

- wzrost wymiarów (gigantyzacja) obiektów posiadających zdolność gromadzenia ładunku;
- miniaturyzacja obiektów i wzrost z jej postępem wrażliwości elementów elektronicznych na ESD;
- zasadniczy wzrost rezystywności materiałów występujących w środowisku (również technologicznym) człowieka.

Najbardziej spektakularnym przykładem ilustrującym pierwszą z wymienionych przyczyn może być seria eksplozji tankowców z końca lat 60-tych ubiegłego wieku. W ciągu dwóch tygodni 1969 r eksplodowały tankowce "Marpessa" ,"Mactra" oraz "Kong Haakon VII" o nośnościach 160 000 – 200 000 ton. W tym samym roku eksplodowały jeszcze dwa inne tankowce. We wszystkich przypadkach do eksplozji dochodziło podczas płukania luków, z pozostałości po transportowanej ropie za pomocą działek wodnych [3]. Przyczyną eksplozji było tworzenie obłoków aerozolu wody oraz ładunku przestrzennego i niekontrolowane jego wyładowania w wybuchowej atmosferze powietrza zmieszanego z lotnymi frakcjami ropy naftowej.

Innym, istotnym impulsem, powodującym wzrost zainteresowania zagrożeniami od elektryczności statycznej były problemy z układami scalonymi wielkiej skali integracji – druga z wymienionych wyżej grup zagrożeń. Problem zaznaczył się w pierwszej połowie lat 70-tych, kiedy to w jednym z raportów firmy Westinghouse Advanced Technology Laboratory w USA (wówczas jednego z najbardziej zaawansowanych laboratoriów produkujących układy scalone o najwyższym stopniu integracji) ujawniono gwałtowny wzrost liczby braków (do 75%!) podczas przekraczania kolejnego poziomu integracji. Problem pogłębił się po wprowadzeniu układów zawierających elementy wykonane w technologii MOS. W jednym tylko 1982 r. firmy produkujące elementy półprzewodnikowe w Stanach Zjednoczonych poniosły straty w wysokości ponad 1 mld. USD. Straty te powstały na skutek uszkodzeń układów scalonych spowodowanych niekontrolowanymi mikro-wyładowaniami elektryczności statycznej tzw. ESD [4]. Warto dodać, ze jeszcze w roku 1999 straty w przemyśle elektronicznym szacowano na poziomie 5 mld. USD. Rosnący udział strat w przemyśle elektronicznym spowodowanych przez ESD łączy się zarówno z rosnącą wrażliwością nowych układów scalonych (o dużej szybkości działania i wysokiej skali integracji) na uszkodzenia od

ESD, jak i niewielkim postępem w świadomości człowieka dotyczącym wymienionych zagrożeń. Powagę problemu ilustrować mogą uwagi zawarte w wypowiedzi T. Namaguchi'ego [11]:

„... analiza niewłaściwej lub złej pracy przyrządów półprzewodnikowych pokazała, że 60-75% z nich zostało uszkodzonych na skutek EOS (*Electrical OverStress* – przeciążenie elektryczne) lub ESD... Udział ten wzrasta do 90% (!!!) dla najnowszych technologii. Około 70% wymienionych uszkodzeń zachodzi na skutek niekontrolowanych wyładowań od niewłaściwie uziemionego personelu."

Tabela1. Właściwości elektryczne wybranych materiałów stałych

Materiał	Rezystywność skrośna ρ_V, Ωm
Drewno, papier	10^6 - 10^{10}
Tekstolit	10^8 - 10^{10}
Polipropylen	10^{12} - 10^{16}
Polistyren	10^{14} - 10^{19}
Poliester	10^{10} - 10^{17}
Poliamid	10^5 - 10^{14}

Powszechne stosowanie polimerów, tzn. materiałów o dobrych właściwościach izolacyjnych (trzeci z wymienionych wyżej powodów wzrostu zagrożeń od ESD) prowadzi z jednej strony do łatwej ich elektryzacji – ujawnienia ładunku, z drugiej zaś do długiego okresu jego przechowywania. Ostatnie zjawisko w zasadniczy sposób zwiększa możliwość gromadzenia ładunku do niebezpiecznych wartości. Powyższy problem ilustrują przedstawione w tabeli 1 wartości rezystywności skrośnej tradycyjnego materiału konstrukcyjnego sprzed kilkudziesięciu lat - drewna i powszechnie stosowanych obecnie polimerów. W pierwszym przybliżeniu czas magazynowania ładunku na obiekcie z materiału o przenikalności elektrycznej względnej ε oraz rezystywności skrośnej ρ_V określony jest tzw. makswellowską stałą czasu:

$$\tau_M = \varepsilon_0 \varepsilon \rho_V \,, \tag{1}$$

gdzie ε_0 = 8.85 × 10^{-12} F/m - przenikalność elektryczna próżni.

Z danych w tabeli 1 wynika, że czas magazynowania ładunku, równy makswellowskiej stałej czasu, w przypadku polimerów, przekracza zwykle wartość graniczną 10^{-3}s, przyjętą jako bezpieczną (jedno z kryteriów) [5].

W procesie rozpływu ładunku na obiektach wykonanych z materiałów izolacyjnych istotną rolę odgrywa również rezystywność powierzchniowa. Badania poziomu elektryzacji, wykonane dla różnych tkanin i materiałów pokazały, że elektryzacja tarciem praktycznie nie występuje dla materiałów o rezystywnościach powierzchniowych poniżej 10^{12} Ω [6].

Z zagrożeniami od elektryczności statycznej wiąże się problem obiektywnej oceny ich poziomu. Trudności w ocenie wynikają głównie z małej powtarzalności obserwowanych zjawisk, co znacznie ogranicza możliwość pełnego i dokładnego ich opisu. Ponieważ elektryczność statyczna jest zjawiskiem głównie powierzchniowym lub występującym na interfazie, dlatego też zależy silnie od czynników środowiskowych takich jak czystość powierzchni, jakość kontaktu, wilgotność czy temperatura. Należy zaznaczyć, że ostatnie z wymienionych czynników potrafią w sposób dramatyczny wpływać na rezystywności, odpowiednio powierzchniową i skrośną. Ponadto silny wpływ na stan elektryzacji i związanego z nią zagrożenia mają zmienne warunki technologiczne (naciąg taśm, szybkość przewijania czy transportu, zmienne ułożenie przewodzących elementów itd.). Osobnym elementem utrudniającym ocenę są specyficzne problemy metrologii w zakresie elektrostatyki. Omówienie ich wykracza jednak poza ramy niniejszego artykułu.

Największe zagrożenie wynikające z występowania elektryczności statycznej wiąże się z możliwością wywołania przez wyładowanie iskrowe zapłonu palnej atmosfery, prowadzącego w efekcie końcowym do pożaru czy wybuchu. Zapłon jednak może mieć miejsce jedynie wtedy, jeżeli spełnione są następujące warunki [6,7]:

- występuje proces elektryzacji i gromadzenia ładunku;
- zgromadzony ładunek osiąga wartości umożliwiające wytworzenie pól prowadzących do przeskoku;
- wyładowanie ma miejsce w palnej atmosferze;
- energia uwalniana w trakcie wyładowania jest większa od minimalnej energii zapłonu dla danej atmosfery.

Jednoczesne spełnienie wymienionych warunków nie zawsze jest możliwe, co dodatkowo utrudnia obiektywną ocenę możliwości wystąpienia zagrożenia.

Zagrożenia od wyładowań z ciała człowieka

Człowiek, z racji niskiej rezystywności ciała (na poziomie 1 do 10 Ω·m), jest elementem praktycznie przewodzącym. Ma, jako obiekt izolowany, pewną pojemność względem otoczenia i może podlegać naładowaniu.

Minimalne napięcie, przy którym człowiek odczuwa „ukłucie" podczas wyładowania ESD jest na poziomie 3-4 kV. Oznacza to, że dopiero wtedy gdy jego pojemność naładuje się do takiego właśnie poziomu, receptory bólu w opuszkach palców odbiorą podczas wyładowania nieprzyjemny sygnał. Pojemność elektryczna człowieka dorosłego, w zwykłym obuwiu na izolowanych podeszwach, wynosi na ogół 150-300 pF. Zatem energia zgromadzona na pojemności człowieka poniżej poziomu jego czułości (na ból przy wyładowaniu ESD) jest rzędu 1 mJ. Porównanie możliwej do uwolnienia energii (poniżej progu świadomości) z przedstawionymi w tabeli 2 minimalnymi energiami zapłonu mieszanin często spotykanych gazów, oparów czy pyłów z powietrzem pokazuje, ze wiele z nich może ulec zapłonowi.

Tabela 2. Przybliżone wartości minimalnej energii zapłonu dla mieszanin paliw z powietrzem

Paliwo	Energia w mJ
Acetylen	0,02
Gaz ziemny	0,2-0,3
Benzyna	0,15
Nafta, ropa naftowa	0,5
Alkohol etylowy	0,4
Aluminium (pył)	1,6
Cyrkon (pył)	0,0004
Mąka, krochmal, kakao	10 – 40
Bawełna, drewno	10 – 40
Nylon (PA)	20
Termoplasty (PE, PS, PMMA)	2 – 60

Zdecydowanie większe różnice występują pomiędzy oszacowaną energią wyładowania a przedstawionymi w tabeli 3 maksymalnymi dopuszczalnymi poziomami energii impulsów ESD jakie można doprowadzić do niechronionych elementów stosowanych we współczesnej elektronice bez ich zniszczenia.

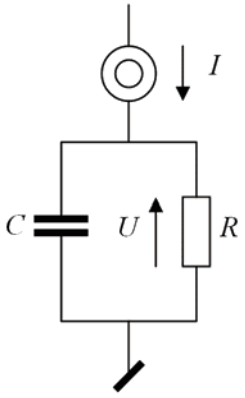
Tabela 3. Maksymalne dopuszczalne poziomy energii impulsów ESD

Rodzaj elementu	Energia, μJ
EPROM	0,5
CMOS	5,0
Schottky TTL	50

Przytoczone przykłady pokazują [1], że dopuszczalne energie wyładowań są o jeden do trzech rzędów wielkości iższe od energii wyzwalanej przez ESD z ciała człowieka (poniżej poziomu jego czułości). Jeśli wziąć pod uwagę, że standardowe czynności na zwykłym stanowisku pracy łączą się z utrzymywaniem potencjału rzędu 1-3 kV, zaś chodzenie po zwykłych wykładzinach prowadzi do potencjałów na poziomie 10 kV, a przy małych wilgotnościach powietrza nawet do 35 kV [8], to wszelki komentarz dotyczący poziomu zagrożenia od ESD w takich warunkach wydaje się być zbędny.

Zagrożenia od wyładowań w procesach technologicznych

Zagrożenia występujące w procesach technologicznych najczęściej wiążą się z elektryzacją występującą w procesach ciągłych. Przykładem może być transport pneumatyczny materiałów sypkich, transport paliw czy innych, w których występuje ciągłe przemieszczanie wszelkiego rodzaju taśm, jak np. w przemyśle włókienniczym, opakowaniowym, obuwniczym, przetwórstwa tworzyw sztucznych, elektronicznym.



Rys. 1. Podstawowe elementy układu elektrostatycznego

Analiza różnorodnych procesów technologicznych wymaga wprowadzenia prostego modelu, uwzględniającego zarówno procesy prowadzące do generacji ładunku jak i drogi jego rozpraszania. Jeden z prostszych przedstawiono na rysunku1. Ciągły proces generacji ładunku zastąpiono generatorem prądowym. Prąd ładowania I może wynikać z unoszenia ładunku przestrzennego przez strumień cieczy przepływającej w rurociągu, z unoszenia naładowanych elektrycznie cząstek przez strumień powietrza bądź wynikać z transportu ładunku zgromadzonego na powierzchni przewijanej taśmy. W początkowej fazie ładowania prąd I ładuje pojemność C, na której gromadzi się ładunek elektryczny – np. w pojemniku wypełnianym cieczą lub na powierzchni izolowanej rolki. Przy rosnącym napięciu U zaczyna rosnąć prąd upływu. Możliwość upływu ładunku gromadzonego podczas procesu elektryzacji można przedstawić za pomocą rezystancji upływu R**.** W miarę gromadzenia ładunku napięcie U rośnie, podobnie jak prąd upływu do ziemi. Przyrost napięcia postępuje aż do chwili, gdy prąd ładowania zrównoważy prąd upływu określony prawem Ohm'a. Maksymalna wartość napięcia w stanie ustalonym:

$$U_{MAX} = I\,R. \tag{2}$$

To, czy w układzie dojdzie do wyładowania, czy nie - zależy od jego kształtu geometrycznego oraz wartości napięcia U w stanie ustalonym. Skutek w sensie zagrożenia od elektryczności statycznej, zależy przede wszystkim od rodzaju atmosfery, w której może dojść do wyładowania.

Maksymalna energia jaka zostanie zgromadzona na pojemności C w stanie ustalonym:

$$W_{MAX} = \tfrac{1}{2}\,CU_{MAX}^{\,2} = \tfrac{1}{2}\,C\,I^{\,2}R^{\,2}. \tag{3}$$

Jeśli przyjąć, że przeciętny proces technologiczny generuje prąd I rzędu 10^{-5} A (np. przewijanie taśm), a rezystancja upływu do ziemi R jest na poziomie 10^{10} Ω (nie przewodzące wsporniki, smar, łożyska na tłumiących elastomerowych podkładkach), to z przytoczonych zależności wynika, że napięcie U_{MAX} może osiągnąć wartość na poziomie 100 kV. Przyjmując, że pojemność układu C (wałek - otoczenie) ma wartość rzędu 100 pF, ilość zgromadzonej na nim energii W osiąga 500 mJ. Uwolnienie takiej energii w czasie wyładowania (iskrowego) umożliwia zapłon większości chmur pyłów lub oparów (patrz tabela 2) i jest oczywiście bardzo nieprzyjemne dla operatora (poziom szoku elektrycznego).

Zagrożenia personelu

Wydaje się, że najbardziej kontrowersyjnym jak i najciekawszym w zakresie zagrożeń jest problem wpływu silnych pól elektrostatycznych czy wolnozmiennych oraz wyładowań elektrostatycznych na człowieka. Wydaje się, że wymienione zagrożenia można podzielić ze względu na funkcyjną zależność między faktem nagromadzenia ładunku, czy też występowaniem pola elektrycznego, a niepożądanym czy nieoczekiwanym skutkiem.

Można wyróżnić:

- zagrożenia bezpośrednie, w których niekontrolowane wyładowanie elektryczne (ESD) lub pole o wysokim natężeniu prowadzą do utraty zdrowia, urazów czy nawet śmierci. Najbardziej spektakularnym przykładem są tu wyładowania piorunowe, prowadzące zwykle do śmierci poszkodowanego;
- zagrożenia pośrednie, związane w sposób pośredni z elektrycznością statyczną lub wyładowaniami. Przykładem może być ulot pojawiający się w obszarach silnego i silnie niejednorodnego pola elektrycznego, prowadzący do jonizacji (skutek częściowo pozytywny), wzrostu koncentracji ozonu, który z kolei może wywołać niepożądane efekty. Kolejnym przykładem jest szok elektryczny, który sam w sobie może być uznany jako nieszkodliwy, lecz w wyniku którego może w dalszej konsekwencji (niekontrolowany ruch) dojść nawet do katastrofy.

Najbardziej kontrowersyjna wydaje się być problematyka zagrożeń bezpośrednich związana zwłaszcza z ekspozycją człowieka na działanie silnych pól elektrostatycznych lub wolnozmiennych. Wartości natężeń pól występujących w środowisku człowieka przedstawiono w tabeli 4. Wydaje się, że analiza wpływu silnych pól stałych i wolnozmiennych winna opierać się na następujących przesłankach:

- makswellowska stała czasu dla ciała człowieka jest na poziomie $\tau_M \sim 10^{-9}$ s;
- naturalne elektrostatyczne pole ziemskie jest silnie niejednorodne;
- obiekt poruszający się w stałym elektrycznym polu ziemskim przetwarza je (częściowo) na pole zmienne o częstotliwości podstawowej rzędu 10^{-3} -1 Hz.

Tabela 4. Wartości natężeń pól elektrycznych występujące w środowisku człowieka

Źródło pola	Natężenie pola, E, V/m
Stałe pole ziemskie	10^2 –10^3
Środowisko zawierające obiekty z tworzyw sztucznych	10^2 –10^5
Natężenia pól występujące w strukturze tkaniny	10^2 –10^6
Maksymalna wartość natężenia pola w otoczeniu chmur burzowych przed wyładowaniem	3×10^6
Natężenie pola pod liniami najwyższych napięć, na poziomie ziemi	$<10^4$

Wydaje się, że racjonalny, aczkolwiek bardzo uproszczony obraz zagrożeń wynikających z ekspozycji na silne pola elektryczne można otrzymać wychodząc z maksymalnej wartości natężenia pola elektrycznego, jaka może wystąpić w środowisku człowieka. Jeżeli na powierzchnię s obiektu przewodzącego działa przemienne pole elektryczne o amplitudzie E_{max} i częstotliwości f, wówczas maksymalną wartość prądu I_{max} jaka może przez niego przepłynąć (na skutek zmieniającej się sinusoidalnie polaryzacji) określa zależność:

$$I_{max}=2\pi f\varepsilon_o sE_{max} . \quad (4)$$

gdzie $\varepsilon_0 = 8.85\ x\ 10^{-12}\ F/m$ jest przenikalnością elektryczną próżni.

Jeżeli przyjąć, że wspomnianym obiektem jest człowiek, poddany ekspozycji na powierzchni s=1 m^2, polem przemiennym o wartości równej elektrycznej wytrzymałości powietrza (E_{max}=3×10^6 V/m), o częstotliwości f=50 Hz, wówczas maksymalna wartość prądu jaka może przez niego przepłynąć daje wartość I_{max}=9 mA.

Biorąc pod uwagę znacznie niższą wartość częstotliwości podstawowej harmonicznej oraz wartości natężeń pól wytwarzanych przez ładunek statyczny jak również praktycznie brak możliwości ekspozycji ciała człowieka na tak dużej powierzchni (na pole przebiciowe) wydaje się, że wartości generowanych (zmienną polaryzacją obiektu) prądów będą w rzeczywistości o wiele rzędów mniejsze. Ostatnie oszacowanie wskazuje, że ewentualny wpływ silnych pól stałych lub wolnozmiennych, jeśli w ogóle występuje, będzie trudny do zarejestrowania. Powyższy wniosek wydaje się być zbieżnym z wieloma danymi przedstawionymi w pracy [12] poświęconej oddziaływaniu na organizmy żywe silnych pól o częstotliwości przemysłowej (50-60 Hz).

Istotnym jest również podkreślenie faktu, że pola statyczne lub wolnozmienne nie będą wnikały w głąb obiektu przewodzącego jakim jest człowiek, ze względu na krótką makswellowską stałą czasu τ_M. Wartość τ_M ~ 10^{-9} s dla ciała człowieka wskazuje, że po czasie kilku nanosekund pole elektryczne zanika w jego objętości na skutek ekranowania pola zewnętrznego ładunkiem indukowanym przez to pole (t.j. na skutek ujawnienia się zjawiska polaryzacji).

Wnioski

Rozważania w zakresie szeroko pojętej problematyki zagrożeń od elektryczności statycznej prowadzą do następujących wniosków ogólnych:

- pola elektrostatyczne występujące w obecnym środowisku człowieka, nasyconym obiektami o bardzo dobrych właściwościach elektroizolacyjnych mogą łatwo osiągać wartości porównywalne z elektryczną wytrzymałością powietrza;
- wartości energii gromadzącej się na pojemności człowieka, poniżej progu jego czułości, są wystarczające do zapłonu mieszanin wielu paliw z powietrzem oraz przewyższają o wiele rzędów maksymalne tolerowane energie wyładowań ESD przez współczesne zintegrowane przyrządy półprzewodnikowe;
- wartości energii gromadzonych na pojemności człowieka jak i pojemnościach obiektów technologicznych, w warunkach braku ochrony antystatycznej, mogą być wystarczającą do zapłonu praktycznie wszystkich paliw płynnych jak i stałych w postaci rozproszonej (oparów, aerozoli czy pyłów);
- ze względu na wysoką przewodność tkanek organizmów żywych, stałe i wolnozmienne pola elektryczne nie będą mogły w nie wnikać. Wymienione pola, nawet o najwyższych natężeniach, nie powinny, w obiekcie o wymiarach człowieka, indukować prądów o wartościach porównywalnych z wartościami prądów fizjologicznych. Nie powinny mieć zatem istotnego bezpośredniego wpływu na takie obiekty.

LITERATURA

[1] McAteer O.J.: Electrostatic Discharge Control. McGraw Publ. Comp. N.Y. (1990)
[2] Loeb L. B.: Static Electrification, Springer Ver. Berlin (1958)
[3] Makin B.: Static Electrification in Supertankers. *J. Phys. D, Phys. in Techn*. (1975) 109-116
[4] Electrostatics Summer School ‘85 ,11-13 Sept. (1985) Bangor, Gwynedd, LL57 1UT
[5] PN-92/E–05201, Ochrona przed elektrycznością statyczną. Metody oceny zagrożeń wywołanyc elektryzacją materiałów dielektrycznych stałych
[6] Luttigens G., Glor M.: Understanding and Controlling Static Electricity. Expert Verlag (1989)
[7] Gajewski A.,S.: Elektryczność statyczna, poznanie, pomiar, zapobieganie, eliminowanie. Instytut Wydawniczy Związków Zawodowych. Warszawa (1987)
[8] Bailey A.G.: ESD- the Problems it causes in Electronics, Electrstatics Summer School”90, Industrial Electrostatics, Hazards. Dept. Electrical Eng. Univ. of Southampton. (1990)
[9] PN-E-05204:1994 Ochrona przed elektrycznością statyczną. Ochrona obiektów, instalacji i urządzeń. Wymagania
[10] PN-EN 61340-5-1:2002, Ochrona przyrządów elektronicznych przed elektrycznością statyczną. Wymagania ogólne
[11] Namaguchi T. Hideka Uchida. EOS/ESD Symposium EOS-20 (1998) 245-251
[12] Zipse D. W., Health Effects of Extremely Low-Frequency (50- and 60-Hz) Electric and Magnetic Fields. IEEE Trans. on Industr. Appl. v.29, No.2, (1993) 447-458

Autor:
dr hab. inż. Ryszard Kacprzyk, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, Politechnika Wrocławska, Wyb. Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: ryszard.kacprzyk@pwr.wroc.pl

Ryszard KACPRZYK[1], Włodzimierz MIŚTA[2]

Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, Politechnika Wrocławska (1)
Instytut Niskich Temperatur i Badań Strukturalnych, Polska Akademia Nauk (2)

Właściwości elektryczne reaktora plazmowego z wyładowaniem wstecznym

Streszczenie. *Przedstawiono właściwości elektryczne reaktora z zimną plazmą, przeznaczonego do badania procesów rozkładu lotnych substancji organicznych w skali laboratoryjnej. W reaktorze zastosowano elektrody z pokryciem dielektrycznym, umożliwiającym wystąpienie wyładowań wstecznych. Stwierdzono, że wyładowania wsteczne pozwalają na znaczny wzrost prądu wyładowań reaktora, zarówno przy jego zasilaniu napięciem stałym jak i zmiennym, w porównaniu do podobnych reaktorów z wyładowaniem koronowym.*

Abstract. *Electrical properties of a cold plasma reactor, applied for laboratory investigations of volatile chemical compounds (VOC's) decomposition were described. The reactor was equipped with electrodes covered by a dielectric barrier, enabling development of back corona discharges. Serious increase in the rector discharge current due to a back corona was experimentally confirmed* (***Electrical Properties of a Plasma Reactor with Back Corona Discharges***).

Słowa kluczowe: zimna plazma, wyładowania elektryczne, wyładowania wsteczne.
Keywords: cold plasma, electrical discharges, back corona.

1. WSTĘP

W ostatnich latach obserwuje się intensyfikacje badań związanych z zastosowaniem zimnej plazmy. Szczególnym zainteresowaniem cieszą się systemy umożliwiające wytwarzanie zimnej plazmy pod ciśnieniem atmosferycznym tzw. APPS (ang. *Atmospheric Pressure Plasma Systems*) [1-3]. Wytwarzaną w nich zimną plazmę, w której elektrony posiadają energię na poziomie 1-10 eV [1], stosuje się między innymi do:

- wspomagania reakcji chemicznych w gazach, w tym katalizy [4,5];
- destrukcji szkodliwych gazów wylotowych, gazów cieplarnianych, przemysłowych, spalin [6-8];
- rozkładu szkodliwych oparów alkoholi lub lotnych substancji organicznych VOC's (ang. *Volatile Organic Compouds*)[9-12].

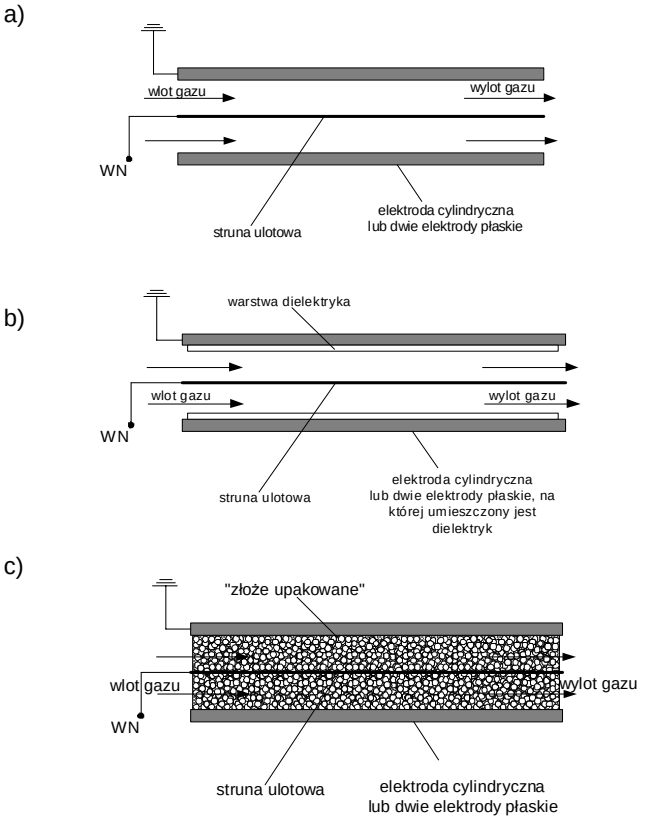
Szczególne zainteresowania i nadzieje wiąże się z możliwością rozkładu takich związków jak SO_x, NO_x, oraz C_xH_y [13,14].

Obecnie prowadzone badania mają na celu zoptymalizowanie systemów oczyszczania oraz poszukiwanie możliwie efektywnych i tanich rozwiązań, które można byłoby skomercjalizować i zastosować w procesach technologicznych

Znanych jest kilka technik wytwarzania plazmy niskotemperaturowej. Do najczęściej stosowanych należy zaliczyć wyładowania w gazach - zjawiska wyładowań niezupełnych oraz akceleratory cząstek elektronowych [15].

2. Reaktory plazmowe

Najczęściej stosowane reaktory plazmowe do wytwarzania zimnej plazmy można pogrupować [6] w sposób przedstawiony na rysunkach1.A-C. Najprostszym rozwiązaniem jest system przedstawiony na rysunku 1a, Układ z rysunku 1a może być zasilany napięciem stałym, zmiennym oraz impulsowym, nie pozwala jednak na uzyskanie dużych gęstości plazmy w warunkach stabilnej pracy. Na pracę bardziej stabilną pozwala przedstawiony na rysunku 1b układ z tzw. barierą dielektryczną. Układ wymaga zasilania napięciem przemiennym lub impulsowym. Obydwa wymienione systemy charakteryzuje niski spadek ciśnienia na drodze przepływającego gazu. W celu podwyższenia intensywności wyładowań i gęstości plazmy opracowano reaktor z tzw. złożem upakowanym - rysunek 1c.



Rys.1. Konstrukcje typowych reaktorów plazmowych z zimną plazmą: a – z ulotem wysokiego napięcia, b – z barierą dielektryczną, c – z tzw. złożem upakowanym

Wadą ostatniego z rozwiązań jest występujący na nim stosunkowo duży spadek ciśnienia. Właściwości przedstawionych rozwiązań zebrano w tabeli 1.

Tabela 1. Właściwości reaktorów plazmowych

Reaktor	Gęstość plazmy	Spadek ciśnienia	Zasilanie
Z elektrodą strunową	średnia	mały	S, Z, I
Z barierą dielektryczną	średnia	mały	Z, I
Ze złożem upakowanym	wysoka	duży	Z, I

Oznaczenia napięć zasilania: S – stałe, Z – przemienne, I – impulsowe.

Ogólnie reaktor pracujący w środowisku gazowym, winien się charakteryzować między innymi możliwie wysoką gęstością plazmy (jonów), stabilną pracą w zadanych warunkach zasilania oraz niewielkim spadkiem ciśnienia na drodze gazu [6].

Jedną z możliwości podniesienia gęstości jonów w układzie wyładowczym może być, jak się wydaje, zjawisko tzw. wyładowań wstecznych [16-18].

3. Wyładowania wsteczne

Wyładowanie wsteczne (ang. *back corona discharge)*. jest szczególnym typem wyładowania niezupełnego. Zjawisko wyładowania wstecznego występuje w elektrofiltrach, przy osadzaniu pyłów o wysokiej rezystywności skrośnej [19]. Jest zjawiskiem niekorzystnym, obniżającym ich sprawność.

Najbardziej istotnym elementem wyładowań wstecznych jest wprowadzanie do obszaru wyładowań niezupełnych znacznej gęstości jonów przeciwnego znaku (w stosunku do polarności wysoko-polowej elektrody koronującej - ulotowej).

Wykorzystanie mechanizmu wyładowania wstecznego w układzie reaktora, ma na celu uzyskanie wyższych wartości prądu wyładowań i w konsekwencji większej gęstości jonów oraz wysokoenergetycznych elektronów.

Wyładowania wsteczne pojawiają się w słabych punktach warstwy dielektrycznej, w sytuacji, kiedy występujące w nich natężenie pola przekroczy wartość krytyczną E_{KR}. Możliwość ich wystąpienia określa zależność:

$$J_U \rho_v > E_{KR} \tag{1}$$

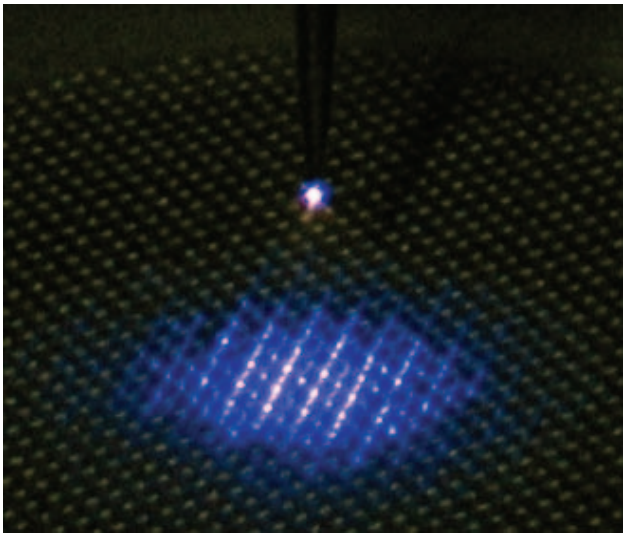
gdzie: J_U – gęstość prądu płynącego przez warstwę dielektryka, ρ_V - jego rezystywność skrośna.

Przyjmując gęstość stabilnego prądu wyładowania w powietrzu pod normalnym ciśnieniem na poziomie 0.1 A/m^2 oraz E_{KR}, dla wypełnionych powietrzem porów (o wymiarach poprzecznych rzędu kilku-kilkudziesięciu mikrometrów) w cienkiej warstwie dielektryka, na poziomie 10 MV/m otrzymuje się z warunku (1) wartość $\rho_V \geq 10^8$ Ωm. Praktyka pokazuje [19], że wyładowania wsteczne pojawiają się dla pokryć dielektrycznych spełniających warunek $\rho_V \geq 5\times10^8$ Ωm.

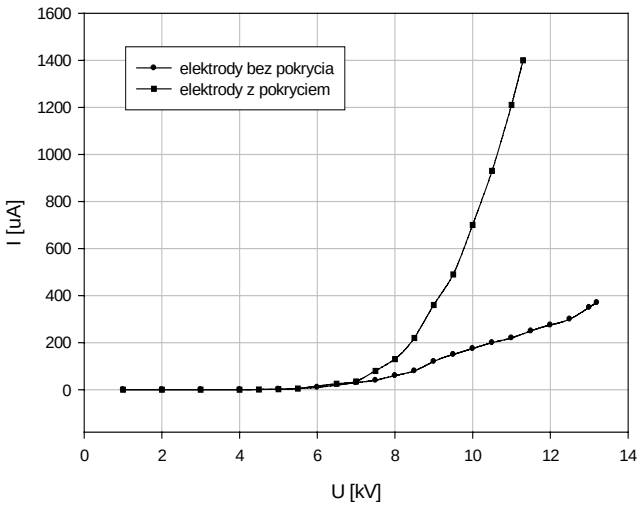
4. Układ z wyładowaniem wstecznym

W zwartych warstwach dielektrycznych punktowe wyładowania wsteczne występują w nieregularnie rozłożonych miejscach najsłabszych. W przypadku pokryć dielektrykiem perforowanym wyładowania będą występować w regularnie rozłożonych porach, tworzących w naturalny sposób wymienione miejsca. Perforowaną warstwą dielektryczną może tworzyć tkanina. Obraz wyładowań wstecznych występujących w warunkach ulotu na tkaninie polipropylenowej (PP) przedstawiono na rysunku 2. Wymienione zjawisko ogranicza maksymalną wartość potencjału powierzchniowego perforowanych warstw dielektrycznych (tkanin) [20, 21].

W trakcie wyładowania wstecznego wstrzykiwane są do przestrzeni między elektrodami jony o znaku przeciwnym do znaku elektrody koronującej. Duża liczba wstrzykiwanych jonów powoduje istotny wzrost gęstości całkowitego prądu wyładowań, co potwierdzają charakterystyki I-V układów ostrze płyta z płytą pokrytą perforowanym dielektrykiem (rysunek 3). Wymieniony efekt może być wykorzystany do zwiększenia gęstości plazmy w obszarze objętym wyładowaniami.



Rys.2. Wyładowania wsteczne obserwowane w układzie ostrze-płyta pokryta tkaniną PP. Widoczny jasny punkt – obraz ulotu przy elektrodzie ostrzowej przy polaryzacji - 8 kV. Średnia gęstość prądu w obszarze wyładowań wstecznych ok. 5,7 μA/cm^2. Obraz otrzymany w temperaturze pokojowej w powietrzu, pod normalnym ciśnieniem



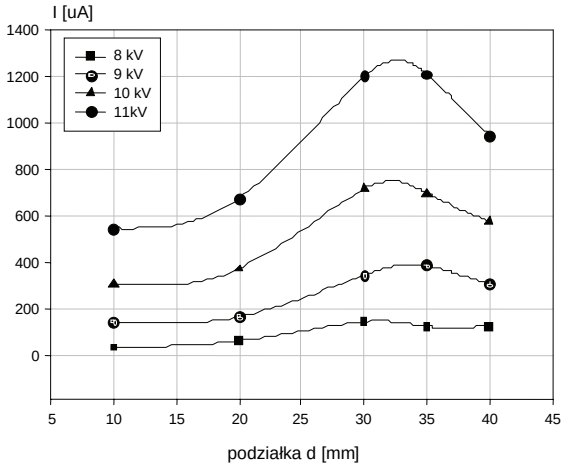
Rys. 3. Charakterystyki I-V układu płyta-struny-płyta dla płyt bez pokrycia i pokrytych warstwą tkaniny szklanej. Odległość struny–płyta h=25 mm, średnica strun d_s=300 μm, powierzchnia elektrod, płaskiej s= 350 cm^2, podziałka d=30 mm. Pomiary wykonane w temperaturze pokojowej, w powietrzu pod normalnym ciśnieniem [17]

5. Konstrukcja i właściwości reaktora

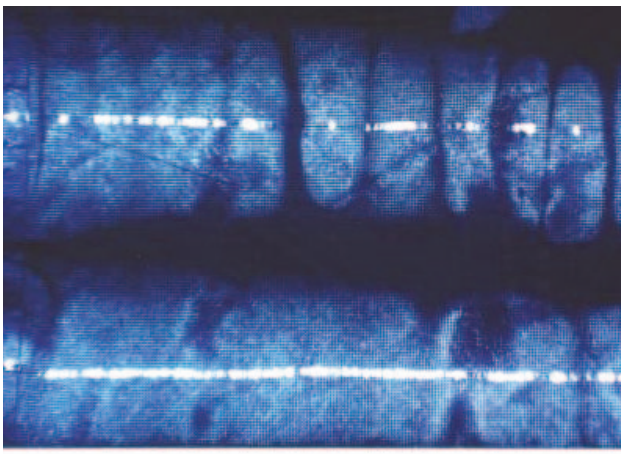
Dla reaktora laboratoryjnego wybrano konstrukcję o symetrii planarnej. W skład reaktora wchodziły dwie równolegle umieszczone płyty aluminiowe, o wymiarach 120 × 340 mm, oddalone od siebie o odległość 2h=50 mm. W połowie odległości między płytami umieszczono elektrody ulotowe w formie równolegle rozpiętych strun z drutu Ni-Cu o średnicy 300 μm. Wszystkie struny umieszczono w jednej płaszczyźnie, równoległej do płaszczyzny elektrod. Geometrię reaktora utrzymywała obudowa wykonana z polimetakrylanu metylu. Elektrody płaskie pokryto tkaniną szklaną o grubości 150 μm, o rezystywności na poziomie 10^{10} – 10^{13} Ωm oraz posiadającej 300-350 szczelin/cm^2.

Charakterystykę prądowo-napięciową reaktora dla płyt bez pokrycia i z pokryciem tkaniną szklaną przedstawiono dla obszaru stabilnych wyładowań na rysunku 3. Znacznie wyższe wartości prądu wyładowań uzyskiwane przy tym samym napięciu polaryzującym dla przypadku pokrycia

dielektrycznego potwierdzają występowanie wyładowań wstecznych.
Ilość elektrod strunowych dobrano doświadczalnie, stosując jako kryterium maksymalną wartość prądu wyładowań reaktora. Zależność prądu wyładowań od ilości strun (podziałki d - odległości między strunami umieszczonymi w jednej płaszczyźnie) przedstawiono na rysunku 4. Otrzymana zależność pokazała, że najwyższe wartości prądu wyładowań otrzymuje się dla odległości między strunami d=30-35 mm.

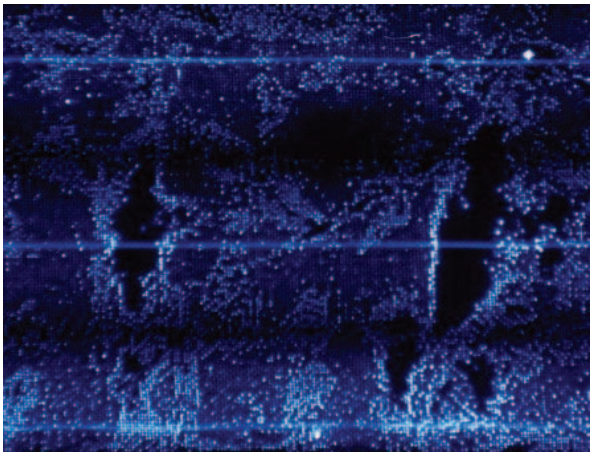


Rys. 4. Zależność prądu wyładowań reaktora od odległości między strunami elektrody ulotowej. Pomiary wykonano w temperaturze pokojowej w powietrzu pod normalnym ciśnieniem, w warunkach: odległość struny –elektroda płaska h=25 mm, średnica strun d_s=300 μm

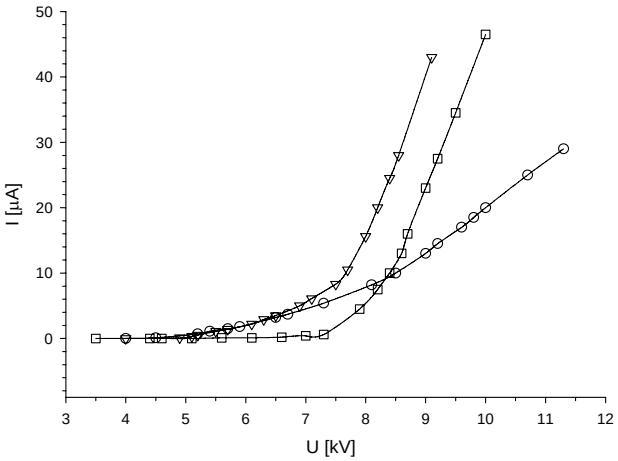


Rys. 5. Obraz wyładowań wstecznych widoczny przy polaryzacji elektrod ulotowych (strun) napięciem –11,.5 kV. Gęstość prądu reaktora ok. 3,1 μA/cm^2 . Pomiary wykonane w warunkach jak na rysunku 4, przy zachowaniu podziałki d=30 mm

Obraz wyładowań wstecznych, widocznych po zdemontowaniu jednej z elektrod płaskich, przedstawiono dla ujemnej polaryzacji elektrod ulotowych–strunowych na rysunku 5, zaś dla dodatniej na rysunku 6. Przedstawione obrazy pokazują, że dla obydwu rodzajów polaryzacji obserwuje się rozkład intensywności wyładowań na powierzchni elektrod płaskich. Rozkład ten spowodowany jest różną gęstością prądu ulotu jak również występowaniem szczelin powietrznych pomiędzy pokryciem dielektrycznym a elektrodą płaską. Badania charakterystyk I-V układu z wprowadzoną szczeliną powietrzną pomiędzy warstwę dielektryka a elektrodę metalową potwierdziły – rysunek 7 - wzrost progowego napięcia wyładowań po wprowadzeniu szczeliny powietrznej. Występowanie szczelin powietrznych pomiędzy warstwą perforowanego dielektryka - tkaniny a elektrodą prowadzi zatem do pojawienia się obszarów gdzie intensywność wyładowań wstecznych zostaje silnie ograniczona lub zostają one całkowicie wygaszone.



Rys. 6. Obraz wyładowań wstecznych widoczny przy polaryzacji elektrod ulotowych (strun) napięciem +11,5 kV. Gęstość prądu reaktora ok. 2,9 μA/cm^2 . Pomiary wykonane w warunkach jak na rysunku 4, przy zachowaniu podziałki d=30 mm



Rys. 7. Wpływ szczeliny powietrznej na charakterystykę I-V reaktora z z elektrodą płaską: o – bez pokrycia, ∇- z pokryciem, □ - z pokryciem i szczeliną powietrzna. Elektroda ulotowa w formie pojedynczej struny, spolaryzowana napięciem ujemnym. Pomiary w powietrzu, w warunkach normalnych. Odległość struna–elektroda płaska h=20 mm, średnica struny d_s=300 μm, powierzchnia elektrody płaskiej s= 30 cm^2

Pomiary charakterystyk I-V reaktora zasilanego napięciem przemiennym również wykazały występowanie wyładowań wstecznych. Stwierdzono jednak, że przyrost prądu od wyładowań wstecznych przy zasilaniu reaktora napięciem przemiennym 50Hz był mniejszy w stosunku do obserwowanego dla napięć stałych. Dla scharakteryzowania poziomu wyładowań wstecznych wyznaczono współczynnik K

(2) $$K = \frac{I_T}{I_U}$$

gdzie: I_U - wartość prądu ulotu (prądu reaktora) z elektrodami bez pokrycia warstwą dielektryka, I_T - wartość prądu reaktora z elektrodami pokrytymi warstwą dielektryka – kiedy występowały wyładowania wsteczne.

Stwierdzono, że wartość współczynnika K jest rosnącą funkcją napięcia zasilania i może osiągać w warunkach stabilnej pracy reaktora wartości K=1 do 3.5 – w przypadku zasilania reaktora napięciem stałym oraz K=1 do 2.1- w przypadku zasilania napięciem przemiennym o częstotliwości 50 Hz.

6. Podsumowanie

Wyniki badań charakterystyk prądowo-napięciowych reaktora oraz obserwacja obrazu wyładowań wstecznych przy polaryzacji reaktora napięciem stałym prowadzą do następujących wniosków:

- w układzie elektrod niesymetrycznych pokrycie elektrody płaskiej perforowaną warstwą dielektryka prowadzi do wystąpienia wyładowań wstecznych o regularności przestrzennej określonej rozkładem słabych punktów;
- wyładowania wsteczne pozwalają uzyskać wartości prądów wyładowań kilkukrotnie wyższe w porównaniu do wartości uzyskanych w układzie bez tych wyładowań dla tych samych warunków polaryzacji. Pozwala to w zasadniczy sposób obniżyć energochłonność reaktora.
- uzyskanie jednorodnych wyładowań na powierzchni elektrody pokrytej dielektrykiem perforowanym, warunkujące duże gęstości prądu wyładowań, wymaga wyeliminowania szczelin powietrznych pomiędzy dielektrykiem a elektrodą.

Badania przedstawione w pracy były finansowane ze środków Ministerstwa Nauki i Informatyzacji w ramach grantu nr 3 T09B 110 28

LITERATURA

[1] Yokoyama T., Kogoma M., Moriwaki T., Okazaki S., The mechanism of the stabilization of glow plasma at atmospheric pressure. *J. Phys.D. Appl. Phys.,* v.23 (1990) 1125-1128

[2] Okazaki S., Kogoma M., Uehara M., Kimura Y., Appearence of stable glow discharge in air, argon, oxygen and nitrogen at atmospheric pressure using a 50Hz source. *J. Phys. D, Appl. Phys.* v.26 (1993) 889-892

[3] Alexeff I., Laroussi M., The Uniform, Steady State Atmospheric Pressure DC Plasma IEEE *Trans. on Plasma Science,* v.30, no.1, (2002) 174-175

[4] Tanabe S., Matsuguma H, Okitsu K., Matsumoto H., Generation of hydrogen from methanol in a dielectric-barrier discharge plasma system. *Chem. Lett*., v.10 (2000) 1116-1117

[5] Kirpatric J. M., Finney W. C., Locke B. R., Plasma-catalyst interactions in the treatment of volatile organic compounds and NOx with pulsed corona discharge and reticulated vitreous carbon Pt/Rh-coated electrodes. *Catalysis Today*, v.89 (2004) 117-126

[6] Hackam R., Akiyama H., Air Pollution Control by Electrical Discharges. *IEEE Trans on Dielectrics and Electrical Insulation,* v.7, n.5 (2000) 654-670

[7] Jaworek A., Czech T., Krupa A., Antes T., Kierunki rozwoju elektrostatycznych urządzeń do oczyszczania gazów odlotowych. *Mat. V Konf. Nauk-Techn. Elektrofiltry'2000*, *Kraków 14-16 września 2000,* (2000) 59-68

[8] Nair S. A., Yan K.,Safitri A., Pemen A. J. M., van Heesch E.J.M., Ptasinski K. J., Dinkenburg A.A.H., Streamer corona plasma for fuel gas cleaning: comparison of energization techniques. *Journal of Electrostatics,* v.63, (2005) 1105-1114

[9] Urashima K., Chang J-S., Removal of Volatile Organic Compounds from Air Streams and Industrial Flue Gases by Non-Thermal Plasma Techgnology. *IEEE Trans on Diel. and Electrical Insul.* v.7, no.5 (2000) 602-614

[10] Koutsospyros A., Yin S. M., Christodoulatos C., Becker K., Destruction of Hydrocarbons in non-thermal, ambient-pressure, capillary discharge plasmas. *Int. Journ. of Mass Spectrom.* v.233 (2004) 305-315

[11] Futamura S., Zhang A.H., Yamamoto T., The dependence of nonthermal plasma behaviour of VOCs on their chemical structures. *Journal of Electrostatics*, v.42 (1997) 51-62

[12] Miśta W., Kacprzyk R., Witkowski., W. Decopmposition of Benzene by Using a Plasma Reactor with Back Corona*. Polish Journ. of Environmental Studies*, v.14 (2005) 215-218

[13] Ayrault C. i inni, Oxidation of 2-heptanone in air by a DBD-type plasma generated within a honeycomp monolith supported Pt-based catalyst. *Catalysis Today*, v.89 (2004) 75-81

[14] Miśta W., Kacprzyk R., Bartkowiak M., Decomposition of Toluene Using an Atmospheric Pressure Non-Thermal Plasma Reactor at Room Temperature*. Polish Journ. of Environmental Studies*, v.14 (2005) 219-221

[15] Grill A., Cold Plasma in Material Fabrication. From Fundamentals to Applications. *IEEE Press New York* (1994)

[16] Krupa A., Jaworek A., Czech T., Rozkład zanieczyszczeń gazowych za pomocą wyładowania wstecznego. *III Symp. Ograniczanie Emisji Zanieczyszczeń do Atmosfery. POL-EMIS'96. Szklarska Poręba 30 maja* (1996) 249-258

[17] Kacprzyk R., Mazurek B., Ziaja., Wyładowania w układzie z elektrodą pokrytą dielektrykiem perforowanym*. Mat. Konf. Nauk. „Postępy w Elektrotechnologii" – Jamrozowa Polana. Prace Nauk. IPEiE Politechniki Wrocławskiej nr 38 Konferencje 13*, (2003) 147-150

[18] Kacprzyk R., Ziaja J., Mazurek B., Układ wyładowczy reaktora plazmowego. Zgłoszenie patentowe nr P358994 z 05.03.2003

[19] Masuda S., Mizuno A., Initiation condition and mode of back discharge *Journal of Electrostatics*, v.4, (1977/1978) 35 – 52

[20] Horenstein M. N., Surface Charging Limit for a Woven Fabric on a Ground Plane *Journal of Electrostatics,* v.35 (1995) 31 – 40

[21] Kacprzyk R., Miśta W., Surface Potential of Perforated Dielectric Layers*. IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insul.* (w druku)

Autorzy: *dr hab. inż. Ryszard Kacprzyk, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, Politechnika Wrocławska, Wyb. Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: ryszard.kacprzyl@pwr.wroc.pl*

dr inż. Włodzimierz Miśta, Instytut Niskich Temperatur i Badań Strukturalnych Polskiej Akademii Nauk, ul. Okólna 2, 50-950 Wrocław, E-mail: mista@int.pan.wroc.pl

Jacek KARPIŃSKI

Politechnika Łódzka, Instytut Elektroenergetyki

Diagnoza DGA wsparta analizami statystycznymi

***Streszczenie**. W referacie przedstawione są wyniki określenia defektów transformatora przy pomocy klasycznej metody wspartej statystyczną analizą zestawów próbek gazów rozpuszczonych w oleju izolacyjnym.*

***Abstract.** In this paper are shown results of fault detection in power transformer with the use of classical method and statistical analysis of gases dissolved in oil insulation (**DGA diagnosis with the use of statistical analysis**).*

Słowa kluczowe: DGA, analiza statystyczna, transformator.
Keywords: DGA, statistical analysis, power transformer.

Wstęp

Metoda analizy gazów rozpuszczonych w oleju (DGA) jest powszechnie stosowaną metodą oceny stanu izolacji na podstawie zestawu gazów rozpuszczonych w oleju.

Wykonując w wyspecjalizowanych do tego celu laboratoriach stosunkowo tanią chromatografię próbki pobranej z pracującego transformatora można poprawić jakość zarządzania eksploatacją transformatora na podstawie wiedzy o stężeniach gazów rozpuszczonych w oleju izolacyjnym.

Obecność gazów w oleju jest konsekwencją złożonych procesów powodujących rozkład izolacji papierowo-olejowej zarówno w warunkach normalnej jak i zakłóceniowej pracy transformatora. Do procesów zachodzących wewnątrz kadzi transformatora należy dołączyć te związane z procedurą pobrania próbki, poprzez transport, po samą chromatografię. W efekcie wzrasta liczba czynników wpływających na określenie rzeczywistego stężenia danego gazu a co za tym idzie właściwą interpretację izolacji na podstawie koncentracji tego gazu.

Zwiększa się więc niepewność diagnozy sygnalizowana w wielu publikacjach [1]. Istnieje zatem potrzeba szukania ciągle nowych metod, które wzmocnią diagnozę DGA. Ugruntowaną pozycję wśród tych metod mają analizy statystyczne [2].

W referacie przedstawione są wyniki określenia defektów transformatora, za pomocą klasycznej metody, wspartej statystyczną analizą zestawów próbek gazów rozpuszczonych w oleju izolacyjnym.

Sposoby interpretacji stanu izolacji przy pomocy badania zachowania się współczynnika jednorodności

Analizy statystyczne próbek koncentracji gazów rozpuszczonych w oleju transformatorowym polegały na estymacji, metodą największej wiarygodności, nieznanych parametrów czterech rozkładów statystycznych (Gaussa, logarytmo-normalnego, Weibulla i Gumbela), a następnie oceny przynależności danej bieżącej koncentracji gazu do analizowanej populacji.

W przeprowadzonych analizach jednym z najważniejszych parametrów oceny wyników był współczynnik jednorodności „h" (współczynnik testowy zgodności dystrybuanty empirycznej badanej zmiennej losowej z założoną dystrybuantą teoretyczną) [3].

$$h = \frac{\chi^2}{\chi^2_{N-r-1,\alpha}}$$

gdzie: $\chi^2_{N-r-1,\alpha}$ wartość krytyczna rozkładu χ^2 o N-r-1 stopniach swobody rzędu α, r – liczba szacowanych parametrów rozkładu, N – liczba różnych wartości zmiennej losowej.

Przy założeniu, że koncentracje gazów rozpuszczonych w oleju są zmienną losową (założenie to jest spełnione, ponieważ wartości gazów zależą od wielu czynników) można stwierdzić, że:

– dla h≤1 – poziom gazu nie budzi zastrzeżeń,
– dla h>1 – poziom analizowanego gazu daje sygnał, że wartość jego należy do populacji wskazującej uszkodzenie transformatora.

Opis użycia metody tablicy sprawdzianów w połączeniu z badaniem współczynnika jednorodności

Metoda tablicy sprawdzianów polega na interpretacji rodzaju defektu na podstawie jednego dominującego gazu rozpuszczonego w oleju izolacyjnym. Różnym dominującym gazom przypisane są różne rodzaje defektów (tabela 1).

Tabela 1. Zestaw diagnoz przy pomocy tablicy sprawdzianów [5].

Lp.	Dominuje	Śladowe	Komentarz	Kod IEC
1	C_2H_2	H_2; CH_4	Łuk elektryczny w oleju	101 201 202
2	C_2H_2	H_2; CH_4; CO; CO_2	Wyładowania w izol. papierowej	102
3	C_2H_4	H_2; CH_4; C_2H_6; C_3H_8; C_3H_6	Punkt gorący w oleju > 500^0C	021
4	CH_4	H_2; C_2H_4; C_2H_6; C_3H_8; C_3H_6	Punkt gorący w oleju < 500^0C	020 021
5	C_2H_4	H_2; CH_4; C_2H_6; C_3H_8; C_3H_6; CO; CO_2	Punkt gorący w papierze < 130^0C	001
6	CO_2	CH_4; C_2H_4; CO	Normalne starzenie cieplne	000
7	CO_2	H_2; CH_4; C_2H_6; C_3H_8; CO	Wyładowania niezupełne w papierze	110
8	CO_2	H_2; C_2H_4; CH_4; C_2H_6; C_3H_8; C_3H_6; CO	Punkt gorący w papierze > 130^0C	020
9	H_2	CH_4	Wyładowanie niezupełne lub początek przebicia	110

Wykorzystanie właściwości analiz statystycznych w analizach zachowania się współczynnika jednorodności i możliwości interpretacyjnych rodzaju defektu metody tablicy sprawdzianów jest możliwe, jeśli zamiast dominującego gazu użyjemy wartości współczynników jednorodności analizowanych rozkładów statystycznych.

Takie podejście można uzasadnić tym, że skoro któryś z gazów w zestawie stał się dominujący, czyli z jakiejś przyczyny nastąpił wzrost jego koncentracji do wartości, która odbiega w znaczny sposób od populacji ustalonych wartości koncentracji, to zamiast interpretować powyższy gaz można interpretować współczynnik jednorodności h.

Siłą takiego podejścia jest to, że oceniając stan izolacji nie bierzemy pod uwagę zestawu gazów uzyskanych na podstawie chromatografii z danego dnia, ale parametry statystyczne, które powstały na podstawie zachowania się populacji zestawu gazów z całego okresu eksploatacji transformatora.

Metoda ilorazów charakterystycznych

Równolegle z przeprowadzonymi analizami statystycznymi dla wartości bieżących przeprowadzone zostały analizy zachowania się współczynnika jednorodności dla następujących ilorazów charakterystycznych:

A=C_2H_2/ C_2H_4
B=C_2H_2/ CH_4
C=C_2H_4/ $C2H_6$
D=C_2H_6/ $C2H_2$
E=C_2H_6/ CH_4
F=CH_4/H_2

Celem powyższych analiz była próba przypisania odpowiedniego ilorazu dla defektu określonego przy pomocy metod statystycznych, połączonych z metodą tablicy sprawdzianów, czy uszkodzenia potwierdzonego w serwisie.

Program DINO [4]

Podejrzenie defektu określone za pomocą metody tablicy sprawdzianów, w połączeniu z badaniem współczynnika jednorodności, zostało porównane z wynikami programu wspomagającego diagnozowanie stanu izolacji transformatora energetycznego. To porównanie ma na celu wzmocnić diagnozę i odpowiedni dla tej diagnozy iloraz charakterystyczny.

Wyniki analiz statystycznych na przykładzie wybranego transformatora blokowego

Ze względu na objętość referatu wybrano jedynie po jednym przypadku wyników, z grupy transformatorów blokowych i trójuzwojeniowych, z obszernych analiz statystycznych.

Transformator (TB08) z grupy transformatorów blokowych.

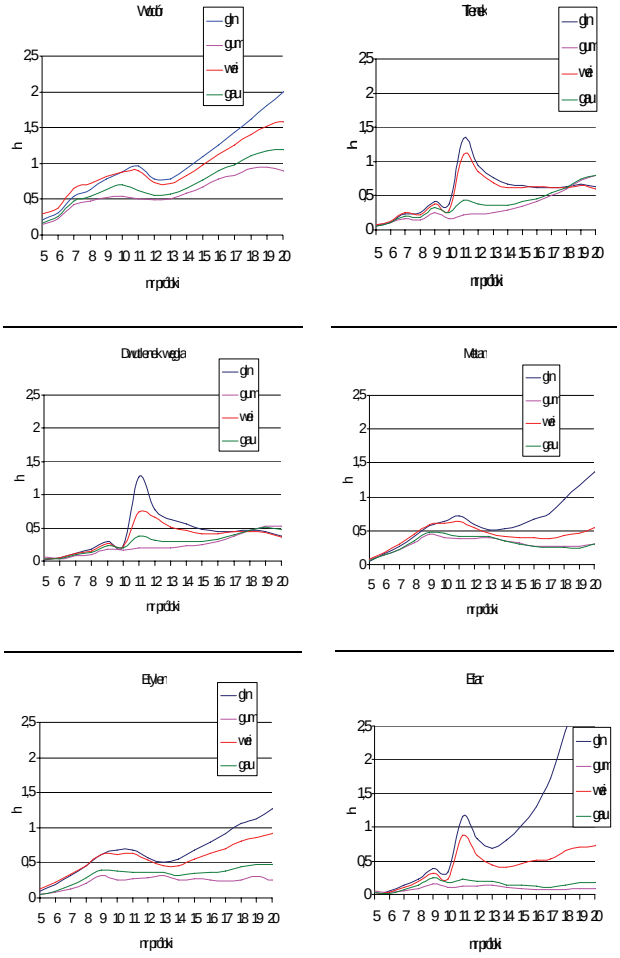
W badanym transformatorze wykryto podejrzenie rozwijania się uszkodzenia, czego następstwem było, że transformator oddany został do serwisu (07.10.96 próbka no. 11).

Tabela 20. Wycinek tabeli wartości koncentracji dla transformatora z grupy transformatorów T3 (TB08).

Nr próbki	H_2	CO	CO_2	CH_4	C_2H_2	C_2H_4	C_2H_6	Data
-	[ppm]	[ppm]	[ppm]	[ppm]	[ppm]	[ppm]	[ppm]	-
5	59	364	3681	201	1	143	32	96.07.24
6	61	396	4424	222	2	180	42	96.08.05
7	60	402	4059	215	1	159	36	96.08.06
8	60	396	4073	207	1	152	34	96.08.23
9	63	434	3809	212	1	147	33	96.08.30
10	55	402	4061	214	0	155	36	96.09.13
11	53	325	2845	171	1	116	26	96.10.07
12	4	22	373	7	0	5	1	96.11.27
13	14	40	635	30	1	23	5	96.12.20

- analiza wartości bieżących,

Graficzne przedstawienie wyników.

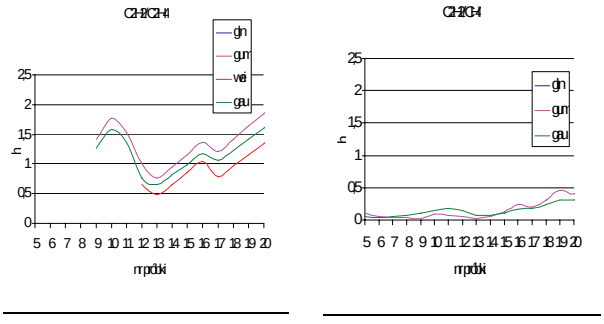


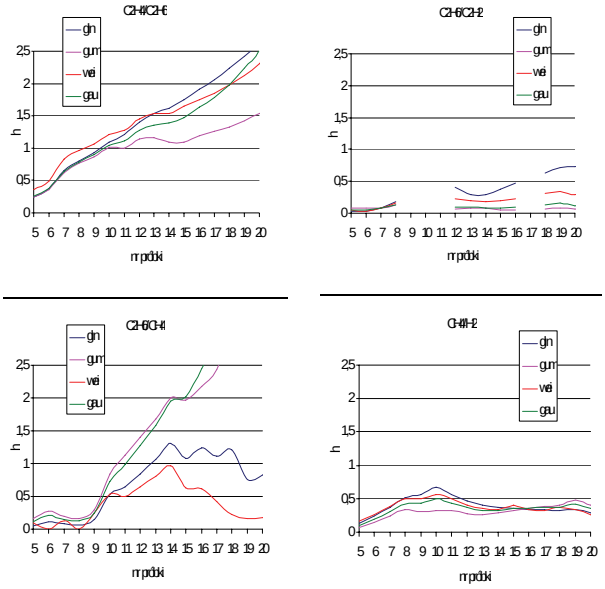
W analizie współczynnika h dla wartości bieżących dla CO, CO_2, C_2H_6 (próbka nr 11) można zauważyć przekroczenie poziomu 1. Oznacza to, że w/w gazy są dominujące.

Na podstawie tablicy sprawdzianów jedynie dla CO_2 traktowanego jako dominujący można określić podejrzenie defektu (Lp. 6, 7, 8 z tabeli 1). Z uwagi na to, iż w grupie gazów dominujących w analizie h dla wartości bieżących znajdował się C_2H_6, oraz na to iż dla CH_4 i C_2H_4 współczynnik h jest większy od 1 dla próbek począwszy od 16 w górę (dla rozkładu logarytmo-normalnego) podejrzenie defektu na podstawie tablicy sprawdzianów można ograniczyć do punktu *gorącego w papierze>130 ^{0}C.*

- analiza ilorazów charakterystycznych,

Graficzne przedstawienie wyników.





W analizie współczynnika h dla ilorazów charakterystycznych jednoznacznie można stwierdzić przekroczenie poziomu 1 współczynnika h dla C_2H_6/ CH_4 i C_2H_4/ C_2H_6.

Iloraz charakterystyczny C_2H_4/C_2H_6 jest potwierdzeniem diagnozy dla analizy wartości bieżących (odpowiedni kod dla Lp. 8 w tabeli 1).

Iloraz charakterystyczny C_2H_4/CH_4 jest nową informacją dla defektu: punkt gorący w papierze>130 ^{0}C w analizie współczynnika h dla ilorazów charakterystycznych.

- analiza za pomocą programu DINO

Skrócony wypis wyników uzyskanych przy pomocy programu diagnostycznego DINO

PARAMETRY KLUCZOWE URZĄDZENIA: Urządzenie: **transformator** Napięcie znamionowe: **22/420 kV** Moc znamionowa: **426 MVA** Przełącznik zaczepów : **nie** Masa oleju: **58500 kg** Ochrona oleju: **odwilżacz** Data oddania do eksploatacji: **1985-11-21** ANALIZOWANE DANE POMIAROWE: Data pomiaru: **1996-10-07** O_2: **3372 ppm** N_2: **33094 ppm** H_2: **53 ppm** CO: **325 ppm** CO_2: **2845 ppm** CH_4: **171 ppm** C_2H_2: **1 ppm** C_2H_4: **116 ppm** C_2H_6: **30 ppm** C_3H_6: **26 ppm** C_3H_8: **30 ppm** TCG: **752 ppm** WYPRACOWANE DIAGNOZY: **I. Metoda wartości granicznych wg Energopomiaru** Stężenia następujących gazów **przekraczają** wartości graniczne: CO: 325 ppm [280 ppm] Suma gazów palnych (TCG) **nie wskazuje** na występowanie zagrożenia. **II. Metoda wartości granicznych wg Instytutu Elektroenergetyki PŁ** Stężenia następujących gazów **przekraczają** wartości graniczne: CH_4: 171 ppm [20 ppm] C_2H_4: 116 ppm [40 ppm] C_2H6: 30 ppm [20 ppm] C_3H_6: 26 ppm [20 ppm] **III. Metoda ilorazów** Analiza danych pomiarowych wskazuje na: **- miejscowe przegrzanie** **IV. Metoda tablicy sprawdzianów** Analiza danych pomiarowych wskazuje na: **- istnienie więcej niż jednej przyczyny wydzielania się gazów**	**V. Metoda IEC (edycja I, 1978)** Analiza danych pomiarowych wskazuje na: **- przegrzanie >700°C (kod 022)** **VI. Metoda IEC (edycja II, 1999)** **- uszkodzenie cieplne 300..700°C** **VII. Metoda ANSI/IEEE** Poziom TCG wskazuje na: **- pracę normalną transformatora (stan 1)** **VIII. Metoda CIGRE** Możliwe **początkowe stadium uszkodzenia**, potrzebne dodatkowe analizy (kod K1 R2). Analiza ilorazów kluczowych wskazuje na: **- uszkodzenie termiczne** **IX. Metoda LABORELEC** Analiza danych pomiarowych wskazuje na: **- rozkład cieplny oleju (średnia intensywność)** **X. Metoda Rogersa (wersja z 3 ilorazami)** **- przegrzanie >700°C** **(wersja z 4 ilorazami)** **- punkt gorący 200..300°C (kod metody 1020, 2020)** **XI. Metoda Doernenburga (wg ANSI/IEEE)** Transformator jest **sprawny**. **XII. Metoda Duvala** Stężenie żadnego z gazów **nie przekracza** dopuszczalnych przez metodę wartości. **XIII. Metoda niemiecka I** **Brak diagnozy** - nie jest możliwe określenie przyczyny występowania gazów (kod X X 0 I 0). **XIV. Metoda niemiecka II** **Brak diagnozy** - metoda nie przewiduje takiej kombinacji stężeń gazów. **XV. Metoda japońska** (**Wariant I** - samodzielny pomiar) **Poziom ostrzegawczy.** **- punkt gorący: wysoka temperatura (kod FGD 022)** (**Wariant II** - kontynuacja wcześniejszego pomiaru) **- punkt gorący: wysoka temperatura (kod FGD 022)** **XVI. Metoda rosyjska** **- przegrzanie punktowe, prądy wirowe w rdzeniu i kadzi**

Z pośród 16 metod diagnozy za pomocą tego programu, dla próbki nr 11 pobranej 1996-10-07, dominującym rodzajem podejrzenia defektu jest przegrzanie lub gorący punkt.

Transformator (Tz109) z grupy transformatorów trójuzwojeniowych

Dla podejrzenia defektu: wyładowania niezupełne lub początek przebicia ilorazem charakterystycznym okazał się C_2H_2/C_2H_4.

Z pośród metod zaimplementowanych w programie DINO, dla wybranego przypadku, dominującym rodzajem podejrzenia defektu jest wyładowanie łukowe dużej energii. Wynik ten pokrywa się z uzyskanym dla metody tablicy sprawdzianów, w połączeniu z badaniem współczynnika jednorodności.

Wnioski

- Parametry statystyczne w połączeniu z klasyczną metodą, mogą dać nowy wymiar informacji o stanie izolacji;
- Weryfikacja rodzaju defektu w serwisie, bądź za pomocą narzędzi już sprawdzonych, może wzmocnić wyniki metod statystycznych.

LITERATURA

[1] M. Duval and J. Dukarm, Improving the Reliability of Transformer Gas-In-Oil Diagnosis, IEEE Electrical Insulation Magazine, July/August 2005 – Vol. 21, No. 4.

[2] Mosiński F., Piotrowski T., Statystyczna analiza zawartości gazów rozpuszczonych w oleju transformatora energetycznego, III Konferencja Naukowo-Techniczna TRANSFORMATORY ENERGETYCZNE I SPECJALNE – Diagnostyka, Eksploatacja, Modernizacja, Kazimierz Dolny 11 – 13 października 2000, str. 193-199.

[3] Mosiński F. – „Zastosowania metod statystycznych dla inzynierów elektryków", Monografie Politechniki Łódzkiej, 2000.

[4] Mosiński F., Piotrowski T., Baza danych diagnostyki izolacji transformatora energetycznego, Konferencja „Transformatory w eksploatacji", Sieniawa'2002.

[5] Galand J., Thibault M., Latour-Słowikowska H., Zastosowanie chromatografii gazowej w badaniach diagnostycznych izolacji urządzeń elektrycznych, "Przegląd elektrotechniczny R. LV", z. 11/1979, .s. 461-466.

Autor: *mgr inż. Jacek Karpiński, Politechnika Łódzka, Instytut Elektroenergetyki, ul. Stefanowskiego 18/22 90-924 Łódź, E-mail: jacek78@mail.p.lodz.pl.*

Wojciech KASPRZAK, Zbigniew NADOLNY[1],
Michał S. KACZMAREK, Zenon WOŹNIAK, Zdzisław BŁASZCZAK[2]

Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki (1), Uniwersytet im. A. Mickiewicza, Instytut Fizyki (2)

Badania rekonesansowe wykorzystania komórki Kerr'a do pomiaru natężenia pola elektrycznego na powierzchni wysokonapięciowych układów izolacyjnych

Streszczenie. *Wraz z pojawieniem się obiektów o bardzo dużej rezystancji, takich jak izolatory kompozytowe, pojawił się problem pomiaru rozkładu natężenia pola elektrycznego na ich powierzchni przy wykorzystaniu woltomierza elektrostatycznego lub iskiernika kulowego. W artykule przedstawiono wyniki pomiarów wytrzymałości elektrycznej oraz wyniki symulacji komputerowej obrazu pola elektrycznego w obszarze komórki Kerr'a. Badania te stanowią wstępny etap prac, mających na celu opracowanie metody pomiaru natężenia pola elektrycznego, opartej na elektrooptycznym efekcie Kerr'a.*

Abstract*. New insulating systems with high resistance, such as composite insulators, cause problems with measuring electric field intensity on their surface by means of electrostatic voltmeter or sphere spark gap. The paper describes results of electrical strength measurement and results of computer simulation of electric field distribution in Kerr's cell. The main aim of the investigations is the elaboration of electric field measurement method, based on electro–optic Kerr effect. (**Research on electrical strength and computer simulation of electric field distribution in Kerr cell's area as basic investigation on it's use in electric field measurement on a high voltage insulating system's surface**).*

Słowa kluczowe: elektrooptyczny efekt Kerr'a, komórka Kerr'a, pomiar natężenia pola elektrycznego
Keywords: electro-optic Kerr effect, Kerr's cell, measurement of electric field intensity

Wstęp

Znajomość rozkładu natężenia pola elektrycznego na powierzchni wysokonapięciowych układów izolacyjnych jest sprawą szczególnie ważną, zwłaszcza na etapie ich projektowania. Pozwala ona tak dobrać geometrię układu izolacyjnego oraz wybrać materiały izolacyjne, by zminimalizować negatywne oddziaływanie natężenia pola elektrycznego zarówno na materiały izolacyjne, z których zbudowany będzie układ izolacyjny, jak i na środowisko.

Do najczęściej używanych metod wyznaczania natężenia pola elektrycznego zaliczyć można metodę z użyciem iskiernika kulowego i woltomierza elektrostatycznego. Metody te posiadają jednak dwie podstawowe wady. Po pierwsze, znacząco ingerują w obraz pola elektrycznego. Dzieje się tak na skutek stosunkowo dużych wymiarów geometrycznych urządzeń, oraz ze względu na fakt, że urządzenia te wykonane są z metalu. Po drugie, otrzymany rozkład, wyznaczony na podstawie zaledwie kilku punktów, z których każdy jest uśrednioną wartością natężenia, charakteryzującą stosunkowo duży fragment izolacji, może się okazać mało użyteczny.

Metody, stosunkowo mało zniekształcające obraz pola, bazują na użyciu sond wykonanych z materiałów dielektrycznych. Przykładem tego może być sonda optyczna, której zasada działania opiera się na efekcie Pockels'a (w ciałach stałych) lub Kerr'a (w płynach). Do niewątpliwych zalet sondy optycznej zaliczyć można szerokie spektrum częstotliwości mierzonego natężenia pola elektrycznego. Kolejną, bardzo ważną zaletą sondy optycznej jest fakt, że informacja o polu elektrycznym transmitowana jest bezprzewodowo, więc nie ma możliwości jej zakłócenia czy zniekształcenia [1].

Podstawy fizyczne efektu Kerr'a

W 1875 roku John Kerr [2] odkrył zjawisko występowania dwójłomności optycznej w ośrodku pierwotnie izotropowym, który pod działaniem zewnętrznego pola elektrycznego zachowuje się jak kryształ jednoosiowy, o osi równoległej do kierunku pola.

Pole elektryczne powoduje w dielektryku pojawienie się różnicy między współczynnikiem załamania n_e – w kierunku równoległym i współczynnikiem n_o – w kierunku prostopadłym do wektora natężenia pola.
Efekt Kerr'a opisuje równanie:

$$n_e - n_o = B \cdot \lambda \cdot E^2 , \tag{1}$$

w którym λ jest długością fali światła przechodzącego przez ośrodek prostopadle do kierunku zewnętrznego pola elektrycznego o natężeniu E. B jest stałą charakterystyczną dla danego ośrodka, zwaną doświadczalną stałą Kerr'a. Główną przyczyną zjawiska jest strukturalna anizotropia molekuł ośrodka oraz ich trwały moment dipolowy, dzięki którym mogą się one ustawiać swoimi momentami elektrycznymi i wielkimi osiami polaryzowalności w kierunku linii sił zewnętrznego pola elektrycznego. W teorii zjawiska stała Kerr'a [3, 4] wyrażona jest poprzez składowe polaryzowalności elektrycznej α_i^s, polaryzowalności optycznej α_i oraz trwałego momentu dipolowego μ_i $(i = 1, 2, 3)$. Wyróżnione kierunki w molekule są skierowane wzdłuż trzech głównych osi układu z nią związanego. Tak zapisana stała Kerr'a zawiera dwa składniki:

$$B = \frac{(n^2+2)^2}{4n^2}\frac{N}{3\varepsilon_0}(\Theta_1 + \Theta_2)\left(\frac{F}{E}\right)^2 = B_1 + B_2 \tag{2}$$

gdzie

$$\Theta_1 = \frac{1}{45kT}\begin{bmatrix}(\alpha_1^s - \alpha_2^s)(\alpha_1 - \alpha_1) + (\alpha_2^s - \alpha_3^s) + \\ + (\alpha_3^s - \alpha_1^s)(\alpha_3 - \alpha_1)\end{bmatrix},$$

$$\Theta_2 = \frac{1}{45k^2T^2}\begin{bmatrix}(\mu_1^2 - \mu_2^2)(\alpha_1 - \alpha_2) + (\mu_2^2 - \mu_3^2) + \\ + (\mu_3^2 - \mu_1^2)(\alpha_3 - \alpha_1)\end{bmatrix}.$$

W równaniach ε_0 jest przenikalnością elektryczną próżni, k stałą Boltzmanna, N liczbą cząsteczek w jednostce objętości. F oznacza natężenie pole lokalne w dielektryku [5] zależne od przyjętego modelu. Stała B składa się z

części anizotropowej $B_1 \sim 1/T$, natomiast składnik dipolowy B_2 daje część proporcjonalną do $1/T^2$.

Informacje otrzymane z pomiarów dwójłomności optycznej indukowanej stałym polem elektrycznym, uzupełnione danymi z pomiarów rozpraszania światła i dwójłomności optycznej indukowanej polem magnetycznym w efekcie Cottona-Moutona [6] i efekcie Faraday´a, dają możliwość obliczenia parametrów optycznych cząsteczek badanych układów. Metoda wykorzystująca indukowaną dwójłomność optyczną pozwala na bezpośrednią modulację wiązki laserowej i ma zastosowanie w technice, medycynie, telekomunikacji.

Cel i zakres badań

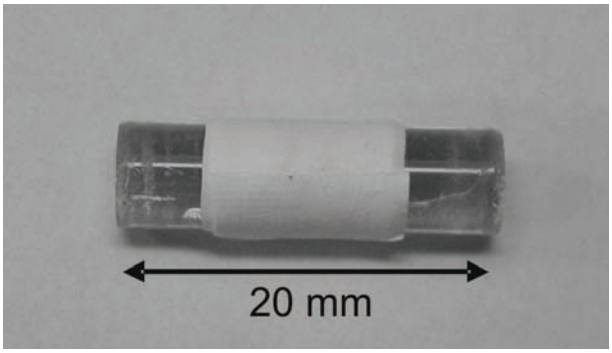
Celem badań była analiza pola elektrycznego wewnątrz komórki Kerr'a, która w przyszłości będzie wykorzystywana do wyznaczania natężenia pola elektrycznego na powierzchni wysokonapięciowych układów izolacyjnych.

Badana komórka zbudowana jest ze szklanej rurki, wypełnionej nitrobenzenem - materiałem o bardzo dużej przenikalności elektrycznej (ε_r=37). Zachodzi zatem podejrzenie, że pole elektryczne będzie „wypierane" z nitrobenzenu do szkła, co nie jest zjawiskiem pożądanym z dwóch zasadniczych powodów. Po pierwsze, wewnątrz nitrobenzenu panować będzie małe natężenie pola elektrycznego, co utrudni jego pomiar. Po drugie, na powierzchni szkła panować będzie prawdopodobnie stosunkowo duże natężenie, co może być przyczyną wyładowań niezupełnych na jego powierzchni lub przeskoku.

Ocena warunków pracy komórki została oparta na analizie pola elektrycznego na drodze symulacji komputerowej oraz na pomiarze wytrzymałości elektrycznej.

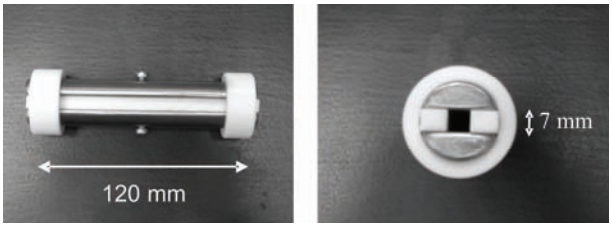
Obiekt badań

Komórka Kerr'a

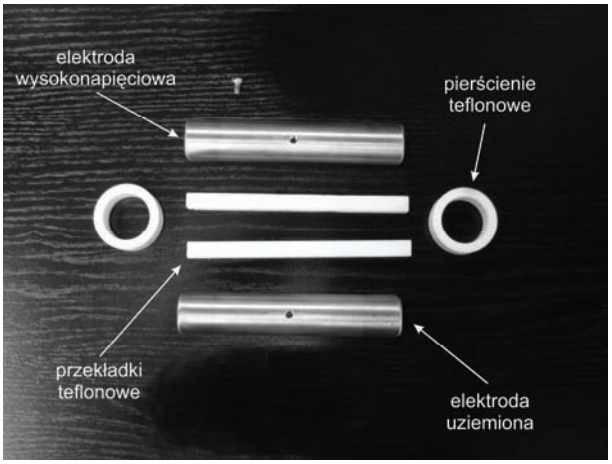


Rys. 1. Komórka Kerr'a – rurka szklana wypełniona nitrobenzenem – cieczą o bardzo dużej stałej Kerr'a (B=44 000 cm/V^2) i dużej przenikalności elektrycznej (ε_r=37).

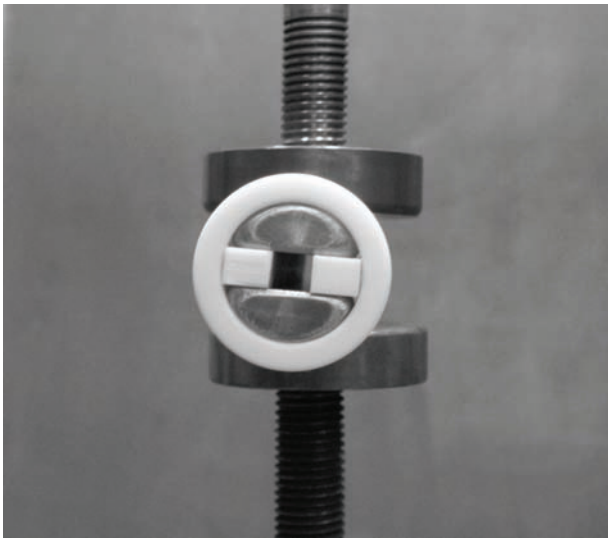
Układ elektrod



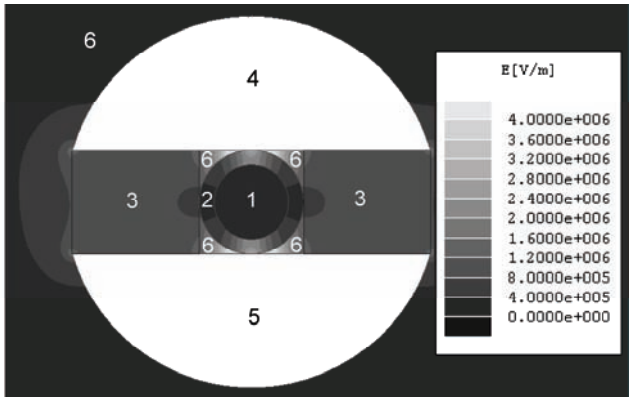
Rys. 2. Układ dwóch elektrod, między którymi znajdowały się odstępniki wykonane z teflonu. Elektrody i odstępniki umieszczone były między dwoma pierścieniami teflonowymi. Między elektrodami i odstępnikami znajdowała się badana komórka Kerr'a.



Rys. 3. Części składowe systemu elektrod



Rys. 4. Układ elektrod do pomiaru wytrzymałości elektrycznej badanej komórki Kerr'a

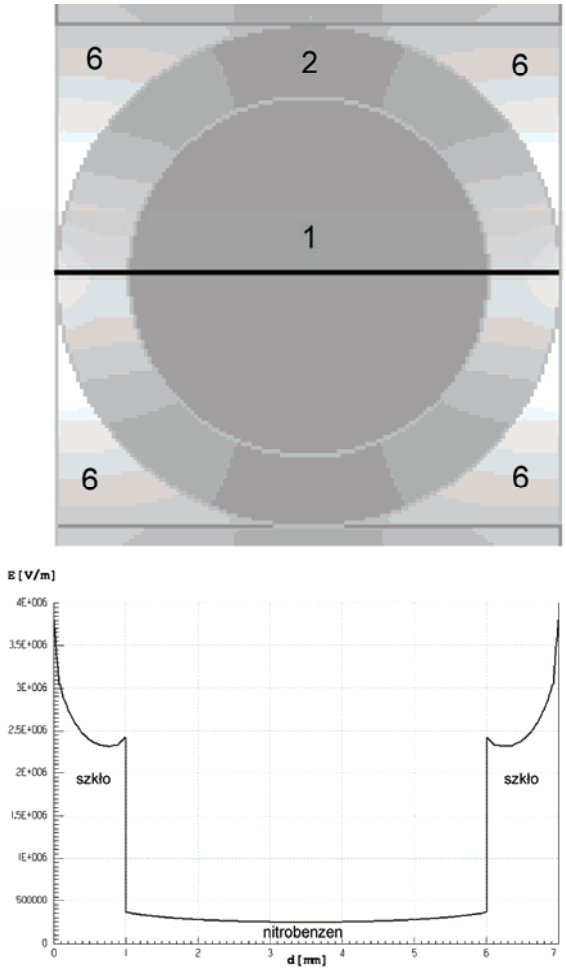


Rys. 5. Obszary o stałym natężeniu pola elektrycznego w komórce Kerr'a, uzyskane na drodze symulacji komputerowej. 1 – nitrobenzen, 2 – rurka szklana, 3 – przekładki teflonowe, 4 – elektroda wysokonapięciowa, 5 – elektroda uziemiona, 6 – powietrze. Odległość między elektrodami d = 7 mm, U = 6,5 kV, $E_{śr}$ = U/d = 6,5/0,7 = 9,3 kV/cm

Wyniki

Na podstawie pomiarów laboratoryjnych stwierdzono, że napięcie przeskoku powierzchniowego badanego układu elektrod z komórką Kerr'a wynosi 6,7 kV. Przeskoki miały miejsce w przestrzeni międzyelektrodowej po powierzchni rurki szklanej i przekładki teflonowej. Jako maksymalne

napięcie wytrzymywane przez układ, zastosowane w symulacji komputerowej, przyjęto 6,5 kV. Uwzględniając odległość elektrod równą 7 mm otrzymamy natężenie średnie między elektrodami równe około 9,3 kV/cm. Obszary o stałym natężeniu pola elektrycznego, uzyskane w wyniku symulacji komputerowej, pokazano na rysunku 5, natomiast rozkład natężenia pola elektrycznego między elektrodami wzdłuż osi komórki Kerr'a przedstawiono na rysunku 6. Należy zwrócić uwagę na względnie stałą wartość natężenia pola elektrycznego w nitrobenzenie i bardzo duże natężenie pola elektrycznego w szkle i w powietrzu otaczającym komórkę Kerr'a.



Rys. 6. Obszary o stałym natężeniu pola elektrycznego w komórce Kerr'a (obróconej o 90° w stosunku do rysunku 5) oraz rozkład natężenia pola elektrycznego między elektrodami na wskroś badanej komórki (wzdłuż czarnej linii)

Wnioski

Jak można było się podziewać, pole elektryczne z nitrobenzenu zostało „wypchnięte" do obszaru o mniejszej przenikalności elektrycznej, tj. do szkła i powietrza. Wynikiem tego jest bardzo duże natężenie pola elektrycznego w powietrzu, co może być przyczyną wyładowań niezupełnych lub przeskoku przy stosunkowo małej wartości natężenia pola elektrycznego zewnętrznego. Wartości natężenia pola w ściankach szklanej rurki są kilkakrotnie większe od tych, jakie występują w nitrobenzenie.

W nitrobenzenie rozkład natężenia jest stosunkowo równomierny, co uznać należy za zjawisko bardzo pozytywne, ponieważ niezależnie od tego, w który fragment nitrobenzenu strumień światła będzie padać, strumień ten będzie poddany relatywnie tej samej wartości natężenia pola elektrycznego.

Przeskok po powierzchni badanej komórki miał miejsce przy napięciu 6,5 kV. Oznacza to, że przy takiej wartości napięcia, natężenie pola elektrycznego w nitrobenzenie równe będzie tylko 2,5 kV/cm, co stanowi około 27% natężenia średniego panującego między elektrodami 4 i 5 (rys. 5). Takie istotne obniżenie natężenia pola zmniejszy efekt Kerr'a, co przekłada się na zmniejszenie czułości metody.

W przyszłości należy skoncentrować się na poszukiwaniu materiałów o dużej wartości stosunku stałej Kerr'a do przenikalności elektrycznej, czyli innymi słowy, materiałów o dużej wartości stałej Kerr'a, a stosunkowo małej wartości przenikalności elektrycznej.

LITERATURA

[1] Trzaska H., Pomiary pól elektromagnetycznych w polu bliskim, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne PWN, Warszawa-Wrocław 1998, 113-126
[2] Kerr J., *Phil. Mag.,* 50, 337, 446 (1875)
[3] Chełkowski A., Fizyka dielektryków, PWN, Warszawa 1979
[4] Kielich S., Lalanne J.R., Martin F.B., *J.Phys*. C33, (1972) 191.
[5] Onsager L., *J.Am.Chem.Soc.*, 58, 1486 (1936)
[6] Surma M., Ciszak M., *Physica B*, 228, 295-304 (1996)

STYPENDIA DLA NAJLEPSZYCH DOKTORANTÓW

***Autorzy**: dr inż. Zbigniew Nadolny, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: zbigniew.nadolny@put.poznan.pl;*
mgr inż. Wojciech Kasprzak jest beneficjentem programu „Stypendia dla najlepszych doktorantów" w ramach Działania 2.6 Zintegrowanego Programu Operacyjnego Rozwoju Regionalnego, finansowanego z Europejskiego Funduszu Społecznego Unii Europejskiej i z budżetu państwa; Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: wojciech.kasprzak@doctorate.put.poznan.pl
prof. dr hab. Zdzisław Błaszczak, Uniwersytet im. Adama Mickiewicza, Instytut Fizyki, ul. Umultowska 85, 61-614 Poznań
dr Michał S. Kaczmarek, Uniwersytet im. Adama Mickiewicza, Instytut Fizyki, ul. Umultowska 85, 61-614 Poznań, E-mail: kamich@amu.edu.pl
dr Zenon Woźniak, Uniwersytet im. Adama Mickiewicza, Instytut Fizyki, ul. Umultowska 85, 61-614 Poznań, E-mail: asan@amu.edu.pl

Wojciech KASPRZAK, Zbigniew NADOLNY

Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki

Optymalizacja rozkładu natężenia pola elektrycznego wzdłuż liniowego izolatora kompozytowego 220 kV na drodze zmian parametrów materiałowo – konstrukcyjnych

Streszczenie. *Wraz z wprowadzaniem izolatorów kompozytowych do linii coraz wyższych napięć, następuje zbliżanie się występujących naprężeń elektrycznych do napięcia zapłonu wyładowań niezupełnych materiałów osłonowych. Podjęto próbę zoptymalizowania rozkładu natężenia pola elektrycznego na powierzchni izolatora kompozytowego, na drodze zmiany kształtu układu izolacyjnego oraz zmiany przenikalności elektrycznej materiałów izolacyjnych, wykorzystanych do jego budowy.*

Abstract*. The introduction of composite insulators in higher and higher voltage lines, guides towards increase of electrical stress up to levels dangerous for covering materials. This paper discuses a try of optimization of electric field distribution on the insulator's surface by means of changing insulating system's geometry and electrical permittivity of insulating materials used in it's construction. (**Electric field intensity distribution control along 220 kV composite insulator surface using insulating materials with high electrical permittivity**).*

Słowa kluczowe: izolatory kompozytowe, symulacja komputerowa obrazu pola elektrycznego, sterowanie rozkładem natężenia pola elektrycznego, nanotechnologia.
Keywords: composite insulators, computer simulation of electric field distribution, steering of electric field distribution, nanotechnology.

Cel

Celem podjętych badań była poprawa rozkładu natężenia pola elektrycznego wzdłuż kompozytowego izolatora liniowego, wyrażająca się głównie zmniejszeniem natężenia pola w najbardziej newralgicznych obszarach, to znaczy w rejonie okuć [1, 2].

Wprowadzenie

Powszechnie znane zalety izolatorów kompozytowych są przyczyną ich chętnego wprowadzania w liniach elektroenergetycznych coraz wyższych napięć. Niestety, wraz ze wzrostem napięcia pracy rośnie nieliniowość rozkładu natężenia pola elektrycznego na powierzchni izolatora. Natężenie pola w obszarze potrójnego złącza (powietrze, elektroda, izolator) osiąga niebezpiecznie duże wartości.

Na rysunku 1 przedstawiono rozkłady natężenia pola elektrycznego na powierzchni trzech liniowych izolatorów kompozytowych:

- na napięcie 110 kV bez pierścieni sterujących,
- na napięcie 220 kV z pierścieniami o geometrii proponowanej przez producenta,
- na napięcie 220 kV bez pierścieni.

Jak widać na rysunku, maksimum natężenia pola elektrycznego na powierzchni izolatora 110 kV równe jest 3,3 kV/cm. W przypadku izolatora 220 kV z pierścieniami maksimum to równe jest 4,7 kV/cm, a bez pierścieni 9,5 kV/cm.

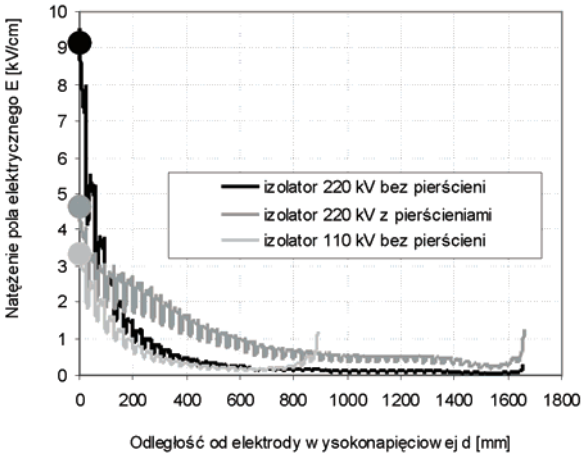
Według różnych źródeł, maksymalna wartość natężenia pola na powierzchni izolatora nie powinna być większa jak 5 kV/cm, ale wskazane jest aby ta wartość była znacznie mniejsza.

Duże natężenie pola panujące w rejonie okucia zwykle wiąże się ze zjawiskiem wyładowań niezupełnych. Wyładowania te powodują degradację i erozję materiału osłonowego prowadzącą do rozszczelnienia izolatora i „kruchego pękania" rdzenia izolatora [3, 4, 5].

Kropla wody, znajdująca się na powierzchni izolatora, pod wpływem pola elektrycznego o odpowiednim natężeniu ulega wydłużeniu. Ta zmiana kształtu może być na tyle znacząca, że pole wokół wydłużonej kropli ulegnie wzmocnieniu, co prowadzi do ulotu. Ulot z kropli wody na powierzchni izolatora doprowadzić może do degradacji materiałów i tworzenia się ścieżek przewodzących bądź erozyjnych [3, 4, 6, 7].

Ulot, zarówno z kropel wody na powierzchni izolatora, jak i z powierzchni elektrody wysokonapięciowej, powoduje powstawanie zakłóceń radioelektrycznych [1, 8].

Na podstawie wykresów, zamieszczonych na rysunku 1, można stwierdzić, że w przypadku izolatora 110 kV obniżanie natężenia na jego powierzchni nie jest konieczne. W przypadku izolatora 220 kV, wyposażonego w pierścienie sterujące o geometrii proponowanej przez producenta, maksimum natężenia pola elektrycznego równe jest około 5 kV/cm, co skłania do optymalizacji rozkładu natężenia [1, 2].



Rys.1. Rozkłady natężenia pola elektrycznego na powierzchni trzech przypadków izolatorów kompozytowych

Zakres badań

Należy pamiętać, że napięcie pracy izolatora jest napięciem fazowym, a więc wynosi 127 kV i dla takiego napięcia przeprowadzono analizę wszystkich rozpatrywanych przypadków izolatorów kompozytowych, przewidywanych do stosowania w liniach 220 kV.

Jako metody sterowania rozkładem natężenia pola elektrycznego przyjęto:

1) zmianę przenikalności elektrycznej materiału osłonowego ε_{os} w granicach od 3 do 14,

2) zmianę przenikalności elektrycznej rdzenia izolatora ε_{rd} w granicach od 5 do 14,

3) zmianę odległości płaszczyzny pierścienia od elektrody wysokonapięciowej H i średnicy R pierścieni sterujących,
4) zmianę kształtu izolatora.

Obiekt badań

Przedmiotem badań był rozkład natężenia pola elektrycznego wokół wirtualnego modelu kompozytowego izolatora liniowego. Symulację komputerową przeprowadzono w programie Maxwell firmy Ansoft.

Ze względu na ograniczone możliwości obliczeniowe, zrezygnowano z systematycznego przeszukiwania przestrzeni rozwiązań, koncentrując się na wybranych przypadkach izolatorów, rokujących nadzieję na polepszenie rozkładu natężenia pola elektrycznego. Symulacja komputerowa została podzielona na cztery etapy, w których wprowadzano dostępne metody sterowania rozkładem natężenia pola elektrycznego.

Symulacje przeprowadzono również dla bardzo dużych wartości przenikalności elektrycznej materiałów, mimo że nie są obecnie znane technologie, umożliwiające ich otrzymanie. Powodem takiego postępowania była nie tylko chęć zapewnienia możliwie dużej kompleksowości badań, ale również fakt, że nie można wykluczyć opanowania takich technologii w przyszłości.

Wyniki

Pierwszy etap symulacji miał na celu zbadanie, czy zastosowanie do budowy izolatora o klasycznym kształcie, materiałów o nietypowej przenikalności elektrycznej, pozwoli wyeliminować konieczność stosowania pierścieni sterujących.

W pierwszym kroku badań przyjęto, że przenikalność elektryczna rdzenia i materiału osłonowego będą stałe na całej długości izolatora. Zestawienie wyników badań przedstawiono w tabeli 1. Jak widać, przenikalność elektryczna rdzenia powinna być jak największa, wziąwszy pod uwagę obecnie dostępne wartości, natomiast przenikalność elektryczna materiału osłonowego – jak najmniejsza. Najlepszy na tym etapie badań rozkład natężenia pola elektrycznego charakteryzujący się wartością maksymalną natężenia pola E_{max}=8,4 kV/cm, uzyskano w przypadku przenikalności elektrycznej rdzenia ε_{rd}=100 i przenikalności elektrycznej materiału osłonowego ε_{os}=3.

Tabela 1. Zestawienie wartości maksimum natężenia pola elektrycznego E_{max} na powierzchni pnia izolatora przy różnych wartościach względnej przenikalności elektrycznej rdzenia ε_{rd} i materiału osłonowego ε_{os}

ε_{rd}	ε_{os}	E_{max} [kV/cm]
5	10	12,0
5	20	12,0
10	10	12,0
20	20	11,0
5	3	9,5
10	3	9,8
20	3	9,0
50	3	8,7
100	3	8,4
1000	3	11,0

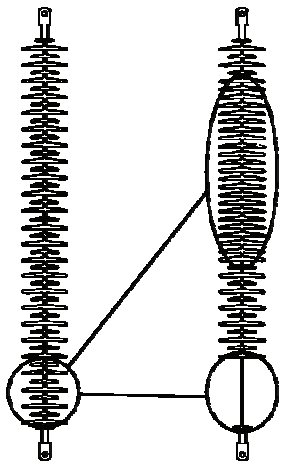
Drugi krok badań polegał na podziale izolatora na segmenty o różnych wartościach przenikalności elektrycznej. Jako pierwszy segment przyjęto pierwszy klosz od strony elektrody wysokonapięciowej i odpowiadający mu odcinek rdzenia, jako drugi segment – drugi klosz od strony elektrody wysokonapięciowej, itd. Występujący w tabelach segment nr 8 obejmuje wszystkie klosze (i odpowiadający im odcinek rdzenia) począwszy od ósmego od strony elektrody wysokonapięciowej aż do elektrody uziemionej izolatora. Podział izolatora na segmenty dał maksima natężenia pola elektrycznego od 10,1 do aż 12,6 kV/cm. Zestawienie wyników symulacji przedstawiono w tabeli 2.

Tabela 2. Zestawienie wartości maksimum natężenia pola elektrycznego E_{max} na powierzchni pnia izolatora bez pierścieni sterujących, przy różnych wartościach względnej przenikalności elektrycznej poszczególnych segmentów

numer segmentu								E_{max} [kV/cm]
1	2	3	4	5	6	7	8	
względna przenikalność elektryczna								
12	11	10	9	8	7	6	5	11,1
14	14	14	14	14	14	14	5	11,2
14	14	14	5	5	5	5	5	11,0
14	14	5	5	5	5	5	5	10,6
14	5	5	5	5	5	5	5	12,6
14	14	12	12	10	10	5	5	10,1
14	10	8	5	5	5	5	5	10,5
14	14	5	5	5	5	5	5	11,6

Jak widać, wyłącznie zmiany parametrów materiałowych nie pozwoliły na znaczne obniżenie maksimum natężenia pola elektrycznego.

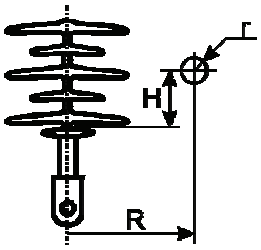
Drugi etap symulacji miał na celu sprawdzenie, czy jednoczesne zastosowanie zmian w kształcie izolatora oraz materiałów o nietypowej przenikalności elektrycznej, pozwoli na istotne obniżenie maksimum natężenia pola. Zmiana kształtu polegała na „usuwaniu" kolejnych kloszy od strony elektrody wysokonapięciowej, na których pierwotnie występowało maksimum natężenia pola elektrycznego. W celu zachowania drogi upływu, zwiększając równocześnie wysięg kloszy o mniejszej średnicy w środkowej, mniej naprężanej części izolatora. Mechanizm „usuwania" kloszy przedstawiono na rysunku 2. Optymalny, uzyskany w przypadku izolatora pozbawionego pierwszych siedmiu kloszy od strony elektrody wysokonapięciowej, przy ε_{os}=3 i ε_{rd}=100, rozkład natężenia pola elektrycznego charakteryzował się maksimum aż 7,1 kV/cm. Opierając się na doświadczeniach z pierwszego etapu badań, zrezygnowano z dzielenia izolatora na segmenty o różnych wartościach przenikalności elektrycznej, godząc się z koniecznością stosowania pierścieni sterujących i przechodząc do trzeciego etapu badań.



Rys.2. Zobrazowanie mechanizmu „usuwania" kloszy

Trzeci etap symulacji polegał na zastosowaniu materiałów o nietypowej przenikalności elektrycznej w izolatorze o klasycznym kształcie i doborze optymalnej geometrii pierścieni sterujących. Sposób oznaczenia

parametrów pierścieni sterujących przedstawiono na rysunku 3. Jako wyjściową geometrię pierścienia przyjęto H=90 mm i R=150 mm, promień krzywizny r we wszystkich analizowanych przypadkach wynosił 30 mm. Przyjęto wartości przenikalności elektrycznej materiałów z zakresów możliwych do zrealizowania w praktyce, a więc ε_{rd}=5÷14 i ε_{os}=3÷14.



Rys. 3. Sposób oznaczania parametrów pierścieni sterujących

W pierwszym kroku symulacji po raz kolejny spróbowano podzielić izolator na segmenty o różnych wartościach przenikalności elektrycznej, jednak i tym razem zabieg ten nie dał oczekiwanych rezultatów w postaci znacznego obniżenia występującego maksimum natężenia pola elektrycznego E_{max}. Wartości maksimum równe były około 4,0 kV/cm. Zestawienie otrzymanych wyników przedstawiono w tabeli 3.

Tabela 3. Zestawienie wartości maksimum natężenia pola elektrycznego E_{max} na powierzchni pnia izolatora z pierścieniami sterującymi umieszczonymi na wysokości H = 90 mm, o średnicy R = 150 mm, przy różnych wartościach względnej przenikalności elektrycznej poszczególnych segmentów, w zestawieniu z klasycznym układem parametrów materiałowych izolatora

numer segmentu								E_{max} [kV/cm]
1	2	3	4	5	6	7	8	
względna przenikalność elektryczna								
5	5	5	5	5	5	5	5	3,9
5	5	5	5	9	14	9	5	4,3
5	5	7	9	11	14	11	5	3,9
9	11	12	14	14	14	12	9	4,0
5	6	7	8	14	14	8	5	4,0
9	9	9	9	9	9	9	9	4,1
przenikalność rdzenia 5, materiału osłonowego 3								3,8

Należało sprawdzić, jaka kombinacja przenikalności elektrycznej materiału osłonowego i rdzenia, stałych na całej długości izolatora, pozwoli przy wyjściowej geometrii pierścieni, na znaczne obniżenie E_{max}. Uzyskano nieznaczne obniżenie E_{max} w stosunku do wartości wyjściowej przy ε_{rd}=14 i ε_{os}=3, co jest zgodne z wynikami poprzednich etapów symulacji. Zestawienie uzyskanych maksimów natężenia pola elektrycznego przedstawiono w tabeli 4.

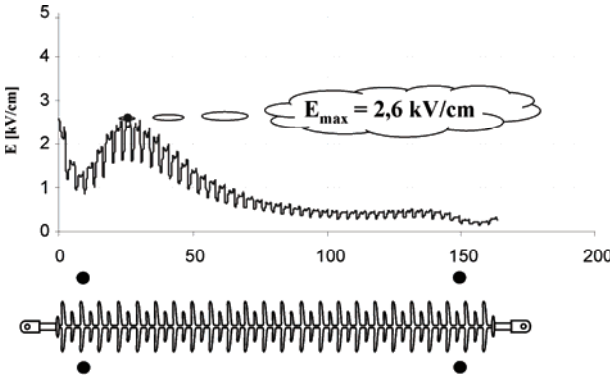
Tabela 4. Zestawienie wartości maksimum natężenia pola elektrycznego E_{max} na powierzchni pnia izolatora o klasycznym kształcie, przy różnych wartościach względnej przenikalności elektrycznej rdzenia ε_{rd} i materiału osłonowego ε_{os} i w przypadku wyjściowej geometrii pierścieni sterujących

geometria pierścieni [mm]		ε_{rd}	ε_{os}	E_{max} [kV/cm]
H	R			
90	150	5	3	3,81
		7	3	3,76
		14	**3**	**3,70**
		14	7	3,87
		14	14	4,27

Kolejny krok symulacji polegał na znalezieniu optymalnych parametrów geometrycznych pierścieni sterujących w przypadku zastosowania materiałów o znanych, uzyskanych we wcześniejszych etapach badań, parametrach elektrycznych. Okazało się, że znaczne zwiększenie wysokości położenia pierścienia (H=150 mm) i jego średnicy (R=210 mm) w stosunku do wyjściowych parametrów geometrycznych, zaowocowało obniżeniem maksimum natężenia pola elektrycznego do 2,6 kV/cm. Zestawienie otrzymanych E_{max} przedstawiono w tabeli 5. Wytłuszczony wiersz tabeli oznacza najlepszy przypadek rozkładu natężenia pola elektrycznego, przedstawiony na rysunku 4.

Tabela 5. Zestawienie wartości maksimum natężenia pola elektrycznego E_{max} na powierzchni pnia izolatora o klasycznym kształcie, przy stałych wartościach względnej przenikalności elektrycznej rdzenia ε_{rd} i materiału osłonowego ε_{os} i w przypadku różnych parametrów geometrycznych pierścieni sterujących

geometria pierścieni [mm]		ε_{rd}	ε_{os}	E_{max} [kV/cm]
H	R			
90	210	14	3	2,81
90	220			2,94
150	200			2,72
150	**210**			**2,60**
150	220			2,65



Rys. 4. Rozkład natężenia pola elektrycznego E wzdłuż pnia izolatora o klasycznym kształcie, z pierścieniami sterującymi umieszczonymi na wysokości H = 150 mm, o promieniu R = 210 mm; względna przenikalność elektryczna rdzenia ε_{rd}=14, materiału osłonowego ε_{os}=3

Pozostało jedynie sprawdzić, czy dla znalezionej optymalnej geometrii pierścienia sterującego, nie jest możliwe obniżenie maksimum natężenia pola elektrycznego poprzez zmianę parametrów materiałowych. Zabieg ten nie przyniósł jednak dalszej poprawy rozkładu natężenia pola elektrycznego. Wyniki symulacji, kończącej trzeci etap badań, przedstawiono w tabeli 6.

Tabela 6. Zestawienie wartości maksimum natężenia pola elektrycznego E_{max} na powierzchni pnia izolatora o klasycznym kształcie, przy różnych wartościach względnej przenikalności elektrycznej rdzenia ε_{rd} i materiału osłonowego ε_{os} i w przypadku końcowej geometrii pierścieni sterujących

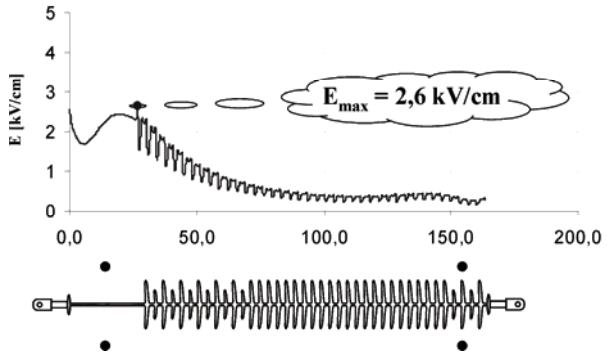
geometria pierścieni [mm]		ε_{rd}	ε_{os}	E_{max} [kV/cm]
H	R			
150	210	10	3	2,66
		14	5	2,79

Czwarty, ostatni etap badań, polegał na zastosowaniu do obniżenia E_{max} wszystkich dostępnych metod sterowania rozkładem natężenia pola elektrycznego. „Usunięto" pierwszych osiem kloszy od strony wysokonapięciowej, zastosowano pierścienie sterujące i różne przenikalności elektryczne materiałów izolacyjnych. Okazało się, że zastosowanie niekonwencjonalnej geometrii izolatora pozwala na obniżenie E_{max} do wartości 2,6 kV/cm, przy

zastosowaniu klasycznych materiałów. Zestawienie otrzymanych wyników przedstawiono w tabeli 7. Wytłuszczony wiersz tabeli oznacza najlepszy przypadek rozkładu natężenia pola elektrycznego, przedstawiony na rysunku 5. Po raz kolejny zastosowano dzielenie izolatora na segmenty o różnej przenikalności elektrycznej, jednak i tym razem metoda ta nie przyniosła oczekiwanych efektów.

Tabela 7. Zestawienie wartości maksymalnego natężenia pola elektrycznego E_{max} na powierzchni pnia izolatora, pozbawionego pierwszych 8 kloszy od strony elektrody wysokonapięciowej, przy różnych wartościach względnej przenikalności elektrycznej rdzenia ε_{rd} i materiału osłonowego ε_{os} i dla różnych geometrii pierścieni sterujących

położenie pierścieni [mm]		ε_{rd}	ε_{os}	E_{max} [kV/cm]
H	R			
9	15	5	5	3,15
9	16	5	5	3,00
9	17	5	5	2,85
9	18	5	5	2,76
9	19	5	5	2,73
10	19	5	5	2,69
11	19	5	5	2,87
10	18	5	5	2,89
8	20	5	5	2,83
9	20	5	5	2,66
9	**20**	**5**	**3**	**2,60**
9	20	14	3	2,65



Rys 5. Rozkład natężenia pola elektrycznego E na powierzchni pnia izolatora bez pierwszych 8 kloszy od strony elektrody wysokonapięciowej, z pierścieniami sterującymi umieszczonymi na wysokości H = 90 mm, o promieniu R = 200 mm, względna przenikalność elektryczna rdzenia ε_{rd}=5, materiału osłonowego ε_{os}=3

Wnioski

Na podstawie przeprowadzonych badań stwierdzono, że nie jest możliwe jednoczesne zrezygnowanie z pierścieni sterujących i wystarczające obniżenie maksimum natężenia pola elektrycznego na powierzchni izolatora. Zarówno zmiany przenikalności elektrycznej materiałów izolacyjnych, jak i kształtu izolatora, bez zastosowania pierścieni sterujących nie prowadzą do znacznego obniżenia maksimum natężenia pola elektrycznego.

Możliwe jest zmniejszenie E_{max} o 45% z 4,7 do 2,6 kV/cm dwoma metodami. Pierwsza z nich bazuje na zastosowaniu nietypowych materiałów izolacyjnych. Wiąże się to z prawdopodobnym zwiększeniem kosztów produkcji, ale pozwala zachować tradycyjny kształt izolatora. Druga metoda polega na zmianie kształtu izolatora („usuwanie" kloszy) w pobliżu elektrody wysokonapięciowej. Należy jednak podkreślić, że w przypadku obu metod zastosowano jednocześnie pierścienie o optymalnej geometrii.

W celu zoptymalizowania rozkładu pola elektrycznego na powierzchni izolatora metodą zmiany przenikalności elektrycznej materiałów izolacyjnych, należy zastosować rdzeń o jak największej wartości i osłonę o jak najmniejszej wartości przenikalności elektrycznej.

Zmieniając kształt izolatora należałoby jednak znaleźć inną, niż zwiększanie wysięgu kloszy od strony elektrody uziemionej, metodę pozwalającą na zachowanie wymaganej drogi upływu. Znaczne zagęszczenie kloszy o tej samej średnicy może prowadzić do pogorszenia warunków pracy izolatora przy podwyższonej wilgotności powietrza (deszcz, mgła).

Wskazane są dalsze badania nad opracowaniem optymalnego kształtu izolatora i pierścieni sterujących, jak również nad wpływem zastosowania materiałów o nietypowej przenikalności elektrycznej na rozkład natężenia pola elektrycznego na powierzchni izolatorów kompozytowych.

LITERATURA

[1] CIGRE WG B2.03, Use of corona rings to control the electrical field along transmission line composite insulators, *ELECTRA* 2005, n.223, 38-47

[2] Gubański S.M., Światowe doświadczenia z izolatorami kompozytowymi w napowietrznych liniach wysokich napięć, *VII Ogólnopolska Konferencja Naukowo-Techniczna „Napowietrzna izolacja wysokonapięciowa w energetyce" NIWE'2003, Szklarska Poręba, 25-27 czerwca 2003,* 52-55

[3] Fleszyński J., Pohl Z., Tymań A., Wieczorek K., Aktualna problematyka badawcza polimerowych izolatorów kompozytowych, *X Sympozjum „Problemy eksploatacji układów izolacyjnych wysokiego napięcia" EUI 2005, Krynica, 27-30 września 2005*, 78-81

[4] Tymań A., Wańkowicz J., Wieczorek K., Własności hydrofobowych pokryć izolatorowych poddanych długotrwałej eksploatacji, *X Sympozjum „Problemy eksploatacji układów izolacyjnych wysokiego napięcia" EUI 2005, Krynica, 27-30 września 2005*, 283-286

[5] Fleszyński J., Stankiewicz J., Tymań A., Kruche pęknięcia izolatorów kompozytowych, *X Sympozjum „Problemy eksploatacji układów izolacyjnych wysokiego napięcia" EUI 2005, Krynica, 27-30 września 2005*, 82-85

[6] Shah M., Karady G.G., Brown R.L., Flashover Mechanism of Silicone Rubber Insulators used for Outdoor Insulation - II, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 10 (1995), n.4, 1972-1978

[7] Phillips A.J., Childs D.J., Schneider H.M., Aging of Non-Ceramic Insulators due to Corona from Water Drops, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 14 (1999), n.3, 1081-1089

[8] Kapuściński M., Miernik H., Baryłka M., Wpływ złącza potrójnego na zakłócenia elektromagnetyczne emitowane przez izolatory kompozytowe, *VI Ogólnopolskie Sympozjum „Inżynieria Wysokich Napięć" IW 2002, Poznań-Kiekrz, 20-22 maja 2002,* 143-146

***Autorzy**: dr inż. Zbigniew Nadolny, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: zbigniew.nadolny@put.poznan.pl;*

mgr inż. Wojciech Kasprzak jest beneficjentem programu „Stypendia dla najlepszych doktorantów" w ramach Działania 2.6 Zintegrowanego Programu Operacyjnego Rozwoju Regionalnego, finansowanego z Europejskiego Funduszu Społecznego Unii Europejskiej i z budżetu państwa; Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: wojciech.kasprzak@doctorate.put.poznan.pl

Marceli KAŹMIERSKI[1], Igor KERSZ[1], Agnieszka WOSIAK[2]

Instytut Energetyki, Oddział Transformatorów w Łodzi (1), Politechniki Łódzka, Instytut Informatyki (2)

System monitoringu stanu transformatorów energetycznych, wstępne doświadczenia eksploatacyjne

Streszczenie. *Podano opis systemu monitoringu stanu transformatorów, opracowanego na rzecz PSE S.A. System został zainstalowany w początku bieżącego roku na dwóch transformatorach sieciowych zlokalizowanych w stacji energetycznej Piotrków.*

Abstract. *On - line monitoring system of power transformers, prepared for PPG Co., is presented. The system has been installed at the beginning of 2006 in Piotrków substation. (**On– line monitoring system of power transformers, the first operational experience**).*

Słowa kluczowe : transformatory, system monitoringu, stan techniczny, systemy ekspertowe.
Keywords: Transformers, Monitoring System, Condition Classification, Expert Systems.

Wstęp

Podano skrótowy opis techniczny instalacji systemu monitoringu stanu transformatorów opracowanej na potrzeby PSE S.A. oraz wstępne doświadczenia eksploatacyjne. System, dorównujący poziomem technicznym podobnym systemom pracującym w przodujących w tej dziedzinie krajach europejskichi pozaeuropejskich, ma w zamierzeniu stanowić narzędzie do efektywnego zarządzania populacją transformatorów dużej mocy w PSE S.A. Zainstalowano go na dwóch autotransformatorach o mocy 160 i 125 MVA 220/110 kV zlokalizowanych w stacji energetycznej PSE S.A. Piotrków. Więcej szczegółów podano w pracach [1, 2, 3].

Na obecnym etapie nie zainstalowano jeszcze wszystkich planowanych urządzeń pomiarowych. Ich obecność natomiast jest już uwzględniona w warstwie programowej.

Zadania systemu

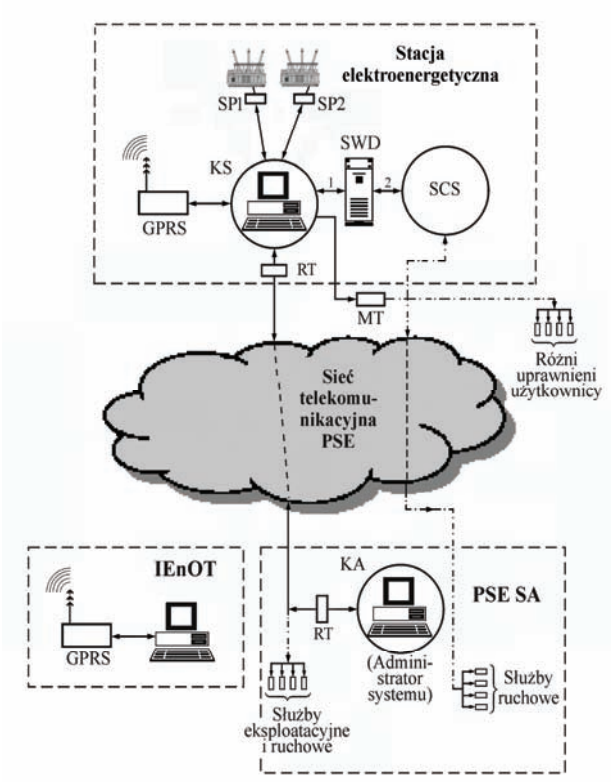
Podstawowym zadaniem systemu jest wspomaganie personelu ruchowego i eksploatacyjnego oraz gromadzenie informacji w trybie *on* – oraz *off* – *line* o pracy i zachowaniu się transformatora, na co składa się:

1. Ciągła akwizycja danych wprowadzanych automatycznie w trybie *on* – *line* oraz nieregularna akwizycja danych wprowadzanych za pośrednictwem klawiatury (*off* – *line*) oraz ich gromadzenie, jak również gromadzenie wyników prognoz w odpowiednich bazach danych.
2. Wypracowanie i udostępnianie informacji o bieżącym stanie transformatora, głównie dla potrzeb personelu ruchowego.
3. Wypracowanie sygnałów, zwłaszcza ostrzegawczych i alarmowych, udostępnianych systemowi sterowania i nadzoru stacji (SCS – *Substation Control System*).
4. Zalecanie działań możliwych do podjęcia w danej sytuacji.
5. Wypracowanie raportów w postaci tabel i wykresów z możliwością doboru ich parametrów bieżących (np. jedna zmiana), krótkoterminowych (np. jeden tydzień), średnioterminowych (np. jeden miesiąc) oraz historycznych.
6. Edycja prognoz krótko, średnio i długoterminowych.

Struktura informatyczna i poziomy dostępu

Przedmiotowy system monitoringu musiał być wkomponowany w istniejącą strukturę systemów już pracujących w PSE S.A. W szczególności istotną okazała się być współpraca systemu monitoringu z SCS. Uzgodniono ze Zleceniodawcą, iż system monitoringu z jednej strony będzie pobierał wyselekcjonowane informacje (sygnały) z systemu sterowania i nadzoru stacji – SCS, a dodatkowe dane nie gromadzone w SCS będą zbierane przez dodatkowy sterownik, zdolny do komunikacji z siecią LAN. Z drugiej zaś strony, szereg wypracowanych przez system monitoringu komunikatów zostanie udostępnionych w SCS.

Przyjęte – po konsultacji z dostawcą systemu SCS w stacji Piotrków – rozwiązanie z komputerem pośredniczącym (rys. 1) spełnia te wymagania, a ponadto zapewnia bezpieczeństwo dostępu do danych oraz przejrzystość instalacji i nie wymaga wejścia w strukturę systemu SCS.



Rys. 1. Schemat ideowy lokalizacji elementów systemu monitoringu w strukturach systemów pracujących w PSE S.A., **SP** – szafka pomiarowa, **KA** – komputer administratora systemu, **KS** – komputer stacyjny, **SWD** – stacja wymiany danych, **SCS** – system sterowania i nadzoru stacji, **GPRS** – modem do łączności bezprzewodowej, **MT** – modem w publicznej sieci telefonicznej, **RT** – router, **1** – połączenie typu Ethernet, **2** – łącze RS 232

Korzystanie z systemu monitoringu ze zdalnych komputerów rozwiązano za pomocą usługi terminalowej (*terminal services*) dostępnej w systemie operacyjnym Microsoft Windows Server 2000 i jego następcach.

W systemie wdrożono niezależny od środowiska Windows Server poziom zabezpieczeń. Przyjęto cztery grupy użytkowników:

- Administrator, z pełnym dostępem do wszystkich funkcji systemu.
- Użytkownik 1, z pełnym dostępem do funkcji systemu bez możliwości zmiany i przeglądania ustawień programu (wartości kryterialne, czasy odczytu pomiarów, hasła, nie aktywne **Ustawienia** w menu górnym).
- Użytkownik, 2 z uprawnieniami jak Użytkownik 1 bez możliwości edycji danych *off – line* (np. tabliczka znamionowa, karta prób).
- Użytkownik 3 – możliwa jest jedynie obserwacja danych *on – line* bez możliwości wprowadzania danych.

Oprogramowanie systemowe korzysta z dwóch źródeł danych pomiarowych. Pierwszym z nich jest system Windex przekazujący dane z SCS, drugim układy pomiarowe zainstalowane na transformatorach.

Do systemu został włączony program TOA firmy Delta-X Research. Oprogramowanie jest używane przy eksploatacji urządzeń napełnionych cieczą izolacyjną, takich jak transformatory oraz wyłączniki pełnoolejowe. Przechowuje ono dane z badania cieczy izolacyjnej i samoczynnie wykrywa uszkodzenie stosując powszechnie używane metody analizy uszkodzeń. Analizę trendów ułatwia duży wybór wykresów. Dostępny jest wydruk raportów podsumowujących oraz udostępniających wyniki analizy. Standardy, zasady i analizy oraz tekst interpretacji można modyfikować celem uwzględnienia lokalnych warunków eksploatacji, zwyczajów oraz doświadczeń.

Do ciągłego odczytu danych ze stacji wymiany i plików tekstowych na serwerze oraz przesyłania tych danych do SQL serwera został opracowany specjalny program. Za pomocą odpowiednich narzędzi program ten działa w tle systemu jako usługa uruchomiana w momencie startu komputera.

System ekspertowy

W trakcie wczytywania danych podlegają one analizie i diagnozie. Biorąc pod uwagę zalety i wady stosowanych w tym zakresie procedur – w szczególności często niemożliwość uzyskania precyzyjnych danych – wybrano model oparty o wykorzystanie wiedzy eksperckiej, w którym wartości sygnałów diagnostycznych odpowiadające poszczególnym uszkodzeniom zostały określone przez zespół ekspertów.

Odwzorowanie przestrzeni sygnałów diagnostycznych w przestrzeń uszkodzeń przedstawiono w postaci drzewa decyzyjnego (lub reguł „jeśli – to"), w którym z każdego węzła odpowiadającego sygnałowi diagnostycznemu wychodzi tyle gałęzi, ile wartości przyjmuje dany sygnał. Związek między uszkodzeniami a wartościami sygnałów diagnostycznych został określony, w przypadku systemu informacyjnego przybliżonego, w postaci reguł:

Jeśli ($s_1 \in \upsilon_{k1}$) i ... i ($s_j \in \upsilon_{kj}$) i ($s_J \in \upsilon_{kJ}$), to uszkodzenie f_k,

gdzie: $F = \{f_k : k = 1, 2, ..., K\}$ – zbiór uszkodzeń,

$S = \{s_j : j = 1, 2, .., J\}$ – zbiór sygnałów diagnostycznych.

Algorytm drzew decyzyjnych z wykorzystaniem reguł stanowił podstawę do utworzenia bazy wiedzy. Definicje reguł zawartych w bazie wiedzy umożliwiają precyzyjną ocenę wczytywanego sygnału pomiarowego, jak również lokalizację uszkodzenia – wygenerowany komunikat określa zarówno stan obiektu lub jego części, przyczynę wygenerowania komunikatu oraz miejsce wystąpienia.

Wyniki przeprowadzonej analizy przy wykorzystaniu systemu ekspertowego dostępne są użytkownikowi poprzez interfejs systemu **MONITORING**, który daje możliwość bieżącej oceny stanu technicznego transformatora. W zależności od zaistniałej sytuacji, na ekranach przedstawione są wartości poszczególnych sygnałów diagnostycznych, stan obiektu i jego modułów oraz komunikaty o stanie.

Wyróżniono cztery stany techniczne [4], którym przypisano kolorowe etykiety na ekranach:

1) stan normalny – kolor zielony,
2) stan ostrzegawczy – kolor żółty,
3) stan alarmowy – kolor pomarańczowy,
4) stan awaryjny – kolor czerwony.

Tymże stanom – w oparciu o aktualny stan wiedzy i adekwatnie do zasad logiki rozmytej, wykorzystywanej w systemie ekspertowym – przyporządkowano również wartości szeregu wielkości fizycznych mierzonych w trybie *on – line* i *off – line*.

Wzmiankowane wielkości fizyczne zostały podzielone na sześć grup, a mianowicie: wielkości związane z transformatorem, z olejem, z przełącznikiem zaczepów pod obciążeniem, układem chłodzenia, przepustami oraz z przepięciami pojawiającymi się na wejściu do transformatora.

Baza danych

Do zarządzania bazą danych wykorzystano MS SQL Server. Baza danych przechowuje zarówno dane *on – line*, tzn. wczytywane z plików, jak i dane *off – line* wprowadzane w dowolnym momencie przez użytkownika systemu posiadającego odpowiednie uprawnienia.

Dane *on – line* wczytywane są do bazy z plików tekstowych generowanych przez układy pomiarowe zainstalowane na transformatorach oraz przez system Windex z SCS. W zależności od rodzaju pomiaru generowane są cztery pliki:

- plik temperatur,
- plik poboru mocy przez napęd przełącznika zaczepów,
- plik zawartości wody i wodoru w oleju,
- plik parametrów przepustów oraz przepięć,
- pozostałe pomiary (w tym sygnały binarne).

Wczytywanie danych pomiarowych odbywa się za pomocą procesu systemowego, dzięki czemu procedura wczytywania odbywa się automatycznie, bez udziału operatora. Niezależnie od tego istnieje jednak możliwość ingerencji w proces wyczytywania plików poprzez odpowiednią konfigurację z poziomu interfejsu aplikacji zarządzającej. Podczas wczytywania plików odbywa się również wstępne oszacowanie sygnałów w celu wykluczenia sygnałów błędnych lub nadmiarowych.

Centralnym i zasadniczym elementem bazy danych jest tabela **OBIEKTY** zawierająca podstawowe dane dotyczące diagnozowanych transformatorów. Pozostałe informacje dotyczące obiektów gromadzone są w oddzielnych tabelach wzajemnie powiązanych relacjami. W obiekcie wyróżnione zostało sześć zasadniczych modułów określanych w bazie jako **MIEJSCA** (1 – część aktywna transformatora, 2 – olej, 3 – układ chłodzenia, 4 – przełącznik zaczepów pod obciążeniem, 5 – przepusty, 6 – przepięcia). Z każdym z tych miejsc związane są określone sygnały, choć niektóre sygnały mogą dotyczyć kilku lokalizacji. Podział obiektu na moduły pozwala na bardziej precyzyjną diagnostykę urządzenia i lokalizację uszkodzenia w przypadku jej wykrycia. Z każdym z modułów oraz z całym obiektem

związane są wspomniane wyżej cztery stany techniczne. W bazie danych określane są one jako **STANY** i są związane bezpośrednio z tabelą **KOMUNIKATY**. System ekspertowy decyduje o tym, co zostanie zapisane do bazy jako Komunikat bądź Stan.

Sygnały dochodzące do systemu

Na dane wprowadzane z klawiatury (tryb *off – line*) składają się:

- dane wprowadzane jednokrotnie, które mogą zostać poddane ewentualnej korekcie tylko przez uprawnionego użytkownika (np. tabliczka znamionowa, fabryczna karta prób, wyniki prób fabrycznych)
- dane wprowadzane cyklicznie, które mogą być aktualizowane, dodawane i usuwane (okresowa karta prób, wyniki badań – izolatorów przepustowych, przełącznika zaczepów pod obciążeniem, oleju itp.).

Wprowadzane wyniki badań w trybie *off – line* podlegają ocenie systemu ekspertowego.

Dane wprowadzane w trybie *on – line* pochodzą z dwóch źródeł – z systemu Windex oraz z układów pomiarowych zainstalowanych na transformatorach.

System Windex zainstalowany na stacji Piotrków generuje około 500 sygnałów z każdego z transformatorów w stacji. Na potrzeby systemu monitoringu przeprowadzono selekcję tych sygnałów. Ostatecznie system monitoringu wykorzystuje 56 sygnałów binarnych (załączenie /zadziałanie, wyłączenie wybranych urządzeń etc.) oraz 14 sygnałów analogowych (wartości prądów, napięć i innych) pobieranych ze strony 220 kV, oraz odpowiednio 5 i 11 sygnałów ze strony 110 kV poszczególnych transformatorów.

Przy każdym z transformatorów znajduje się szafka pomiarowa z układem klimatyzacji, zawierająca sterownik przemysłowy wraz z niezbędnymi modułami do akwizycji i przesyłania danych. W jej skład wchodzą następujące moduły:

- Jednostka centralna (sterująca pracą całego układu).
- Moduły przetworników temperatury (15 typowych czujników rezystancyjnych (PT100), umieszczonych w komorze każdej fazy przełącznika zaczepów pod obciążeniem, pod pokrywą, na wlocie i wylocie każdej z chłodnic, oraz czujniki do rejestracji temperatury otoczenia transformatora).
- Moduł przetwornika mocy pobieranej przez układ napędowy przełącznika zaczepów pod obciążeniem (pomiar towarzyszący każdemu przełączeniu).
- Moduł obsługi AMS – 500 Plus Calisto, do pomiaru zawartości wody oraz wodoru w oleju.
- Moduł obsługi układu do pomiaru i rejestracji przepięć dochodzących do transformatora.
- Moduł wejść cyfrowych.
- Moduł transmisji światłowodowej.
- Zespół zasilaczy.

Część układów pomiarowych nie została jeszcze zainstalowana na transformatorach.

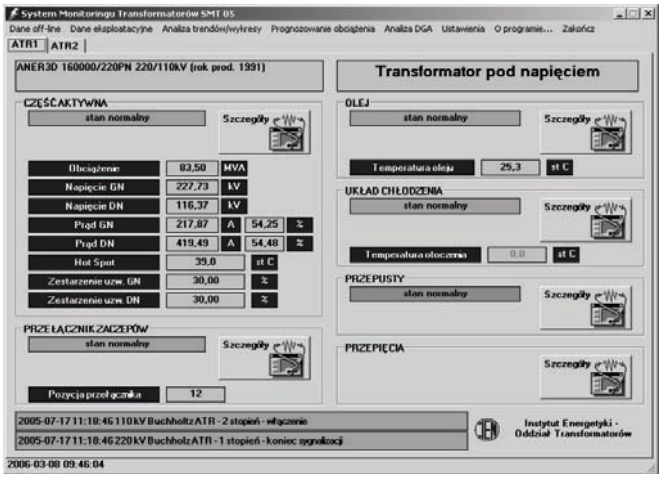
Wizualizacja systemu monitoringu

Widok początkowego ekranu ukazującego się po zalogowaniu do systemu monitoringu jest przedstawiony na rysunku 2.

Środowisko użytkownika składa się z menu głównego oraz dwóch zakładek wyboru transformatora. Każda z zakładek zawiera następujące elementy:

- obszar informacji o typie transformatora i jego stanie (pod napięciem/bez napięcia),
- panel części aktywnej,
- panel oleju,
- panel układu chłodzenia,
- panel przełącznika zaczepów,
- panel przepustów,
- panel przepięć,
- obszar komunikatów z dwoma ostatnimi komunikatami systemu,
- pasek daty i czasu systemowego.

Panele części aktywnej, oleju, układu chłodzenia, przełącznika zaczepów, przepustów i przepięć mają przyciski umożliwiające dostęp do kolejnych okien zawierających informacje szczegółowe. W każdym z wymienionych paneli, oprócz podstawowych danych pomiarowych, widoczne są kolorowe etykiety (zielona, żółta, pomarańczowa, czerwona) określające stan techniczny danego elementu.



Rys. 2. Ekran początkowy systemu monitoringu

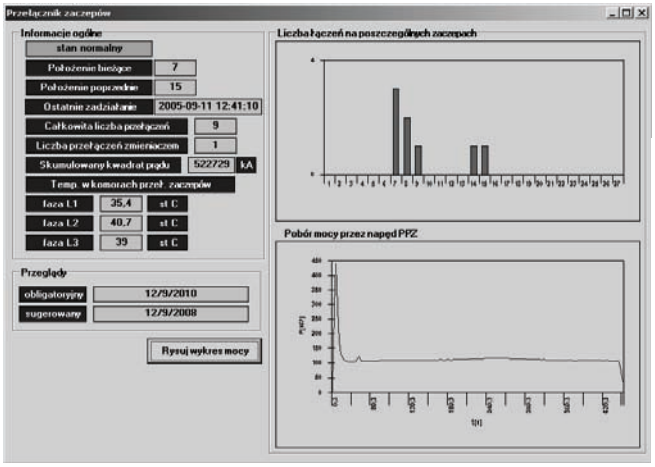
W chwili wystąpienia stanu innego niż normalny w danym panelu pojawi się również przycisk dostępu do okna zaleceń.

Aby obejrzeć dokładniejsze wartości pomiarów należy wybrać przycisk **Szczegóły** przypisany do danej części. Wówczas uzyskujemy ekran z większą liczbą wyników pomiarów, informacją o stanie danej części oraz ewentualnymi komunikatami o przekroczeniach wartości dopuszczalnych.

W systemie dostępne są dzienniki zdarzeń i pomiarów. Dziennik zdarzeń przedstawia listę wszystkich zarejestrowanych komunikatów wraz z datą ich wystąpienia, miejscem wystąpienia, stanem części obiektu oraz ewentualnymi zaleceniami adekwatnymi do powstałego stanu. Z uwagi na możliwą dużą liczbę komunikatów system umożliwia ich filtrowanie poprzez określenie daty początkowej i końcowej, lokalizacji lub stanu. Dziennik pomiarów pozwala użytkownikowi na śledzenie podstawowych parametrów pracy transformatora. Prezentuje średnie wartości podstawowych sygnałów: moc, napięcie strony GN, napięcie strony DN, prąd strony GN, prąd strony DN, temperatura najgorętszego miejsca (*hot – spot*), temperatura oleju i otoczenia. Istnieje możliwość filtrowania wyników poprzez podanie daty początkowej i końcowej pomiarów oraz określenia przedziałów uśredniania.

Szczególną uwagę poświęcono diagnostyce przełącznika zaczepów pod obciążeniem – rys. 3. W momencie zadziałania przełącznika zaczepów sygnał z jego styków pomocniczych poprzez moduł wejść cyfrowych dociera do jednostki centralnej, która uruchamia proces rejestracji mocy pobieranej przez napęd przełącznika. Po zakończeniu cyklu działania przełącznika

zmiana stanu jego styków pomocniczych jest sygnałem zakończenia procesu i przesłania danych do komputera systemowego.



Rys. 3. Szczegóły panelu przełącznika zaczepów

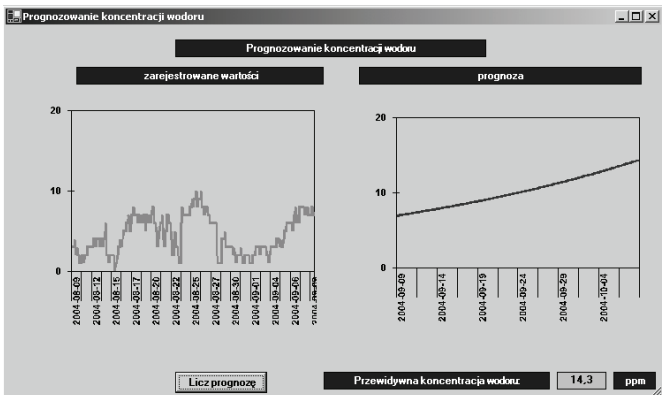
Do pomiaru wykorzystano technologię TRUE RMS. Szeroki zakres konfiguracji częstotliwości próbkowania (1 ÷ 65000 ms) oraz wysoka dokładność pomiaru (0,5%) umożliwia dokładne śledzenie przebiegu mocy chwilowej pobieranej przez silnik napędu przełącznika w poszczególnych fazach cyklu jego działania.

W oknie przełącznika zaczepów oprócz podstawowych danych (położenie bieżące i poprzednie, data i godzina ostatniego zadziałania, temperatury oleju w poszczególnych komorach) wyświetlane są wartości zliczane od momentu startu systemu:

- całkowita liczba przełączeń,
- całkowita liczba łączeń dokonanych zmieniaczem,
- skumulowany kwadrat prądu łączeniowego przełącznika,
- rozkład liczby łączeń na poszczególnych zestykach (w postaci graficznej),
- sugerowana data dokonania przeglądu, wyznaczana na podstawie faktycznej ilości dokonanych przełączeń oraz wartości prądów łączeniowych.

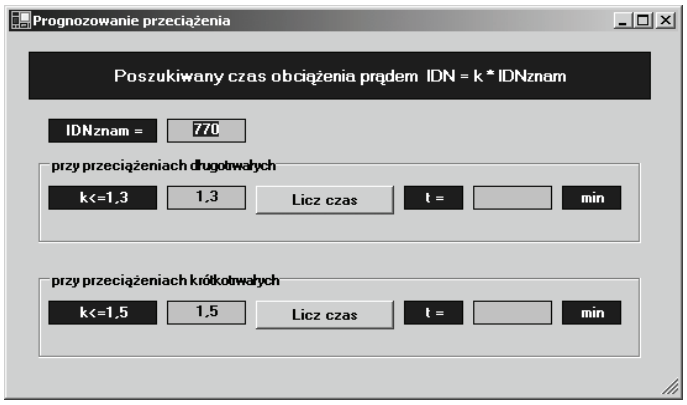
Ponadto na życzenie, po użyciu przycisku, wyświetlany jest przebieg mocy pobieranej przez napęd przełącznika zarejestrowany podczas jego ostatniego działania.

System zawiera również moduły analizy trendów i prognozowania obciążenia. Analiza trendów umożliwia np. prognozowanie zawartości wodoru i zawilgocenia oleju w oparciu o dotychczasowe pomiary (rys. 4).



Rys. 4. Prognozowanie koncentracji wodoru

Prognozowanie obciążenia zawiera kalkulator czasu obciążenia transformatora w warunkach przeciążenia. Okno podzielone jest na dwa obszary (rys. 5). Pierwszy umożliwia obliczenia dopuszczalnego czasu obciążenia transformatora w warunkach obciążeń długotrwałych, tj. przy zachowaniu krotności prądu I_{DN} w zakresie $k \leq 1,3$ prądu znamionowego. Drugi z obszarów pozwala na obliczenie dopuszczalnego czasu obciążenia



Rys. 5. Prognozowanie przeciążenia

Podsumowanie

Instalacja systemu monitoringu stanu transformatorów, której skrótowy opis został zaprezentowany w artykule, została wdrożona do praktycznej eksploatacji na dwóch transformatorach w stacji Piotrków. Pierwsze doświadczenia eksploatacyjne wskazują, iż przy wykorzystaniu krajowego potencjału naukowo – inżynierskiego powstało wysokiej jakości narzędzie ułatwiające eksploatację oraz efektywne zarządzanie populacją transformatorów dużej mocy.

LITERATURA

[1] Kaźmierski M., Monitoring i diagnostyka transformatorów w układzie on – line, *Mat. Seminarium pt. „Nowelizacja Instrukcji Eksploatacji Transformatorów – Nowe wyzwania techniczne i ekonomiczne", Wisła – Jawornik, 29 – 30 marzec 2001*, 53 – 75.

[2] Kaźmierski M., Diagnostyka „on – line" podobciążeniowych przełączników zaczepów, *Mat. Seminarium p. t. „Współczesne konstrukcje, eksploatacja i diagnostyka podobciążeniowych przełączników zaczepów transformatorów", Wisła, 20 ÷ 22 marca 2002*, 50 – 65.

[3] Kaźmierski M., System monitoringu on – line jako element zarządzania eksploatacją transformatorów – instalacja modelowa, *Mat. konferencji „Zarządzanie eksploatacją transformatorów", Wisła Jawornik, 31 marca ÷ 2 kwietnia 2004*, 45 – 54.

[4] Guide for Life Management Techniques for Power Transformers, *CIGRE 2003*, Broszura nr 227.

Autorzy: *dr inż. Marceli Kaźmierski, Instytut Energetyki Oddział Transformatorów, ul. Kopernika 56/60, 0-53 Łódź, E-mail: m.kazmierski@ienot.com.pl*
dr inż. Igor Kersz, Instytut Energetyki Oddział Transformatorów, ul. Kopernika 56/60, 0-53 Łódź, E-mail: i.kersz@ienot.com.pl
mgr inż. Agnieszka Wosiak, Politechnika Łódzka, Instytut Informatyki, ul. Wólczańska 215, 93-005 Łódź, E-mail: office@ics.p.lodz.pl

Anna KISIEL, Leszek WOŹNY

Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii

Piezopolimery w zastosowaniach niskotemperaturowych

***Streszczenie**. W pracy przedstawiono badania dotyczące zastosowania piezopolimerów w środowisku kriogenicznym. Badanym materiałem był polifluorek winylidenu (PVDF), który wykorzystano jako czujnik emisji akustycznej generowanej z nadprzewodników. Przeprowadzone pomiary wykazały, że PVDF cechuje się bardzo dobrymi właściwościami w niskich temperaturach. Czujniki wykonane z tego piezopolimeru mogą znaleźć zastosowanie w diagnostyce materiałów i urządzeń pracujących w temperaturach kriogenicznych, m.in. transformatorów, generatorów itp.*

***Abstract.** In the paper results of application piezopolymers at low temperature are presented. The tested material was pol(yvinylidene fluoride) (PVDF), which was used as a sensor of acoustic emission generated from superconductors. The measurements carried out showed that this polymer has a very good properties at low temperature and can be used in diagnostics of cryogenic materials and devices like transformers, generators, electromagnets. (**Piezopolymers at low temperature applications**).*

Słowa kluczowe: piezopolimer, PVDF, emisja akustyczna, nadprzewodnik.
Keywords: piezopolymer, PVDF, acoustic emission, superconductor.

Wstęp

Polimery oraz kompozyty polimerowe są podstawowymi materiałami współczesnej inżynierii materiałowej. Pośród materiałów polimerowych szczególnie interesujące są te, które przejawiają właściwości aktywne, np. materiały piezoelektryczne. Są one stosowane jako przetworniki w wielu rozwiązaniach, ale jak dotąd nie badano właściwości polimerów piezoelektrycznych pod kątem ich zastosowań w technice niskotemperaturowej, w której obecnie ma miejsce ogromny postęp. Jest on związany głównie z odkryciem nadprzewodników wysokotemperaturowych, w których stan nadprzewodnictwa osiągany jest powyżej temperatury wrzenia ciekłego azotu 77 K. Dlatego są one coraz częściej stosowane zarówno w elektrotechnice, jak i w elektronice. Elektromagnesy nadprzewodnikowe stanowią obecnie istotną część budowy wielu urządzeń takich jak mikroskopy elektronowe, aparaty diagnostyczne (tomografy), reaktory termojądrowe czy modele pociągów typu MAGLEV (Magnetic Levitation), poruszających się na zasadzie lewitacji magnetycznej. Liczne stają się również zastosowania nadprzewodnikowych transformatorów, generatorów, czy zasobników energii elektrycznej [1-3]. Jednak doskonałe zalety, wynikające z nadprzewodnictwa, mogą zostać utracone - częściowo lub całkowicie - w momencie przekroczenia stanu krytycznego nadprzewodników. Wykorzystywanie urządzeń nad-przewodzących musi się więc wiązać ze stosowaniem układów zabezpieczających ich prawidłową pracę. Jak dotąd brak jest szczegółowych doniesień na temat układów monitorujących działanie urządzeń w niskich temperaturach. Znane są wprawdzie optyczne czujniki do pomiaru sił [4] lub czujniki temperatury, pracujące w środowiskach kriogenicznych, jednak ze względu na budowę i rozmiary tych czujników obszar ich zastosowania jest ograniczony.

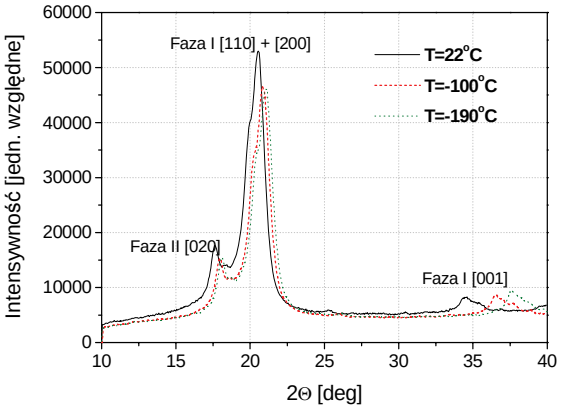
Jedną z obiecujących metod diagnostycznych jest technika emisji akustycznej (EA), stosowana już do badań materiałów nadprzewodzących w stanach krytycznych [5]. W metodzie emisji akustycznej wykorzystywane są różnego rodzaju przetworniki, umożliwiające rejestrację sygnałów akustycznych docierających ze źródła emisji. Materiałami, jakie dotychczas stosowano do budowy detektorów EA były piezoelektryczne ceramiki typu PZT (tytanian ołowiowo cyrkonowy z domieszkami) [6]. Przetworniki te jednak mają liczne wady, przede wszystkim kruchość i małą odporność na szok termiczny, a także w większości przypadków wąski zakres częstotliwościowy. Poza tym ich stosowanie jest utrudnione w przypadku diagnozowania stanu dużych obiektów. Wad tych pozbawione są czujniki polimerowe, wykonane z takich materiałów, jak trójfluoroetylen (TrFE), tetrafluoroetylen (TeFE), fluorek winylidenu (VDF), nylon. Szczególnie interesującym piezopolimerem jest polifluorek winylidenu (PVDF), który wybrano do badań. Nie był to przypadek. PVDF posiada wprawdzie bardzo dobre właściwości piezoelektryczne [7], ale cechują się nimi również inne polimery. Tak więc parametry piezoelektryczne nie były decydujące. Jednym z istotnych czynników, które skłoniły do zastosowania właśnie PVDF jest możliwość pracy polimeru w szerokim zakresie częstotliwości, przydatna szczególnie w dziedzinie diagnostyki do wykrywania wad i uszkodzeń materiałów czy urządzeń. Nie bez znaczenia jest również fakt, że PVDF może był łatwo formowany w dowolne kształty, m.in. przewody piezoelektryczne, które choć produkowane na razie przez nieliczne firmy [8], mogą w przyszłości znaleźć szerokie zastosowanie do monitorowania dużych obiektów, powierzchni, urządzeń.

Polifluorek winylidenu posiada również wyjątkowo dobre właściwości dielektryczne, mechaniczne i chemiczne [9]. Stwarzają one możliwość zastosowania go w warunkach, w których inne piezopolimery, nawet o lepszych właściwościach piezoelektrycznych, nie mogłyby pracować długotrwale. Takim środowiskiem jest między innymi środowisko kriogeniczne, które może stanowić nowy obszar wykorzystania piezopolimerowych materiałów.

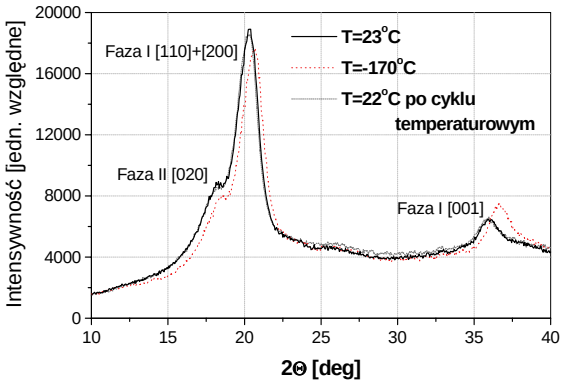
Właściwości piezopolimeru w niskich temperaturach

Ze względu na planowane zastosowanie polifluorku winylidenu do detekcji sygnałów emisji akustycznej w niskich temperaturach ważne było określenie w jaki sposób wpływa ona na właściwości polimeru. Szczególnie istotna była odpowiedź na pytanie, co dzieje się ze strukturą materiału w temperaturze kriogenicznej, czy jest ona stabilna, czy nie ulega mechanicznym uszkodzeniom? Zachowanie PVDF w środowisku kriogenicznym zbadano metodą dyfrakcji rentgenowskiej. Pomiary przeprowadzono na dyfraktometrze proszkowym DRON-1, wyposażonym w specjalną przystawkę niskotemperaturową KPN-190. Umożliwiła ona zarejestrowanie widm rentgenowskich w temperaturze ciekłego azotu Przykładowe wyniki pokazano na rysunku 1 i 2. Widma rentgenograficzne próbek folii i przewodów PVDF wskazują na pewne zmiany strukturalne zachodzące podczas oziębiania materiału od temperatury pokojowej do około -190^{o}C. Z punktu widzenia właściwości piezoelektrycznych materiału są to zmiany korzystne. W miarę obniżania temperatury intensywność refleksów związanych z odmianą α PVDF (występującą w płaszczyznach [020] i [002]) zmniejszyła się, natomiast

bardziej wyraźnie zarysował się pik fazy β (w płaszczyźnie [001]). Jest to istotne, gdyż ta właśnie faza jest głównie odpowiedzialna za efekt piezoelektryczny w PVDF. Badania mikroskopowe polimeru w niskich temperaturach, które były uzupełnieniem badań strukturalnych, nie wykazały żadnych rozwarstwień, pęknięć ani jakichkolwiek innych defektów mechanicznych. Tak więc struktura polimeru zachowywała się bardzo stabilnie w warunkach obniżonej temperatury, co dawało podstawę do wykonania dalszych badań.



Rys. 1. Dyfraktogram rentgenowski próbki folii PVDF w różnych temperaturach, długość fali promieniowania X λ_{Cu}=1,5418 Å



Rys. 2. Dyfraktogram rentgenowski przewodu PVDF w różnych temperaturach, długość fali promieniowania X λ_{Cu}=1,5418 Å

We wcześniejszych badaniach, związanych z określeniem parametrów PVDF w temperaturach kriogenicznych, zmierzono charakterystyczne właściwości dielektryczne, jak: rezystywność skrośną i powierzchniową, współczynnik strat dielektrycznych (tgδ) oraz przenikalność elektryczną. Średnie wartości rezystywności zmierzone w temperaturze ciekłego azotu (77 K) były o około rząd większe w stosunku do wartości otrzymanych w temperaturze pokojowej i wynosiły odpowiednio $2,6*10^{14}$ [Ωm] i $7,8*10^{13}$ [Ωm]. Współczynnik strat dielektrycznych PVDF zmniejszył się kilkakrotnie w badanym przedziale częstotliwości (100-10000Hz), w odniesieniu do wartości w temperaturze pokojowej. Podobnie zmieniła się wartość przenikalności elektrycznej folii i przewodów PVDF [10].

W niskiej temperaturze odnotowano również znaczny wzrost wytrzymałości mechanicznej. Wartość modułu Younga zwiększyła się od 900 MPa, w temperaturze pokojowej, do około 4500 MPa dla T=-70°C. Szczegółowe wyniki badań dotyczących pomiarów właściwości mechanicznych oraz strukturalnych będą zawarte w innych opracowaniach. Tu przytoczone w zarysie wyniki badań właściwości piezopolimeru w temperaturze kriogenicznej są istotne z punktu uzasadnienia celowości zastosowania go jako przetwornika i analizy jego działania w warunkach obniżonej temperatury.

Wykorzystanie PVDF do detekcji sygnałów emisji akustycznej (EA) w niskich temperaturach

Metoda emisji akustycznej

W celu sprawdzenia możliwości zastosowania czujników z polifluorku winylidenu w temperaturach kriogenicznych przeprowadzono badania, w których wybrane próbki piezoelektrycznych przewodów i folii PVDF wykorzystano do detekcji sygnałów emisji akustycznej generowanej z materiałów nadprzewodzących.

Technika emisji akustycznej (EA) jest powszechnie stosowana do badań różnorodnych materiałów i zjawisk w nich zachodzących. Znalazła ona również wykorzystanie w badaniach niskotemperaturowych jako narzędzie diagnostyki materiałów nadprzewodzących. Wyniki wielu doświadczeń przeprowadzonych na nadprzewodnikach klasycznych i wysokotemperaturowych wskazują jednoznacznie, że podczas osiągania przez nie stanu krytycznego, związanego z przekroczeniem parametrów krytycznych, takich jak temperatura, pole magnetyczne czy wartość prądu, następuje generowanie impulsów akustycznych. Charakter emisji akustycznej jest ponadto powiązany z parametrami nadprzewodzącymi próbek i w zależności od ich wartości ma specyficzny rozkład [11].

Emisja akustyczna jest metodą badań nieniszczących. Nie jest konieczne doprowadzenie energii z zewnątrz do badanego układu. Polega ona na rejestracji sygnałów akustycznych, docierających ze źródła emisji do przetwornika akustoelektrycznego. Impulsy te są potem kształtowane elektronicznie , aby odciąć szumy tła i wzmocnić sygnały istotne. Mierzonymi parametrami emisji akustycznej były tempo i suma impulsów EA.

Sumę EA (ΣN) definiuje się jako zliczanie w przyjętym przedziale czasowym kolejnych sygnałów, których amplituda przekracza ustalony poziom dyskryminacji PD. Tempo (gęstość) emisji akustycznej (N/Δt) określone jest przez liczbę zliczeń sygnałów o amplitudach przekraczających poziom dyskryminacji w przyjętej jednostce czasu, najczęściej od 0.01 do 10 s.

Przedmiot badań

Do pomiarów EA wykorzystano ceramiczny nadprzewodnik wysokotemperaturowy $YBa_2Cu_3O_x$ z 20% wag. zawartością srebra. Charakterystyczne parametry nadprzewodzące tej próbki, zmierzone w temperaturze 77 K i w zerowym polu magnetycznym, wynosiły:

- temperatura krytyczna T_c=90 K,
- szerokość przejścia temperaturowego ΔT_c=2.5 K,
- krytyczna gęstość prądu j_c=20 Acm^{-2}.

Znajomość tych parametrów umożliwia powiązanie otrzymanych wyników emisji akustycznej ze stanem nadprzewodnika podczas przechodzenia z obszaru nadprzewodzącego do normalnego (przy przekraczaniu parametrów krytycznych).

Zastosowane czujniki pizopolimerowe

W doświadczeniu sygnały emisji akustycznej mierzono przy wykorzystaniu czujników z przewodu oraz folii PVDF. Detektory piezopolimerowe mocowano do powierzchni próbki nadprzewodnika, starając się zapewnić dobry docisk. W celu wyeliminowania tłumienia sygnałów na styku pomiędzy czujnikiem a badanym materiałem zastosowano smar silikonowy, który spełniał rolę sprzęgacza.

W tabelach 1 i 2 podano charakterystyczne parametry piezoelektryczne wybranych piezopolimerowych czujników wykorzystanych w doświadczeniu.

Tabela 1. Charakterystyczne parametry czujnika z przewodu PVDF

Oznaczenie czujnika	Parametry piezoelektryczne			
	d_{31} [pC/N]	g_{31} [(mV*m)/N]	d_{3h} [pC/N]	g_{3h} [(mV*m)/N]
PCC17	11	207	20	377

Tabela 2. Charakterystyczne parametry czujnika z folii PVDF

Oznaczenie czujnika	Parametry piezoelektryczne		
	d_{33} [pC/N]	d_{31} [pC/N]	g_{31} [(mV*m)/N]
PP2	20	13	146

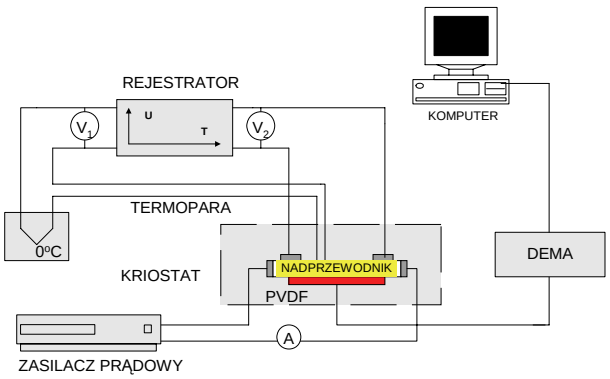
d_{31}- naprężeniowy współczynnik piezoelektryczny, g_{31}- napięciowy współczynnik piezoelektryczny, d_{3h}- hydrostatyczny współczynnik piezoelektryczny, g_{3h}- hydrostatyczny napięciowy współczynnik piezoelektryczny, d_{33} - grubościowy współczynnik piezoelektryczny.

Opis układu i eksperymentu

Pomiar emisji akustycznej polegał na rejestrowaniu sygnałów akustycznych w funkcji czasu podczas wzrostu temperatury nadprzewodnika od temperatury ciekłego azotu do wartości powyżej temperatury krytycznej (przejście temperaturowe nadprzewodnika).

Wszystkie pomiary emisji akustycznej wykonano dla okresu próbkowania 0.1 s, przy wzmocnieniu sygnału 20-55 dB. W eksperymencie EA mierzona była w stanie bezprądowym i dla przypadku, w którym przez próbkę przepływał prąd o niewielkiej wartości, dużo mniejszej od krytycznej.

W pomiarach wykorzystano analizator emisji akustycznej typu DEMA-20. Urządzenie to służy nie tylko do detekcji emisji akustycznej, ale umożliwia również wyznaczanie różnych jej parametrów. Przystosowane jest ono do pracy z komputerem, dlatego obróbka danych otrzymanych z analizatora odbywała się poprzez odpowiedni program obliczeniowy. Na rysunku 3 przedstawiono zastosowany układ pomiarowy.



Rys. 3. Układ do rejestracji emisji akustycznej. Z – zasilacz prądu stałego, A - amperomierz kontrolujący wartość prądu pomiarowego, V_1 – miliwoltomierz mierzący temperaturę, V_2 – mikrowoltomierz mierzący spadek napięcia na próbce, DEMA –analizator emisji akustycznej

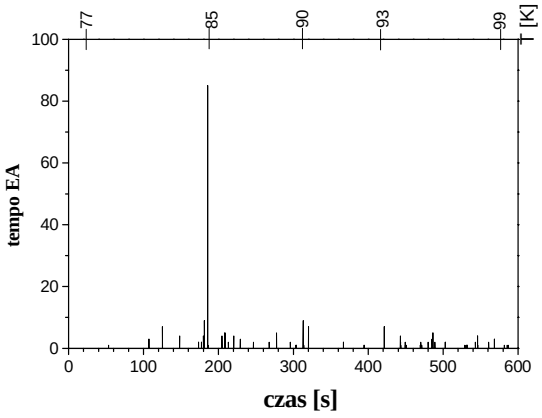
Temperatura mierzono była za pomocą termopary miedź-konstantan. Błąd termopary wynosił ±1K.

Pomiary EA wykonywano za pomocą sondy, do której zamocowywana była próbka nadprzewodnika i detektor polimerowy. Podczas pomiaru sonda ogrzewana była stopniowo, aż do przekroczenia temperatury krytycznej nadprzewodnika. Przy wzroście temperatury, zachodzące na skutek przejść fazowych zmiany objętości nadprzewodnika, powodowały generowanie drgań mechanicznych, odbieranych przez czujnik.

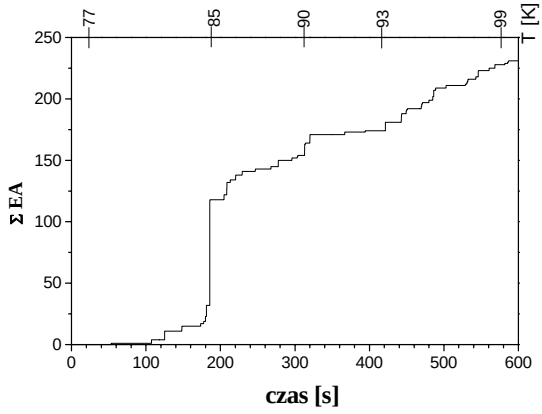
Wyniki pomiarów

Na rysunku 4 przedstawiono EA zarejestrowaną przez czujnik z folii PVDF podczas ogrzewania nadprzewodnika od temperatury wrzenia ciekłego azotu do temperatury powyżej jego temperatury krytycznej

a)

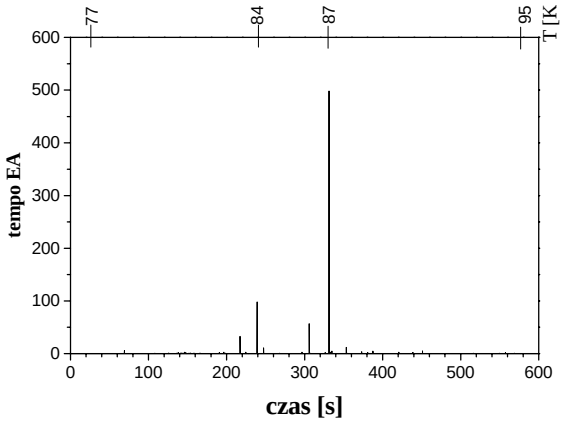


b)



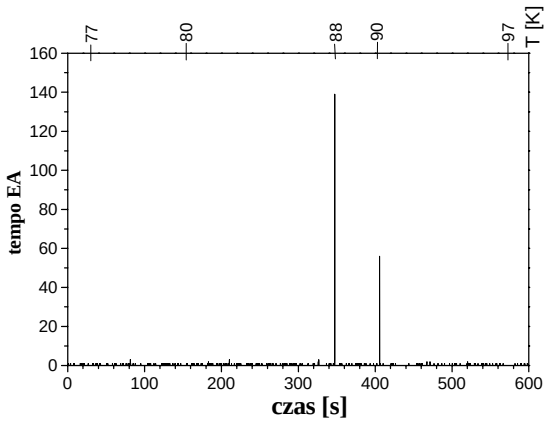
Rys. 4. Emisja akustyczna z próbki $YBa_2Cu_3O_x$+20%Ag: a) tempo, b) suma. Detektor - folia PVDF (PP2). Próg dyskryminacji 1.0 V, wzmocnienie 55 dB, I=0 mA

Rysunek 5 ilustruje sygnały EA zarejestrowane przez detektor wykonany z przewodu PVDF.



Rys. 5. Emisja akustyczna z próbki $YBa_2Cu_3O_x$+20%Ag: Detektor – przewód PVDF (PCC17), próg dyskryminacji 2.0 V, wzmocnienie 20 dB, I=0 mA

W celu pełniejszej oceny otrzymanych wyników emisji akustycznej, zarejestrowanej przez detektory piezopolimerowe podczas przejścia temperaturowego próbki nadprzewodnika $YBa_2Cu_3O_x$+20%Ag, odniesiono je do tych, jakie uzyskano przy użyciu standardowych ceramicznych przetworników. Na rysunku 6 przedstawiono przykładowe przebiegi EA otrzymane z czujnika dla badanej próbki nadprzewodnika, przy zachowaniu tych samych warunków pomiarowych (szybkość narostu temperatury, czas pomiaru, wartość przepływającego przez próbkę prądu).



Rys. 6. Emisja akustyczna z próbki $YBa_2Cu_3O_x$+20%Ag. Detektor – –przetwornik ceramiczny PZT 200 kHz, próg dyskryminacji 0.5 V, wzmocnienie 55 dB, I=0 mA.

Można zauważyć duże podobieństwo rozkładu EA zarejestrowanej przez detektor PZT i polimerowe. W obu przypadkach największe sygnały emisji akustycznej występują tuż przed osiągnięciem przez nadprzewodnik temperatury krytycznej (T_c=90 K). Jednak w widmie sygnałów otrzymanym z przetworników z PVDF występuje więcej impulsów, pomimo zastosowania czterokrotnie większego progu dyskryminacji (2 V) i ponad dwukrotnie mniejszej wartości wzmocnienia w stosunku do czujnika PZT, co świadczy o bardzo dobrej czułości detektora polimerowego.

Podsumowanie

W pracy przeprowadzono wstępne badania mające na celu sprawdzenia możliwości zastosowania piezopolimerów w temperaturze kriogenicznej. Testowanym materiałem był polifluorek winylidenu. Czujniki wykonane z folii i przewodów PVDF były wykorzystane jako detektory emisji akustycznej generowanej przez nadprzewodnik podczas jego przejścia temperaturowego w stan normalny.

Otrzymane za pomocą detektorów polimerowych (z folii i z przewodów piezoelektrycznych PVDF) wyniki pomiarów sygnałów emisji akustycznej wskazują, że mogą być one wykorzystane jako przetworniki niskotemperaturowe. Zmierzony rozkład sumy i tempa EA jest bardzo powtarzalny dla danych warunków pomiarowych (wartość przepływającego przez nadprzewodnik prądu, szybkość narostu temperatury). Ponadto przetworniki z PVDF wykazywały wysoką czułość w temperaturach kriogenicznych. Jest to związane głównie z bardzo dobrymi właściwościami dielektrycznymi w niskich temperaturach.

Rezystywność, współczynnik strat dielektrycznych osiągają bardzo korzystne wartości ze względu na parametry przetwornika wykonanego z PVDF. Wzrost rezystywności w niskiej temperaturze ma wpływ na większą stabilność materiału, bowiem zanikanie polaryzacji w PVDF związane jest głównie z reorientacją uporządkowanych dipoli i z ruchem zgromadzonych w elektrecie ładunków, czyli z przewodnictwem omowym.

Bardzo dobra czułość czujników z PVDF niskich temperaturach, porównywalna z wartością typową dla PZT, zależała głównie od parametrów piezoelektrycznych czujnika, a także od formy jego ukształtowania. Mogła ona również wynikać z lepszego dopasowania akustycznego czujnika PVDF w ciekłym azocie, zmniejsza się bowiem wtedy tłumienie sygnałów. Zwiększenie jej wartości można też powiązać ze zmianą współczynnika strat dielektrycznych w miarę obniżania temperatury. W przypadku polimerowych materiałów przetwornikowych występują duże wewnętrzne straty, powodujące termiczne rozproszenie, które wpływa na pasmo przenoszenia czujników i ich odpowiedzi. Zmniejszenie wartości tgδ wpływa na wzrost efektywności przetworników, ponieważ wyraźnie zmniejszają się wtedy straty na konwersję (zamianę energii mechanicznej na elektryczną i odwrotnie).

Możliwość zastosowania czujników z PVDF w technice niskotemperaturowej potwierdza także fakt, że struktura polimeru wykazuje dużą stabilność podczas oziębiania i nawet długotrwałe przebywanie w temperaturze kriogenicznej nie prowadzi do żadnych niekorzystnych zmian, czy defektów mechanicznych.

Można stwierdzić, że detektory z PVDF mogą znaleźć zastosowanie w diagnostyce nie tylko materiałów, elementów i urządzeń nadprzewodnikowych, jak generatory transformatory, elektromagnesy, ale również w układach kontrolujących stan różnych materiałów i urządzeń pracujących w środowisku kriogenicznym.

Praca została sfinasowana w ramach badań statutowych Instytutu Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii P.Wr., nr 341626 (2005/2006).

LITERATURA

[1] Leghissa M., Gromoll B., Rieger J., Development and application of superconducting transformers*, Physica C*, 372-376 (2002), 1688-1693

[3] Barnes P. N., Sumption M.D., Rhoads G.L., Review of high power density superconducting generators: Present state and prospects for incorporating YBCO windings, *Cryogenics*, 45 (2005), 670-686

[4] Debarre A., Richard A., Tchenio P., Optical and piezoelectric shear-force controls designed for cryogenic environment, *Journal of Luminescence*, 76-77 (1998), 303-305

[5] Pasztor G., Acoustic Emission from NbTi superconductors during fluks jump, *Cryogenics*, 19 (1980),. 608-610

[6] Masuda Y., Baba A., Dielectrics and Piezoelectrics Properties of Polycrystalline Pb0.90(LaxLi1-x)0.10ZrO0.65Ti0.35)3 Ceramics, *Jpn. J. Phys*., 28 (1989),3-6

[7] Inderherbergh J., Polyvinylidene fluoride (PVDF). Appearance, general properties and processing, *Ferroelectrics*, 115 (1991), 295–302

[8] Fox D., A high performance piezoelectric cable, *Ferroelectrics*, 115 (1991), 215-224

[9] Eberle G., Schmidt H., Eisenmenger W., Piezoelectric Polymer Electrets, *IEEE Trans. on Diel. and Electr. Ins*., 3 (1996), 624-646

[10] Kisiel A., Woźny L., Dielektryczne właściwośći polifluorku winylidenu w niskiej temperaturze, Prace Naukowe Instytutu Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii Politechniki Wrocławskiej, 2000, 241-243

[11] Woźny L., Mazurek B., Acoustic emission to accompany the superconducting transition of YBa2Cu3Ox,*Physica B*, 173 (1991), 309-312

Autorzy: *dr inż. Anna Kisiel, dr inż. Leszek Woźny, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, ul. Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: anna.kisiel@pwr.wroc.pl, leszek.wozny@pwr.wroc.pl*

Anna KISIEL, Leszek WOŹNY

Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii

Wpływ struktury polimeru na efektywność procesu polaryzacji

Streszczenie. *Celem przedstawionej pracy było zbadanie w jaki sposób struktura materiału wpływa na przebieg i efektywność procesu jego polaryzacji. Badanym materiałem był polifluorek winylidenu (PVDF) (formowany w postaci folii i przewodów. Wyniki badań wykazały, że uzyskanie podobnych efektów piezoelektrycznych dla folii i przewodów wymagało zastosowania różnych wartości parametrów procesu polaryzacji (natężenie pola elektrycznego, czas trwania procesu). Wpływ na to miała struktura materiału, zależna od formy jego ukształtowania.*

Abstract. *The aim of the paper was to investigate how material structure influences efficiency of electrization process. The tested polymer was poly(vinylidene fluoride) (PVDF), formed as a film or cable. Results showed that to achieve similar piezoelectric coefficients for PVDF films and wire different values of polarization process parameters like time of duration, electric field intensity had to be applied. It was related to material structure that is a little differing for various forms of polymer.* ***(The influence of polymer structure on efficiency of polarization process)****.*

Słowa kluczowe: PVDF, metoda polaryzacji, współczynnik piezoelektryczny.
Keywords: PVDF, polarization method, piezoelectric coefficient.

Wstęp

W procesie formowania właściwości ferroelektrycznych polimerów polaryzacja elektryczna odgrywa dominującą rolę, bowiem bez jej zastosowania nie wykazują one żadnych właściwości piezo- czy piroelektrycznych. Związane jest to z faktem, że w nie spolaryzowanym stanie semikrystaliczne materiały posiadają przypadkowo zorientowane obszary krystalitów. Proces polaryzacji prowadzi do orientacji momentów dipolowych krystalitów poprzez ich obrót wokół osi łańcucha. Czas potrzebny do całkowitego ukierunkowania dipoli zależy od natężenia pola polaryzującego, od czasu jego działania oraz od innych warunków charakteryzujących zastosowaną metodę polaryzowania [1]. Istotny wpływ na jej przebieg powinna też mieć struktura polimeru, dlatego w pracy rozważono ten problem na przykładzie polifluorku winylidenu (PVDF) – bardzo dobrego i szeroko stosowanego piezopolimeru.

Struktura polimeru PVDF jest ściśle związana z metodami jego wytworzenia. Najczęściej dotyczą one produkcji folii piezoelektrycznych i zmierzają do otrzymania w nich tzw. β fazy PVDF [2]. Obecność tej właśnie fazy, po odpowiednim spolaryzowaniu, jest źródłem właściwości piezoelektrycznych polifluorku winylidenu. Dlatego w większości opracowań strukturę PVDF charakteryzowano głównie przez zawartość fazy β i pod tym kątem analizowano przebieg jego polaryzacji [3]. Nowe spojrzenie na ten proces może dać porównanie metod i efektywności polaryzowania polimeru ukształtowanego także w postaci cylindrycznej – przewodu. Technologia otrzymywania przewodów piezoelektrycznych jest jeszcze mało znana i brak jest tak szczegółowych doniesień na ten temat, jak w przypadku folii [4]. Jest również niewiele informacji charakteryzujących polaryzację takich form polimeru, a zwłaszcza w powiązaniu z jego strukturą. W prezentowanej pracy rozważono w jak sposób struktura polimeru PVDF ukształtowanego w postaci folii i przewodów wpływa na przebieg i efektywność procesu polaryzacji.

W przypadku tego, jak i innych piezopolimerów, miarą efektywności procesu polaryzacji jest wykazywany przez materiał efekt piezoelektryczny, dlatego pomiary różnych współczynników piezoelektrycznych będą istotne dla tej charakterystyki.

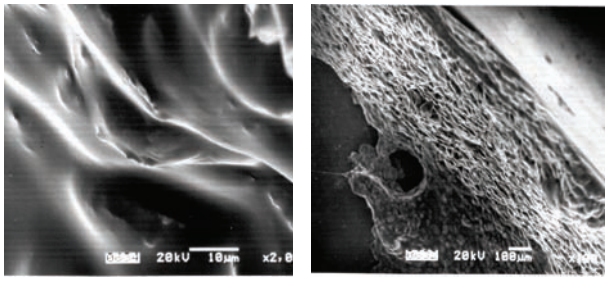
Formowanie PVDF

W zależności od sposobu ukształtowania polimeru metody jego wytwarzania nieco różnią się między sobą. Materiałem wyjściowym do produkcji badanych folii i przewodów PVDF był granulat DYFLOR 2000 firmy Hülls.

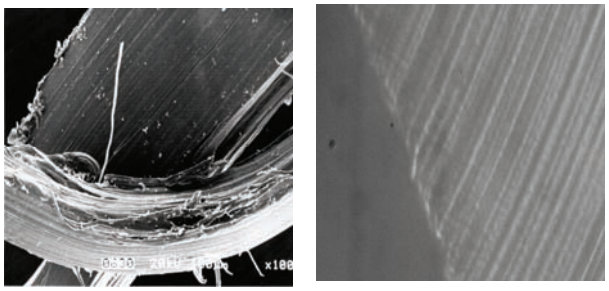
Szczegółowy opis wytworzenia folii i przewodów PVDF zawarto we wcześniejszych publikacjach, dotyczących technologii formowania tego polimeru [5-6]. Należy jednak zwrócić uwagę na bardzo ważny etap formowania PVDF – orientację polimeru. Polegała on na wyindukowaniu w nim struktury fazy β (tzw. forma I), która po procesie polaryzacji materiału powoduje wystąpienie efektu piezoelektrycznego. Otrzymanie właśnie takiej fazy w przewodach PVDF przeprowadzono, tak jak w przypadku folii, poprzez rozciąganie jednoosiowe. Średnia grubość wytworzonych w ten sposób folii wynosiła około 25 μm, natomiast grubość warstwy dielektrycznej w przewodach zawierała się w przedziale 225-275 μm.

Strukturę otrzymanych próbek folii i przewodów pokazano na wybranych zdjęciach mikroskopowych, które prezentują rysunki 1-2.

a) b)



Rys.1. a) Mikrostruktura powierzchni folii PVDF, powiększenie x2000, b) widok krawędzi folii PVDF, powiększenie x100



Rys.2. a) Widok krawędzi przewodu PVDF, powiększenie x100, b) przekrój poprzeczny przewodu PVDF, powiększenie x200

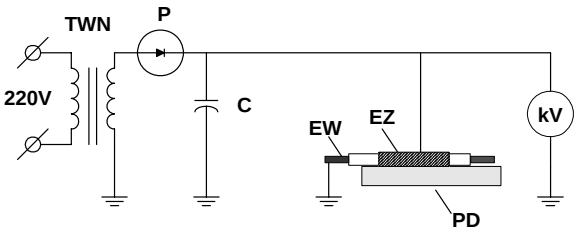
Metody polaryzacji

W przypadku formowania piezoelektrycznych właściwości PVDF proces polaryzacji przeprowadzany był na próbkach, które zawierały polarną fazę β, związaną z powstawaniem efektu piezoelektrycznego w PVDF. Na podstawie badań rentgenograficznych wytworzonych próbek PVDF określono, że zawartość krystalicznej fazy β w foliach wynosiła około 80%, a w przewodach 60%.

Metody polaryzacji polimeru mogą być różnorodne:, ale wszystkie one mają na celu w jak największym stopniu uporządkowanie momentów dipolowych w materiale.

Z wielu możliwych sposobów polaryzacji polimerów wybrano metody: koronową, plazmową i przebiciową. Jako kryteria wyboru przyjęto: łatwość przeprowadzenia procesu polaryzacji, efektywność polaryzacji (otrzymanie wysokich wartości współczynników piezoelektrycznych), możliwość wytwarzania piezopolimerów na skalę przemysłową.

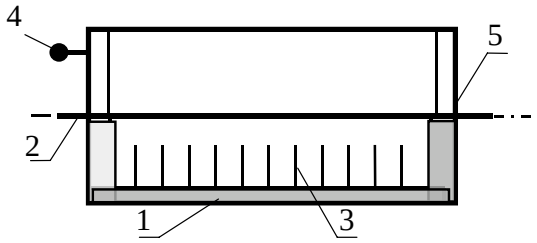
Jedną z metod `polaryzacji PVDF była metoda przebiciowa zaproponowana przez Sesslera i Wanga [7-8]. Wykorzystuje się w niej procesy przebiciowe w warstwie powietrza pomiędzy dielektrykiem a elektrodą. Schemat układu do polaryzowania folii tą metodą różnił się nieco od pokazanego na rysunku 3 (dla przewodów PVDF).
Zastosowano w nim dodatkowo przekładkę ze szkła wapniowego, stabilizującą proces polaryzacji [5].



Rys. 3. Schemat układu do polaryzacji przewodów z PVDF metodą przebiciową: TWN – transformator wysokiego napięcia, P – prostownik, C – kondensator wysokonapięciowy, EZ – elektroda zewnętrzna przewodu PVDF, EW – elektroda wewnętrzna przewodu, PD – podstawka dielektryczna, kV- woltomierz elektrostatyczny

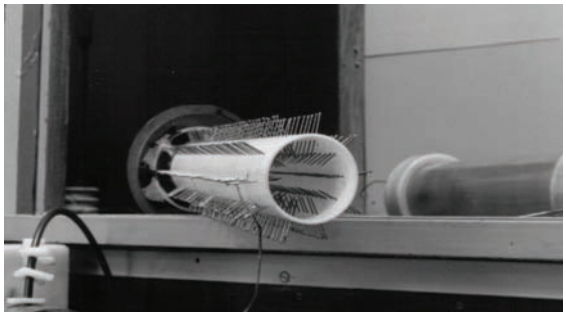
Przy polaryzowaniu folii stosowano zakres napięć od 15 kV do 70 kV, czas polaryzowania zmieniano od 2 do 60 min. W procesie polaryzacji przewodów maksymalna wartość napięcia wynosiła 25 kV, a czas polaryzacji zmieniany był w zakresie 1-10 min. Polaryzacja odbywała się w temperaturze pokojowej.

Do przeprowadzenia polaryzacji przewodów metodą koronową, ze względu na ich cylindryczny kształt, zastosowano specjalną komorę polaryzacyjną, której model i widok pokazano na rysunkach 4 i 5.



Rys. 4. Model komory do polaryzacji metodą koronową: 1 – rura polipropylenowa, 2 – przewód PVDF, 3 – elektrody ostrzowe W.N., 4 – doprowadzenie napięcia do elektrod, 5 – pokrywy

Podczas polaryzacji przewód przesuwano w komorze polaryzacyjnej za pomocą odpowiedniego systemu napędowego. Prędkość przesuwu była stała podczas procesu i wynikała z przyjętego czasu polaryzacji.

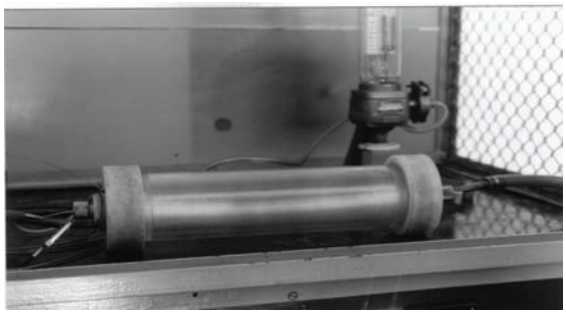


Rys. 5. Widok komory polaryzacyjnej stosowanej w metodzie koronowej

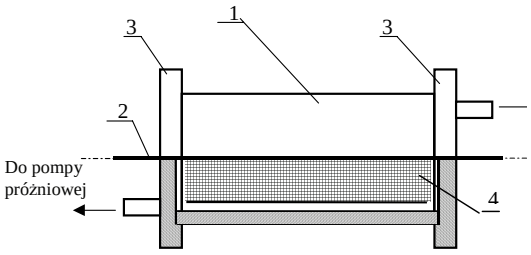
Cały proces odbywał się w warunkach normalnego ciśnienia atmosferycznego, w temperaturze pokojowej (293 K), przy wilgotności względnej około 45%. Parametrami procesu były czas polaryzacji - od 1,5 do 6 min. i napięcie polaryzacji zmieniane w zakresie od 10 kV do 35 kV.

Na rysunku 6 pokazano schemat komory wyładowczej oraz przebieg procesu wyładowania plazmowego podczas polaryzacji przewodów PVDF.

a)



b)



Rys. 6. Układ do polaryzacji plazmowej: a) ogólny widok stanowiska, b) schemat komory wyładowczej: 1 – rura z PMMA, 2 – przewód PVDF, 3 – pokrywy, 4-siatka

W procesie polaryzacji metodą plazmową stosowano napięcia z zakresu 5-30 kV. Czas działania wysokiego napięcia wynosił od 1 do 20 min. Wartość ciśnienia w komorze wyładowczej wahała się od 0,05 do 0,25 Tr.

Parametry piezoelektryczne

Efektywność przebiegu procesu polaryzacji w przypadku piezopolimerów, takich jak polifluorek winylidenu, najlepiej charakteryzuje pomiar wartości współczynników piezoelektrycznych. Wyrażają one zależność pomiędzy indukowaną polaryzacją a zewnętrznymi naprężeniami

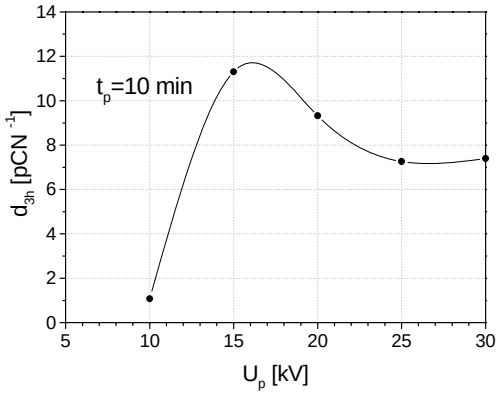
mechanicznymi. W zależności od kierunku przyłożonego naprężenia mechanicznego w stosunku do płaszczyzny, z której mierzony jest wyindukowany ładunek elektryczny, można wyróżnić kilkanaście składowych modułu piezoelektrycznego. W pracy scharakteryzowano materiał przez pomiar trzech współczynników: d_{31}, d_{33} i d_{3h}, w układach opisanych we wcześniejszych publikacjach [5,9].

Dla folii PVDF zmierzono współczynniki d_{33}, które wyrażają wielkość ładunku wyindukowanego na powierzchni polimeru pod wpływem nacisku przyłożonego prostopadle do niej. W przypadku przewodów PVDF podstawowym mierzonym parametrem był hydrostatyczny współczynnik piezoelektryczny d_{3h}, określający wartość ładunku powierzchniowego powstałego na skutek działania na próbkę ciśnienia hydrostatycznego. Dla niektórych przewodów wyznaczono dodatkowo naprężeniowy współczynnik piezoelektryczny d_{31}. Opisuje on wartość ładunku wygenerowanego na powierzchni przewodu pod wpływem siły działającej w kierunku osi przewodu (jeśli prostopadle to jest to d_{32}). Biorąc pod uwagę zależność: $d_{3h}=(d_{31}+d_{32}+d_{33})$ oraz fakt, że d_{31} jest w przybliżeniu dziesięciokrotnie większy od d_{32} możliwe jest oszacowanie wartości pozostałych parametrów piezoelektrycznych na podstawie pomiarów niektórych z nich.

Wyniki pomiarów i ich omówienie

Wartość współczynników piezoelektrycznych zależy w sposób istotny od metody i parametrów procesu polaryzacji, ale jak się wdaje, nie bez znaczenia jest struktura samego polimeru. Przedstawione wyniki pomiarów dotyczą głównie przewodów piezoelektrycznych PVDF i są uzupełnieniem badań prowadzonych wcześniej dla folii polimerowych [5].

Na rysunkach 7 pokazano zależności współczynnika d_{3h} od napięcia polaryzacji w metodzie plazmowej.

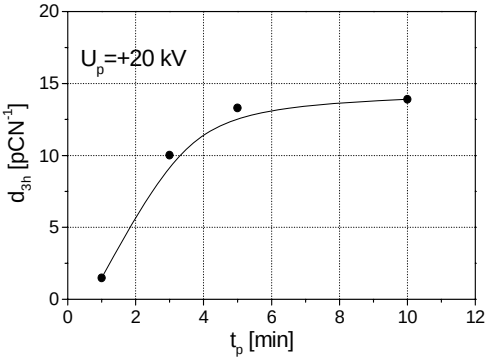


Rys. 7. Zależność współczynnika d_{3h} od napięcia polaryzacji dla przewodów PVDF polaryzowanych metodą plazmową

Wyniki pomiarów podano dla czasu 10 min., gdyż przy krótszym okresie polaryzowania osiągano bardzo małe wartości d_{3h}, natomiast wydłużenie czasu nie powodowało już znaczącego wzrostu parametrów piezoelektrycznych.

Inaczej niż w przypadku przewodów, metoda plazmowa zastosowana dla folii PVDF nie przyniosła efektów [5]. Natomiast, podobnie jak w przypadku przewodów, otrzymane wyniki charakteryzował duży rozrzut wartości współczynników piezoelektrycznych, otrzymanych dla próbek formowanych w tych samych warunkach. Mogło to być związane z niestabilnością wyładowania plazmowego.

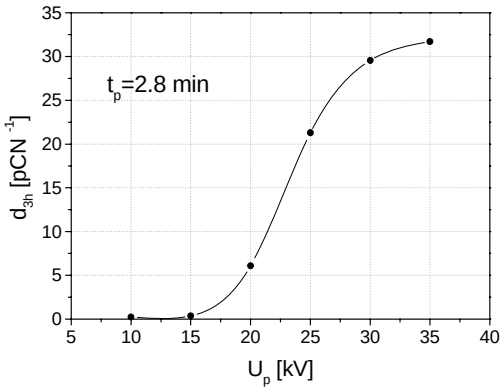
Wybrane wyniki dla metody przebiciowej pokazano na rysunku 8. Można zauważyć, że już po upływie 3 min. (podobnie było również przy wyższym napięciu 25 kV) następuje wyraźny wzrost d_{3h}. Dalsze wydłużanie czasu polaryzacji (powyżej 8 min.) nie przynosiło już większych efektów piezoelektrycznych.



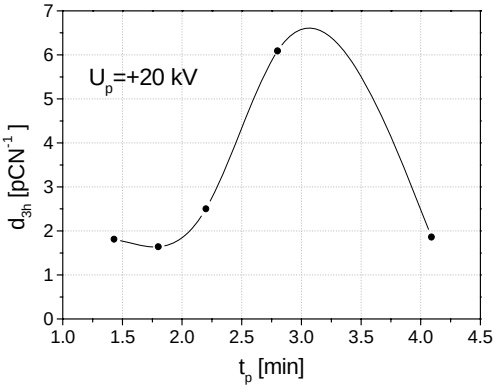
Rys. 8. Zależność współczynnika d_{3h} od czasu polaryzacji dla przewodów PVDF polaryzowanych metodą przebiciową

Wyniki otrzymane wcześniej dla folii [5], wskazują na znaczące różnice w przebiegu polaryzacji przebiciowej. Dla czasów polaryzowania poniżej 3 min. folie wykazywały znikomy efekt piezoelektryczny, niezależnie od wartości zastosowanego napięcia. Dopiero po przekroczeniu 10 min. następował wzrost współczynników piezoelektrycznych.

Na rysunku 9 i 10 pokazano przykładowe zależności hydrostatycznego współczynnika piezoelektrycznego d_{3h} od napięcia i czasu, otrzymane dla polaryzacji metodą koronową. Wyniki odnoszą się do dodatniej biegunowości napięcia, ale wykonane dla ujemnej polarności (tu nie zamieszczone) wykazywały podobne wartości.



Rys. 9. Zależność współczynnika d_{3h} od napięcia polaryzacji dla przewodów PVDF polaryzowanych metodą koronową



Rys. 10. Zależność współczynnika d_{3h} od czasu polaryzacji dla przewodów PVDF polaryzowanych metodą koronową

Otrzymane wartości współczynników piezoelektrycznych świadczą, że również w tym przypadku osiągane są duże efekty polaryzacji, nawet gdy czas jej działania jest krótki. Nie bez znaczenia jest wartość napięcia polaryzacji, które jednak po przekroczeniu pewnej wartości (około 30 kV) nie powoduje już znaczących zmian efektu piezoelektrycznego.

Podsumowanie

Struktura polimeru ukształtowana w procesie technologicznym ma znaczący wpływ na proces polaryzacji badanego materiału – polifluorku winylidenu. Jak wykazały badania strukturalne zawartość fazy β w tym związku (odpowiedzialnej za efekt piezoelektryczny) była różna w zależności od tego, czy był on ukształtowany w postaci folii, czy przewodów - dla folii była większa. Teoretycznie więc, czas polaryzacji w przypadku przewodów powinien być znacznie dłuższy, gdyż prawdopodobieństwo spułapkowania ładunku jest mniejsze. Stwierdzono jednak, że optymalny czas polaryzacji dla przewodów wynosił kilka minut, w przypadku folii był znacznie dłuższy. Również wartość pola polaryzującego (np. w metodzie przebiciowej), potrzebnego do uzyskania podobnych efektów piezoelektrycznych, była znacznie wyższa w przypadku folii. Próbki polaryzowane przy E < 500 MV/m nie wykazywały efektu piezoelektrycznego. W tym zakresie natężenia pola elektrycznego nie obserwowano również wpływu czasu polaryzowania (przy wydłużeniu go od 5 do 30 min) na wartość współczynników piezoelektrycznych . Znaczny wzrost wartości współczynnika piezoelektrycznego można było zaobserwować dopiero dla natężenia pola elektrycznego przekraczającego koło 800 MV/m. Folie polaryzowane przez dłuższy czas (do 30 min) w tym zakresie natężenia pola elektrycznego wykazywały dobre właściwości piezoelektryczne [5].

Zupełnie inną efektywność wykazywała polaryzacja przebiciowa w przypadku przewodów. Pole elektryczne nie przekraczało dla nich wartości około 200 MV/m (dla próbek o najmniejszej grubości, polaryzowanych najwyższym napięciem), a było wystarczające do otrzymania bardzo dobrych efektów piezoelektrycznych. Podobnie było przy stosowaniu koronowej metody polaryzacji.

Wyjaśnienie tego zjawiska może być związane z faktem, że w przypadku polaryzacji polimeru PVDF istotna jest nie tylko zawartość fazy krystalicznej (β), ale również jej rozkład w materiale, np. ułożenie w stosunku do fazy amorficznej.

Na podstawie badań mikroskopowych można zaobserwować, że w strukturze PVDF występują liczne, uporządkowane obszary krystaliczne. W foliach są one raczej niewielkich rozmiarów, natomiast w przypadku przewodów tworzą długie łańcuchy ułożone sekwencyjnie z warstwami amorficznymi. Tak wiec efekt piezoelektryczny może być związany nie tylko ze stopniem krystaliczności, ale i rozmiarem krystalitów polimeru. Nie bez znaczenia jest też prawdopodobnie oddziaływanie fazy krystalicznej z fazą amorficzną polimeru. Ta faza może zawierać duże ilości wstrzykniętego ładunku w postaci jonów, które mogą być miejscowo przemieszczone i spułapkowane podczas procesu polaryzacji. Wówczas piezoelektryczność pochodzić będzie nie tylko od dipoli krystalitów polarnej fazy I (fazy β), które zanurzone w amorficznej fazie orientują się wzdłuż kierunku działania pola elektrycznego, ale też od par dodatnich i ujemnych ładunków, które mogą tworzyć pozorne dipole w fazie amorficznej. Tak więc faza ta, która otacza poszczególne krystality może silnie wpływać na wartość i stabilność polaryzacji krystalicznej.

Dostrzeżenie roli fazy amorficznej w procesie polaryzacji jest istotne, ale wskazuje również na złożoność interpretacji zjawiska piezoelektrycznego przy uwzględnieniu tej fazy. W celu pełniejszej analizy wpływu struktury na efektywnośc polaryzacji należałoby wykonać dalsze badania, np. termicznie stymulowanych prądów, aby poznać bliżej oddziaływanie interfazy amorficzno-krystalicznej, której wpływ na efekt piezoelektryczny polimeru nie jest jeszcze do końca zbadany. Przypuszcza się, że ładunki spułapkowane podczas polaryzacji osiadają na interfazie, która ekranuje zewnętrzne pole elektryczne i modyfikuje wewnętrzne pole elektretu. Pole przyłożone z zewnątrz i pole wewnątrz materiału może się znacznie różnić [10]. Różnice te mogą być powiązane właśnie ze strukturą polimeru. Dlatego otrzymane wartości współczynników piezoelektrycznych, które są miarą efektywności procesu polaryzacji, osiągają różne wartości w zależności od ukształtowania polimeru, nawet jeśli zastosowano do jego polaryzacji te same metody i porównywalne parametry procesu.

Praca została sfinasowana w ramach badań statutowych Instytutu Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii Politechniki Wrocławskiej, nr 341626 (2005/2006).

LITERATURA

[1] Sessler G. M., Poling and properties of ferroelectric polymers and composites, *Key Engineering Materials*., 92-93 (1994), 249-274

[2] Matsushige K., Nagata K., Talemura T., The II–I crystal transformation of poly(vinylidene fluoride) under tensile and compression stresses, *Polymer*, 21 (1980),1391–1397

[3] Scheinbeim J. I., Chung K. I., Ape K. D., Newman B. A., The dependence of the piezoelectric response of poly(vinylidene fluoride) on phase-I volume fraction, *J. Appl. Phys*, 50 (1979), 6101-6105

[4] Fox D., A high performance piezoelectric cable, *Ferroelectrics*, 115 (1991), 215-224

[5] Kisiel A., Mazurek B., Woźny L., Formowanie folii o właściwościach piezoelektrycznych, *IV Sympozjum Naukowo-Techniczne n.t. Nowoczesne Technologie Elektrostatyczne i Elektrostatyczno-Jonowe (TEEJ-1995),* Supraśl, 8-9 grudnia 1995, 49-56

[6] Różecki S., Kisiel A., Mazurek B., Technologia formowania piezoelektrycznych przewodów izolowanych polifluorkiem winylidenu, *Postępy w Elektrotechnologii, II Konferencja Naukowa, Szklarska Poręba,* 1996, 201-204

[7] Sessler G. M., Das–Gupta D. K., Furukawa T., Piezo- and pyroelectricity in electrets, *IEEE Trans. on Electr. Ins*., 27 (1992), 872–897

[8] Wang T. T., West J. E., Polarisation of poly(vinylidene fluoride) by application of breakdown fields, *J. Appl. Phys*., 53 (1982), 6552–6556

[9] Kisiel A., Woźny L., Pomiar hydrostatycznego współczynnika piezoelektryczne-go przewodów z polifluorku winylidenu (PVDF)*, V Sympozjum naukowo-techniczne n.t. Technologie Elektrostatyczne i Elektrostatyczno-Jonowe (TEEJ-1997*), Augustów, 18-19 września 1997, 67-73

[10]Hari Singh Nalwa, Ferroelectric Polymers- Chemistry, Physics and Applications, Marcel Dekker, Inc., 1995

Autorzy: *dr inż. Anna Kisiel, dr inż. Leszek Woźny, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, ul. Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: anna.kisiel@pwr.wroc.pl, leszek.wozny@pwr.wroc.pl*

Tomasz KRAUSE

Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii

Zanik ładunku przestrzennego w poliwęglanie podczas rozładowania termostymulowanego

Streszczenie. *Nowa metoda eksperymentalna dla rozróżnienia ładunków polaryzacyjnych i swobodnych w dielektrykach była zastosowania do badania foliowych próbek poliwęglanowych elektryzowanych ulotowo. Pomiary lokalnych pól elektrycznych za pomocą metody elektroakustycznej i gęstości prądu TSD podczas termicznie stymulowanego rozładowania próbki elektretowej pozwoliły otrzymać lokalne składowe gęstości prądu TSD a mianowicie przewodnościowego, przesunięcia i depolaryzacyjnego.*

Abstract*. The new experimental method for discriminating between polarization and real charges in dielectrics was applied for investigation of corona charged polycarbonate (PC) foil samples. Measurements of local electric field E, using the step electroacoustic (SEA) method and total current density J_{TSD} during thermally stimulated discharge (TSD) of the electret sample allow to obtain the local components of the TSD currents namely: conductivity, displacement and persistent depolarization current density.(**Decay of space charge distribution during thermostimulated discharge process in polycarbonate film**).*

Słowa kluczowe: ładunek swobodny, polaryzacja, metoda E-j, poliwęglan.
Keywords: real charge, polarization, E-j method, polycarbonate.

Wstęp

Od ponad 25 lat ośrodki badawcze używają klasycznych niedestrukcyjnych metod elektroakustycznych do badania ładunku przestrzennego w dielektrykach stałych [1]. Choć metody te pozwalają na obserwację rozkładu pola elektrycznego, potencjału to właściwie dają jedynie informację na temat całkowitego ładunku, który składa się z ładunku rzeczywistego wstrzykniętego podczas elektryzacji jak również z ładunku polaryzacyjnego. Takie możliwości daje kombinowana metoda E-j [2].

Ideą metody E-j jest pomiar rozkładu natężenia pola za pomocą metody elektroakustycznej (SEA) [3] w trakcie termicznie stymulowanej depolaryzacji (TSD) [4] próbek dielektrycznych. Metoda TSD polega na pomiarze prądu resorbcji próbki dielektrycznej w warunkach stymulacji termicznej.

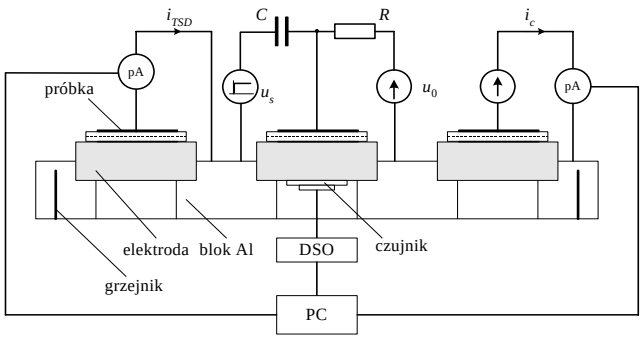
Metoda SEA, jest odmianą metod elektroakustycznych PEA [5] lub też ESAW [6], i polega na generacji fali ciśnienia w próbce wywołanej podaniem impulsu napięcia elektrycznego o kształcie skoku jednostkowego. Fala ciśnienia powstała w wyniku działania napięcia skokowego na ładunki dielektryka rozchodzi się wzdłuż toru akustycznego do czujnika. Sygnał elektryczny generowany w czujniku mierzony jest za pomocą oscyloskopu. W zależności od kształtu impulsu wymuszenia i charakterystyki czujnika sygnał wyjściowy jest proporcjonalny do ładunku przestrzennego lub do pola elektrycznego w próbce. W metodzie PEA sygnał impulsowy jest krótki w porównaniu do czasu przejścia sygnału przez cienką próbkę. W metodzie SEA mierzony sygnał w czujniku grubym (w sensie akustycznym) jest proporcjonalny do rozkładu natężenia pola elektrycznego. W metodzie E–j sygnały, odwzorowujące rozkład pola elektrycznego mierzone są w trakcie rozładowania termicznie stymulowanego próbki przy liniowym naroście temperatury.

Eksperyment

Układ pomiarowy składający się z trzech podukładów pokazano na rysunku 1.

Badania przeprowadzono na jednostronnie metalizowanych elektretach foliowych z poliwęglanu Lexan® 8B35 (General Electric) o grubości 125 μm. Próbki elektryzowano ulotem z elektrody ostrzowej w temperaturach 298 K, 323 K, 373 K i 423 K, przy napięciu polaryzacji +15 kV, przez czas około 1000 s. Próbki następnie były wolno schładzane w polu elektrycznym do temperatury pokojowej. Druga niespolaryzowana próbka była przykładana na próbkę spolaryzowaną by uniknąć rozładowania. Tak przygotowane dwuwarstwowe próbki umieszczono symetrycznie w aluminiowej komorze cylindrycznej, którą nagrzewano ze stałym narostem temperatury. W komorze jednocześnie dokonywano pomiaru prądu TSD (Keithley 485 autoranging picoammeter), pomiaru rozkładu natężenia pola metodą SEA a w trakcie schładzania prądu konduktywności. Po podaniu napięcia skokowego do próbki fala akustyczna generowała sygnał napięciowy w piezoelektrycznym czujniku krystalicznym z $LiNbO_3$. Sygnały napięciowe rejestrowano za pomocą oscyloskopu cyfrowego LeCroy LT 344 a następnie poddawano kalibracji [7].

Pomiar rezystancji próbki w określonych temperaturach przeprowadzano metodą elektrometryczną w układzie trójelektrodowym.

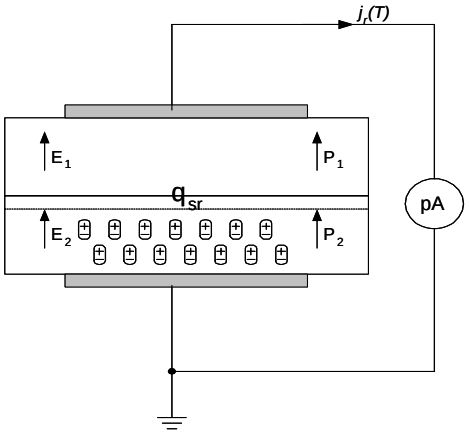


Rys. 1. Układ pomiarowy.

Model do analizy

Do analizy zastosowano model dwuwarstwowej próbki dielektrycznej przedstawiony na rysunku 2.

Dolna warstwa dielektryku jest spolaryzowana wyładowaniem koronowym powodując wstrzyknięcie ładunku swobodnego q_{sr} do obszaru blisko przypowierzchniowego. Ładunek rzeczywisty q_{sr} i wolnorelaksacyjna polaryzacja P_1 i P_2 w obu warstwach są źródłami pól elektrycznych E_1 i E_2 w obu warstwach a różnica indukcji elektrycznej pomiędzy warstwami równa jest ładunkowi rzeczywistemu na interfazie $D_1 - D_2 = q_{sr}$.



Rys. 2. Model do analizy.

Równania materiałowe są odpowiednio równe:

(1) $$D_1 = \varepsilon_0 \varepsilon_r + P_1;\ D_2 = \varepsilon_0 \varepsilon_r + P_2\,;$$

gdzie ε_o jest przenikalnością próżni a ε_r przenikalnością względną próbki, dla poliwęglanu ε_r = 3.2. Metoda SEA pozwala uzyskać informuje o rozkładzie natężeniu pola elektrycznego w obu warstwach i całkowitej gęstości ładunku na interfazie. Opisuje to równanie (2), w którym q_{st} jest całkowitym ładunkiem w próbce

(2) $$q_{st} = q_{sr} + P_{2p} - P_{1p} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \left(E_1 - E_2\right)$$

Gęstość prądu TSD mierzona jest w obwodzie zewnętrznym podczas nagrzewania próbki z prędkością $b = dT/dt$. Całkowity prąd płynący przez próbkę $j_r(t)$ nie zależy od współrzędnych przestrzennych i składa się z lokalnego prądu przemieszczenia $j_d(t)=\varepsilon_0\varepsilon_r dE(x,t)/dt$, lokalnego prądu depolaryzacji $j_p(t)=dP(x,t)/dt$ i lokalnego prądu przewodzenia $j_c(t)=g(T)E(x,t)$ (3).

(3) $$j_r(t) = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{dE(x,t)}{dt} + \frac{dP(x,t)}{dt} + g(t)E(x,t)$$

Ze znajomości wartości natężeń pól elektrycznych E_1 i E_2 można określić lokalne prądy przesunięcia i przewodnictwa, oraz lokalny prąd depolaryzacji z zależności (4):

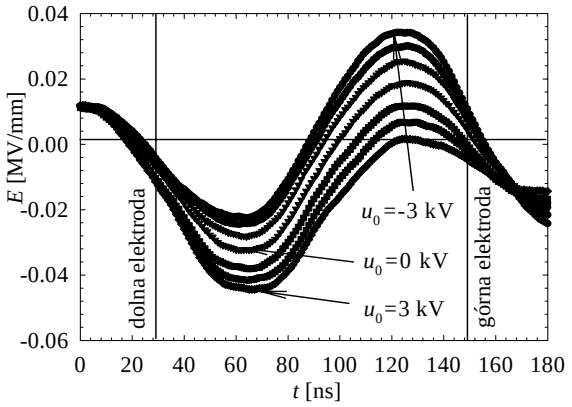
(4) $$b\frac{dP(x,T(t))}{dT} = j_r(t) - b\varepsilon_0\varepsilon_r \frac{dE(x,T(t))}{dt} - g(t)E(x,T(t))$$

a następnie można określić polaryzacje wolnorelaksacyjne w obu warstwach próbki

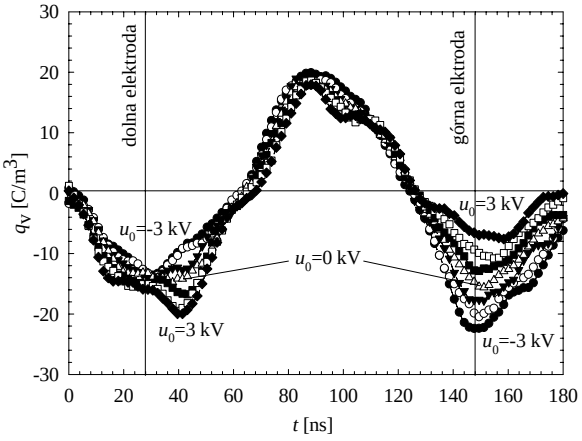
(5) $$P(x,T(t)) = -\frac{1}{b}\int_{T}^{T_m} j_p(x,T(t))dT$$

Wyniki

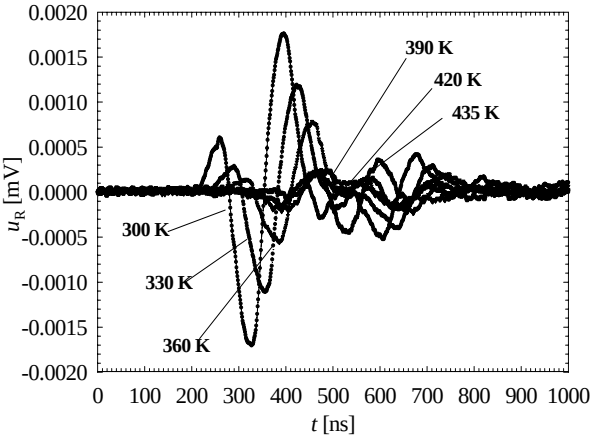
Na rysunku 3 i 4 przedstawiono wyniki rozkładów natężeń pól elektrycznych i gęstości ładunku przestrzennego, dla próbki polaryzowanej w warunkach T = 298 K, $\underline{u}_p$ = 15 kV, t =1000 s, w zależności od napięcia polaryzującego u_0 podanego do próbki. Na rysunku 5 pokazano przykładowe niekalibrowane sygnały mierzone w trakcie termo stymulowanego rozładowania próbek



Rys. 3. Pole elektryczne wzdłuż dwuwarstwowej próbki w funkcji napięcia polaryzacyjnego u_0, $\underline{T}_f$ = 298 K i u_s = –2 kV.

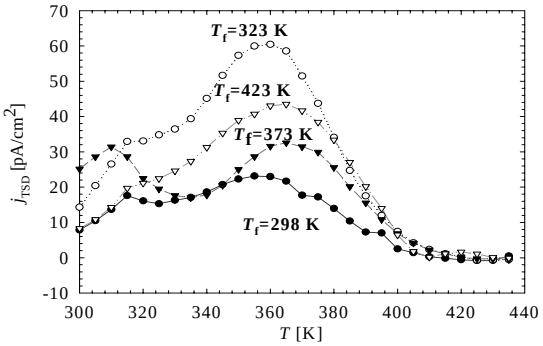


Rys. 4. Rozkład ładunku wzdłuż dwuwarstwowej próbki w funkcji napięcia polaryzacyjnego u_0, T_f = 298 K, u_s = –2 kV.



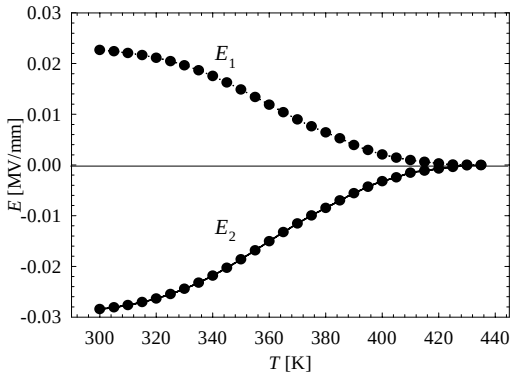
Rys. 5. Sygnał SEA dla poliwęglanu w trakcie nagrzewania. Warunki elektryzacji T_f = 298 K, u_s = 15 kV, t = 1000s, Parametry SEA u_s = –2 kV, u_0 = 1 kV.

Przesunięcia sygnałów są wynikiem zmniejszającej się prędkości dźwięku w dolnej aluminiowej elektrodzie w efekcie czego sygnał dociera do czujnika później [8]. Przesunięcie to jest brane pod uwagę w trakcie dalszych obliczeń. W trakcie nagrzewania mierzono prądy TSD, przedstawione na rysunku 6.



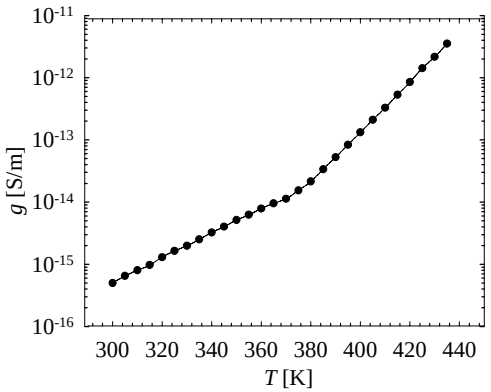
Rys. 6. Przebiegi prądów TSD dla próbek poliwęglanu w zależności od temperatury elektryzacji.

Obliczone energie aktywacji określone według Luscika [9], są odpowiednio równe dla temperatury polaryzacji 298 K W=0,31 eV, dla 323 K W=0,51 eV, dla 373 K W=0,36 eV i dla 423 K W=0,45 eV. Obserwowany pik w okolicach 360 K i określone energie aktywacji na poziomie około 0,5 eV wskazują, że pochodzenie tego piku wynika z ruchu molekuł lub związany jest z procesem orientowania się dipoli a nie z głębokimi pułapkami. Poza tym małe przesunięcia między krzywymi sugerują, że procesy relaksacji przy stałym naroście temperatury i przy stałej energii aktywacji zależą od temperatury w jakiej próbki poddano polaryzacji [10]. Wynika to ze złożonego procesu rozkładu energii aktywacji długich łańcuchów poliwęglanu.



Rys. 7. Zmiany pola elektrycznego wzdłuż grubości próbki oraz zanik pola elektrycznego w funkcji temperatury

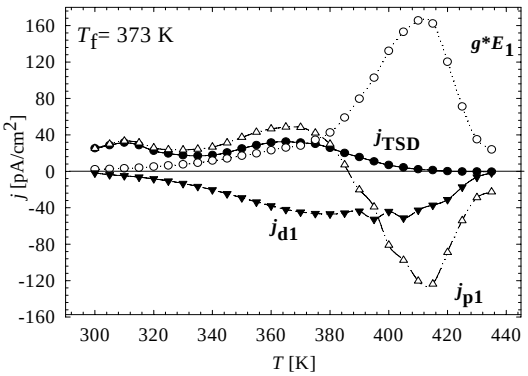
Na rysunku 7 pokazano zaniki pola elektrycznego w dwu warstwach dielektryka podczas termo stymulowanego rozładowania. Charakterystyka temperaturowa konduktywności przedstawiona jest na Rys. 8.



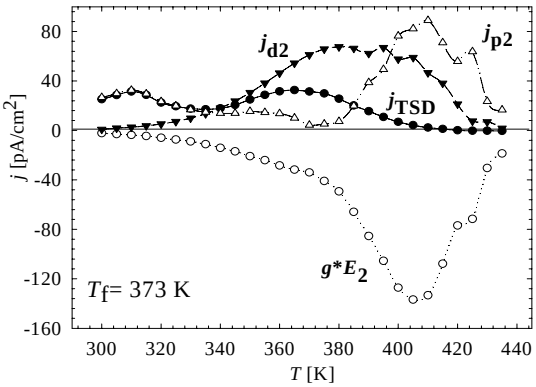
Rys. 8. Temperaturowa zależność konduktywności poliwęglanu

Składniki gęstości prądu

Z temperaturowych przebiegów pola elektrycznego i konduktywności określono lokalny prąd konduktywności. Następnie wyznaczono lokalny prąd przesunięcia. Przebiegi lokalnych prądów dla próbki polaryzowanej ulotem (15 kV) w temperaturze T_f=373 K pokazano poniżej. Z obserwacji tych przebiegów widać jednoznacznie, że prąd TSD jest znacznie mniejszy od jego składników, podobnie wygląda sytuacja dla próbek polaryzowanych w innych temperaturach. Wynika to z dużej wartości prądu konduktywności.



Rys. 8. Komponenty prądu TSD w nieelektryzowanej warstwie.

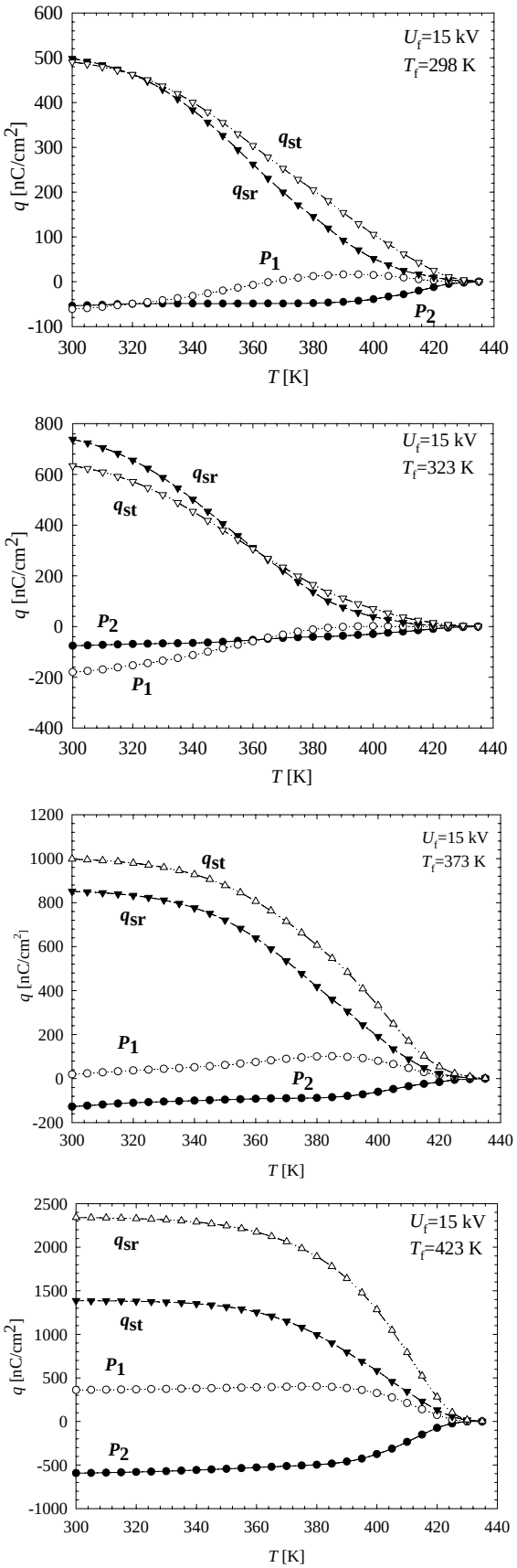


Rys. 9. Komponenty prądu TSD w elektryzowanej warstwie

Zanik ładunków i polaryzacji

Temperaturowe zależności ładunków polaryzacyjnych w warstwie polaryzowanej i niepolaryzaowanej określono z równania (6). Następnie wykorzystując równanie (3) z przebiegów pola elektrycznego określono gęstość ładunku całkowitego i rzeczywistego. Przebiegi pokazano na rysunku 10.

Temperaturowe przebiegi zaniku ładunku jak i polaryzacji pokazują wpływ temperatury formowania na wartość określonych ładunków. W przypadku niskiej temperatury formowania elektretów tzn. 298 K i 323 K ładunek rzeczywisty jest w przybliżeniu równy ładunkowi całkowitemu i szybko zanika. W przypadku wysokiej temperatury formowania tj. 373 K i 423 K wartości ładunków są większe ale ich zanik jest wolniejszy. Natomiast obserwuje się duży wzrost wpływu ładunków polaryzacyjnych. Wydaje się, że w tym przypadku ładunki polaryzacyjne mogą odgrywać ogromną rolę w gromadzeniu się ładunków w próbce i jego powolny zanik a zatem za właściwości elektretowe dielektryków.



Rys. 10. Zanik ładunków i polaryzacji w próbkach formowanych odpowiednio w temperaturach 298, 323, 373 i 423 K

Podsumowanie

Równoczesne pomiary rozkładu pola elektrycznego za pomocą metody elektroakustycznej oraz pomiary prądu rozładowania w trakcie termicznie stymulowanego procesu pozwalają na określenie lokalnych gęstości prądu przesunięcia, depolaryzacji i przewodności. W rezultacie istnieje możliwość rozróżnienia całkowitego ładunku na ładunek rzeczywisty i polaryzacyjny.

Praca została wykonana w ramach projektu badawczego KBN 4 T10C 029-27.

LITERATURA

[1] Hole S., Ditchi T., Lewiner J., *Non-destructive Methods for Space Charge Distribution Measurement: What are the Differrences?* IEEE Trans. on DEI., vol. 10, no. 4, 2003, pp. 670-677.

[2] Motyl E., Krause T., *Application of TSD and SEA methods for mesurement of space charge and polarisation in PET electrets,* Proceedings of the 7th International Conference on Properties and Application od Dielctric Materials. Nagoya, Japan, June 1-5, 2003, vol. 3. Piscataway, NJ: IEEE, 2003, pp. 900-903.

[3] Motyl E., *The step-electro-acoustic method for measurement for observation of the interfacial charges in insulators,* Dielectric Materials, Measurements and Applications, Edinburgh, UK, Conference Publication N0. 473, IEE 2000, pp. 259-264.

[4] Van Turnhout J., *Thermally Stimulated Discharge of Polymer Eletrets*, Elsevier, Amsterdam, 1975

[5] Takada T., *Acoustic and Optical Methods for Mearuring Electric Charge Distributions in Dielectrics,* IEEE Trans. on DEI., vol. 6, no. 5, 1999, pp. 519-547.

[6] Bernstein J.B., *Analysisi of the electrically stimulated acoustic-wave method for observing space charge in semi-insulating films,* Phys. Rev. B, vol. 44, No. 19, 1991, pp. 10804-10814.

[7] Maeno T., Futami T., Kushibe H., Takada T., Cooke C. M., *Measurement of Spatial Charge Distibution in Thick Dielectrics Using the Pulsed Electroacoustic Method*, IEEE Trans. on EI, vol. 23, no. 3, 1988, pp. 433-439.

[8] Fukunaga K., *Innovative PEA Space Charge Measurement System for Industrial Applications*, IEEE EIM. vol. 20, No. 2, 2004, pp.18-26.

[9] Luscik C. B., K teorii termiceskiego vysviecivania", Doklady AN SSSR, vol. 101, 1955, pp. 641

[10] P.C. Mehendru, K. Jain, J. P. Agarwal, *High temperature relaxations of polycarbonate thin films*, J. Phys. D: Appl. Phys., 13 (1980) pp. 1497-1501.

***Autor**: mgr inż. Tomasz Krause, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, ul. Wybrzeże St. Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail tomasz.krause@pwr,.wroc.pl;*

Edmund KUFFEL[1], Waldemar ZIOMEK[2]

University of Manitoba Winnipeg, Canada (1), Pauwels Canada Inc., Winnipeg, Canada (2)

Research Funding in Engineering and Science in Canadian Universities

Abstract: *The paper discusses the Canadian system for funding research and graduate training in Engineering and Science in Canadian Universities and its evolution over the past century. The developments and changes in the funding system are presented in a chronological order. Beginning with the progress of time number of new government Institutions have been established, notably in the past three decades, with specific aim to promote and support joint efforts between industry and universities in research and training high caliber personnel.*

Streszczenie: *Opisano kanadyjski system finansowania badań naukowych i kształcenia kadr na przykładzie kanadyjskich uniwersytetów. Przedstawiono rozwój i zmiany w tym systemie. Liczba instytucji naukowych finansowanych przez państwo ustaliła się, natomiast promowana i wspomagana jest współpraca uniwersytetów i przemysłu w badaniach naukowych i rozwoju kadry naukowej. (**System finansowania nauki i techniki w uniwersytetach kanadyjskich**).*

Key words: research funding, science funding, industry research chairs, innovation.
Słowa kluczowe: finansowanie badań naukowych, innowacje, badania naukowe.

The National Research Council (NRC)

The oldest research institution in Canada is the National Research Council (NRC) established in1916. It was modeled on the British Research Council. It is the Government of Canada's premier organization for research and development. From the outset NRC had a particular interest in universities. Canadian industry lobbied the government to support university research, which it saw as a source of highly skilled workers and new product ideas. Thus, one of NRC's earliest activities was to provide support for university-based research, which it accomplished through two programs: "Studentships and Fellowships" and "Grants for Assisted Research" (known today as NSERC Discovery Grants.) In 1917, NRC awarded four Studentships and three Fellowships; this number had grown to forty-five by 1923.To put this into context, NSERC awarded nearly 2,000 scholarships and fellowships in its 2003 competition. In the 1930s NRC started to branch out into national laboratories, giving rise to concerns about a single agency both performing and supporting research. Today NRC bas over 20 Institutes and national programs, spanning a wide variety of disciplines and offering a broad array of services. These are located in every province in Canada and play a major role in stimulating community-based innovation.

NRC Institutes and programs are organized into four key areas:

- Life Sciences
- Physical Sciences
- Engineering
- Technology and Industry Support

The 1950s and 1960s saw a rapid growth of universities and their emergence as important centers of research. Thus in 1968, a special Senate Committee on Science Policy was set up with the assignment to define the role of the federal government to R&D activities in the physical, life and human sciences. Because of the potential conflict of interests the committee's report, published in 1973, recommended a separation of support for university research grants and support for national laboratories. It further recommended establishment of two new agencies the Social Sciences and Humanities Research Council and NSERC (National Science and Engineering Research Council). NSERC was given two mandates: to promote and assist research in the natural sciences and engineering, and to advise the Minister of Industry about matters relating to such research. The government's objectives for the granting councils were to:

- encourage excellence in research; provide a base of advanced knowledge in the universities,
- assist in the selective concentration of research activities; aim for a regional balance in scientific capability,
- maintain a basic capacity for research training; encourage curiosity-oriented research; and encourage research with a potential contribution to national objectives.

The National Science and Engineering Research Council (NSERC)

In 1978 the Parliament of Canada passed a Bill C-26 which gave birth NSERC. To minimize disruption to the research community, NSERC's Council elected to maintain the Program of Grants and Scholarships in aid of Research as established by NRC. One of the Council's first jobs was to prepare a five-year plan. "In the development of this plan, Council has been very much aware of the urgent need to improve the whole atmosphere surrounding research and research training in the universities throughout the country and to rebuild the confidence, optimism, and motivation so essential for the present and future researchers on whose accomplishments and leadership the scientific and technological progress of the nation ultimately depends." The major thrusts of the plan were:

- to expand the program of scholarships and fellowships,
- to develop a program to update equipment and infrastructure,
- to expand and focus targeted research,
- to improve the program of free research.

The Early Years

Within two years, the Council initiated four important programs: Undergraduate Student Research Awards (USRA), University Research Fellowships (URF), Industrial Research Fellowships (IRF) and PRAY-"Project Research Applicable in Industry," These programs were designed to offset a potential shortage of highly qualified people. In 1983, the federal government increased NSERC budget for university-industry research partnerships. NSERC responded by regrouping existing activities, with some new initiatives, into a more comprehensive University-Industry Program. The PRAI program, inherited from NRC, was

modified, expanded, and renamed the "Collaborative Research and Development" Program. The most significant new feature of the program was that it required industrial partners to contribute financially to the research project. These grants were relatively easy to obtain as these were opened to small as well as large industries. Another new venture created for the University-Industry program was the Industrial Research Professorship, now known as the Industrial Research Chair (IRC). Industrial Research Chairs help universities to build on existing strengths or to develop a major research capacity in areas of interest to industry. Today, NSERC provides about one sixth of all funds for university research and development in the natural sciences and engineering. Every year, more than 9,000 professors receive NSERC support for their work.

Industrial Research Chairs and Grants

Industrial Research Chairs (IRC) are intended to:

- assist universities in building on existing strengths to achieve the critical mass required for a major research endeavour in science and engineering of interest to industry; and/or
- assist in the development of research efforts in fields that have not yet been developed in Canadian universities but for which there is an important industrial need.

NSERC offers three types of Industrial Research Chairs:

- **Senior Industrial Research Chairs** for distinguished senior researchers (five-year appointment, renewable),
- **Associate Industrial Research Chairs** for early stage researchers demonstrating exceptional promise (five-year appointment, renewable once),
- **Executive Industrial Research Chairs** for outstanding R&D professionals (five-year appointment, non-renewable).

An IRC grant provides funding for the salary of the Chairholder, infrastructure, research tools and instruments, and general expenses related to the Chair's program of research.

Chair-holders are expected to focus their activities on conducting research and training highly qualified personnel, while carrying a reduced administrative and teaching load. IRCs are funded jointly by NSERC and industry. Provincial or federal government departments and agencies can also co-sponsor/support an IRC, but only the industrial contributions are taken into account when NSERC determines its funding level. The industrial supporting organizations will normally contribute at least half the cost, in cash, with NSERC contributing the remainder. In exceptional cases, NSERC may assume a somewhat larger share of the direct costs of research when a company makes a significant in-kind contribution in addition to the cash support. This contribution, in the form of goods or services, must represent an incremental expense that the industrial supporting organization would not incur outside of the Chair program. Furthermore, these contributions of goods and services would have to be purchased with program funds if not donated. Chairholders are eligible to compete for other NSERC grants such as Discovery Grants and other Research Partnerships Projects grants, while they hold an IRC.

Strategic Relevance and University responsibilities.

The IRC proposal must be in an area of high priority for both the university and the industrial supporting organization. The minimum university commitment to the establishment of an IRC includes tenured (Senior Industrial Research Chair), tenure-track (Associate Industrial Research Chair), or five-year non-tenured term (Executive Industrial Research Chair) appointments, and adequate laboratory and office space for the research group. If the proposed candidate is currently on staff, the university must establish at least one replacement faculty position with the freed-up salary funds. A university financial contribution to the cost of the research program or infrastructure will strengthen the case for support.

Similarly, the industrial supporting organization must demonstrate a strong commitment to a field of research relevant to industrial activity that is important to the Canadian economy.

Senior Industrial Research Chairs Candidates for Senior Chair positions must be researchers of international stature who can bring an innovative perspective to the university in carrying out and managing research, and training researchers. They must be recognized experts in their field, have extensive research experience, and should have all the qualifications for tenured appointment at the rank of full professor. Appointments are for an initial five-year term, which may be renewed every five years.

Associate Industrial Research Chairs. Associate Chair candidates should be researchers in the early stages of their careers who have demonstrated exceptional promise relative to their peers in their field of research and who are qualified for academic appointment as assistant or associate professors. Appointments must be confirmed as tenured or tenure-track. Appointments are for an initial five-year term, which may be renewed once. Associate Chairs may be converted to Senior Chairs at the renewal stage, if the criteria for Senior Chairs are met.

Executive Industrial Research Chairs. Executive Chairs are designed for candidates with non-academic research backgrounds, from industry or other sectors who: have extensive experience and a strong track record in conducting and managing R&D at a senior level but who may have limited teaching experience, or whose current positions do not offer opportunities to publish; or have the ability to provide the vision and leadership to build a broad range of partnerships and launch a major research initiative that would allow the university to move forward into new areas of collaborative, industrially relevant research. The appointment is not renewable; however, an Executive Chair may be converted to a Senior Chair, if the criteria for Senior Chairs are met.

Use of freed-up salary funds. Candidates nominated for an Executive Chair must be external. Candidates for Senior Chair and Associate Chair positions can be internal (currently on staff at the host university) or external. In proposing an internal candidate, the university must agree to allocate the released salary funds toward an equivalent salary commitment in the Chair research area, or in one closely related and complementary to it.

An equivalent salary commitment for a Senior Chair requires, at the minimum, the creation of either one tenure-track senior faculty position, or one tenure-track junior faculty position and one non-faculty researcher position for the duration of the Chair. The equivalent salary commitment for an Associate Chair requires a minimum of one tenure-track faculty position. The candidate for a replacement faculty position must have the mandate and qualifications required to conduct independent research and supervise graduate students.. The university must undertake to fill these positions promptly and to supply NSERC with curricula vitae for the candidates, once selected. Renewal

of an Industrial Research Chair will be contingent on confirmation that the university has met all its obligations.

Selection Criteria
IRC applications are evaluated on the basis of the following criteria:

- **Excellence of the candidate:** the stature, research competence, experience and record of accomplishments of the proposed candidate(s), (commensurate with the type of Chair requested);
- **Quality of the proposal:** the scientific merit, originality, technical feasibility, and industrial relevance of the proposed program of research;
- **Industrial relevance and benefits:** the relevance of the research and the benefits that will accrue to the supporting organizations, and to the Canadian economy;
- **Training of highly qualified personnel:** the opportunities for training of graduate students, postdoctoral fellows, research assistants and others (including company personnel) in areas relevant to the industrial needs;
- **Benefits to the university:** the growth of a sustainable research activity that will generate results of scientific and industrial relevance, enhance training, and stimulate academic collaborations and industrial interactions; and
- **Appropriateness of the setting:** the adequacy of the physical environment and financial resources to support the Chair.

Renewal

Renewal of an IRC provides continued support for the Chair's research program. In the second term only, the maximum NSERC contribution to salary in each successive year will be: 45 per cent, 37.5 per cent, 25 per cent, 12.5 per cent, and five per cent, respectively, of the value of the Chairholder's salary and fringe benefits at the beginning of the second term. The remainder of the NSERC grant will be contributed to the research program. The industrial supporting organization must contribute an amount equal to or greater than NSERC's grant.

Concurrent Chair Awards

Industrial Research Chair (IRC) awards and Canada Research Chairs (CRC) program awards, discussed later, may be held concurrently, at any point in an IRC award, as long as the IRC program objectives are respected, and the industrial supporting organizations and the Chairholder are in agreement to do so. Concurrent Chair awards are subject to the following conditions:

Canada Research Chairs
In 2000, the Government of Canada in cooperation with post-secondary institutions established the Canada Research Chairs (CRC) program. The program aims to create and provide research funding for 2,000 Chairs positions for Canadian and foreign academics in key academic fields by 2005. The intent of the CRC program is to give Canada a competitive edge in attracting, recruiting, and retaining academics who are world leaders in their respective fields of expertise. The planned budget for this program is in excess of two billion dollars.

Types of Chairs
There are two types of Canada Research Chair:

Tier 1 Chairs, tenable for seven years and renewable, are for outstanding researchers acknowledged by their peers as world leaders in their fields. For each Tier 1 Chair, the university receives $200,000 annually for seven years.

Tier 2 Chairs, tenable for five years and renewable once, are for exceptional emerging researchers, acknowledged by their peers as having the potential to lead in their field. For each Tier 2 Chair, the university receives $100,000 annually for five years.

Infrastructure Support
Chairholders are also eligible for infrastructure support from the Canada Foundation for Innovation (CFI) to help acquire state-of-the-art equipment essential to their work.

Hiring criteria
Universities hiring Foreign Workers for Canada Research Chairs positions do not need to apply for an HRSDC labor market opinion;

Canada Foundation for Innovation (CFI)
It is an independent corporation created by the Government of Canada in 1997 to fund research infrastructure with a goal to strengthen the capability of Canadian universities, colleges, research hospitals, and other not-for-profit institutions to carry out world-class research and technology development that benefits Canadians. CFI invests in projects through the following programs:

- **New Initiatives Fund** funds new infrastructure initiatives in which the CFI has not previously invested and that enable institutions and their partners to develop and enhance their capacity and improve their research competitiveness and international leadership.
- **National Platforms Fund** funds generic research infrastructure to serve the needs of many research subjects and disciplines, requiring periodic reinvestments because of the nature of the technologies. Established to deal first with High Performance Computing, but may be applicable in other cases.
- **Research Hospital Fund** funds large-scale initiatives for "new and different space" in eligible research hospitals to take full advantage of state-of-the-art equipment, innovative ways of doing research and increased research capacity as a result of hiring additional highly qualified personnel (HQP).
- **Leaders Opportunity Fund** provides infrastructure support to attract and retain world-class faculty members in areas that are essential to the institutions' research objectives. This program supports projects formerly submitted under the New Opportunities and Canada Research Chair (CRC) Infrastructure Funds.
- **Infrastructure Operating Fund** CFI contributes to the incremental operating and maintenance costs associated with the infrastructure projects funded by the CFI. Unlike other CFI programs, there are no requirements for matching funds.

The CFI is responsible for a budget of $3.15 billion. These funds are invested in partnership with the institutions and their funding partners from the public, private and voluntary sectors. On average, the CFI contributes 40% of total eligible project costs. Based on this formula, the total capital investment by the CFI, the institutions and their partners will exceed $9.0 billion by 2010.

Ackn*owledgements* *The authors gratefully acknowledge the use of Government of Canada publications in preparing this paper.*

Krzysztof LENARCZYK

Politechnika Warszawska, Katedra Wysokich Napięć i Aparatów Elektrycznych

Pole magnetyczne w otoczeniu słupów wiodących prąd wyładowania piorunowego

Streszczenie: *Artykuł jest poświęcony analizie rozkładu pól magnetycznych wewnątrz i na zewnątrz słupów konstrukcyjnych wiodących prądy wyładowania piorunowego. Słupy te pełnią funkcje elementów ochrony odgromowej.* Wyznaczono rozkład pola magnetycznego wewnątrz i na zewnątrz słupów o różnej konstrukcji – stosowanych najczęściej w wysokich budynkach biurowych. *Pokazano zmiany wartości natężenia pola w funkcji odległości. Wyniki analizy przedstawiono w postaci graficznej oraz dokonano ich interpretacji. Sformułowano wnioski z przeprowadzonych analiz.*

Abstract: *This article is dedicated to magnetic fields distribution inside and outside the constructional towers conducting lightning discharge current. Those towers function as the elements of lightning protection system. Magnetic field distribution inside and outside the towers about different construction was calculated - which more frequently in high office building. Variation of field intensity as a function of distance was also presented. Results were interpreted an shown graphically. Conclusions form analysis were drawn. (**Magnetic field surrounding construction tower leading lightning discharge current**)*

Słowa kluczowe: udar piorunowy prądowy, rozkład natężenie pola magnetycznego, gęstość prądu, słupy konstrukcyjne.
Keywords: lightning current impulse, intensity of magnetic field, current density, construction towers.

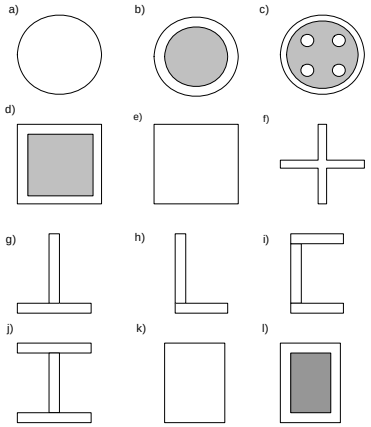
Wstęp

Wzrastająca liczba przyrządów i urządzeń elektronicznych, zazwyczaj czułych na piorunowe impulsy elektromagnetyczne, oraz ich rosnąca ilość w budynkach ma wpływ na warunki ochrony odgromowej obiektów budowlanych. Wysoka wrażliwość na pole magnetyczne może spowodować ich uszkodzenie. Przyczyną uszkodzenia niekoniecznie musi być bezpośrednie wyładowanie, ale może to być również oddziaływanie pośrednie, szczególnie przez zmienne pole magnetyczne. Przykładem potencjalnych zagrożeń jest pole magnetyczne, jakie powstaje wokół słupów konstrukcyjnych w przypadku wyładowania piorunowego w budynek. Przepływ prądu wyładowania piorunowego przez słupy konstrukcyjne w budynkach wielokondygnacyjnych jest dopuszczalny i jest uznawany za element systemu ochrony odgromowej [1].

Znajomość rozkładu przedmiotowego pola wewnątrz budynku umożliwia łatwą i szybką ocenę poziomu zagrożenia urządzeń, co jednocześnie pozwala uniknąć ich uszkodzeń.

W niniejszym artykule przedstawione zostały analizy rozkładu pola magnetycznego, wytworzonego przez udar piorunowy płynący w słupie konstrukcyjnym budynku w zależności od kształtu jego przekroju.

Rozpatrzono rodzaje słupów jak na rysunku 1.



Rys.1. Wybrane rodzaje słupów konstrukcyjnych [2,3]

Analizy zostały przeprowadzone przy wykorzystaniu programu QuickField.

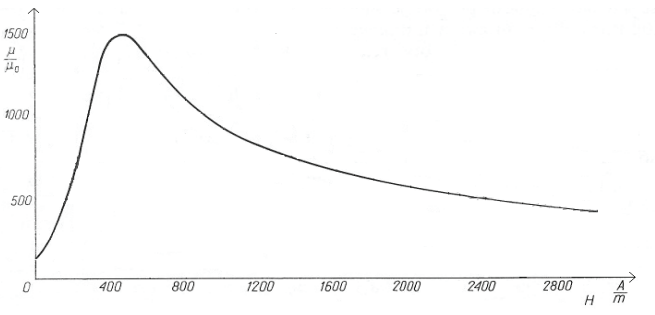
Założenia do analiz

Analiza pola magnetycznego występującego w otoczeniu słupa konstrukcyjnego, którym płynie prąd udarowy o wartości odpowiadającej spodziewanej wartości maksymalnej dla danego słupa, dokonana została przy założeniu, że jest on dostatecznie długi, a pole jest wyznaczane w jego wnętrzu i bezpośrednim sąsiedztwie. W przedstawionych przykładach przyjęto stałą maksymalną wartość natężenia prądu I = 3 kA (nie uwzględnia się czasu narastania czoła T_1 i czasu do półszczytu T_2). Jednocześnie pominięto odkształcenia pola magnetycznego na końcach przewodu, z uwagi na jego znacznie większą długość od promienia przekroju.

Rozkład pola magnetycznego we wnętrzu oraz w otoczeniu przewodu w zależności od jego kształtu jego przekroju

Poniżej przedstawione są wyniki obliczeń pola magnetycznego dla kilku najczęściej spotykanych w budownictwie rodzaj słupów konstrukcyjnych [2,3]. Obliczenia zostały przeprowadzone na podstawie modeli słupów konstrukcyjnych o znormalizowanych wymiarach [3]. Dwuteownik szerokostopowy HEB 300 stanowił bazę wymiarową dla pozostałych wymiarów słupów.

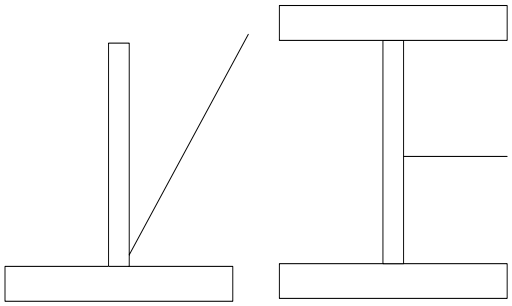
Jako materiał konstrukcyjny został wykorzystany gatunek stali konstrukcyjnej *St 4s* ogólnego przeznaczenia o przenikalności względnej jak na rysunku 2.



Rys.2. Krzywa przenikalności magnetycznej względnej dla stali konstrukcyjnej St 4s ogólnego przeznaczenia [6]

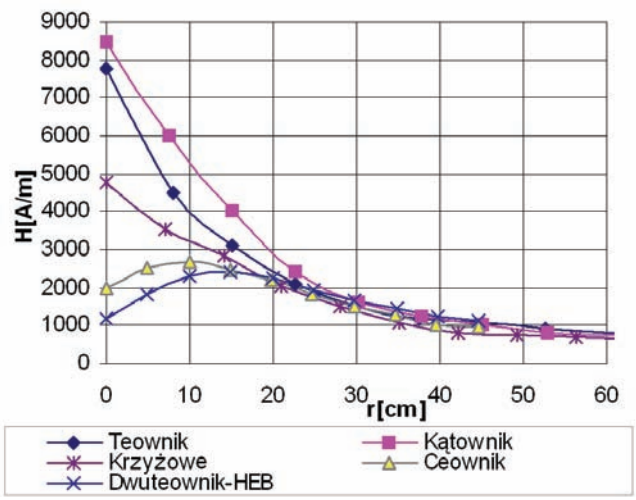
Pomiar wartości natężenia pola magnetycznego dla: słupa o przekroju krzyżowym (rys.1f), teownika (rys.1g)

i kątownika (rys.1h) został przeprowadzony wzdłuż linii prostej przechodzącej pomiędzy ich ramionami (rys.3).



Rys.3. Linia wzdłuż której został dokonany pomiar wartości natężenia pola dla teownika i dwuteownika szrokostopowego HEB

Uzyskane wyniki pokazują, iż rozkład natężenie pola magnetycznego w bliskim otoczeniu słupa jest w znacznym stopniu zależny od jego kształtów (rys.4).



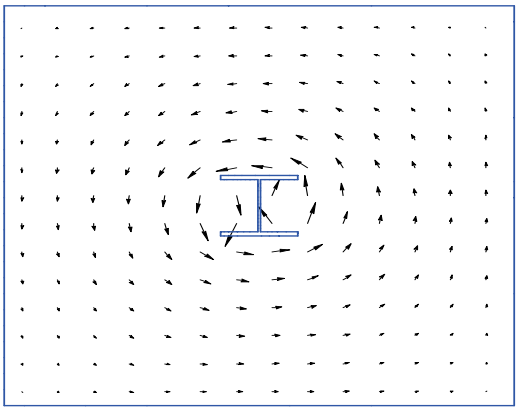
Rys.4. Zmiana natężenia pola magnetycznego w funkcji odległości

Duże natężenie pola magnetycznego występuje w przestrzeni między prostopadłymi do siebie ramionami. Na tak wysoką wartość pola magnetycznego wpływ ma wzajemne ich oddziaływanie.

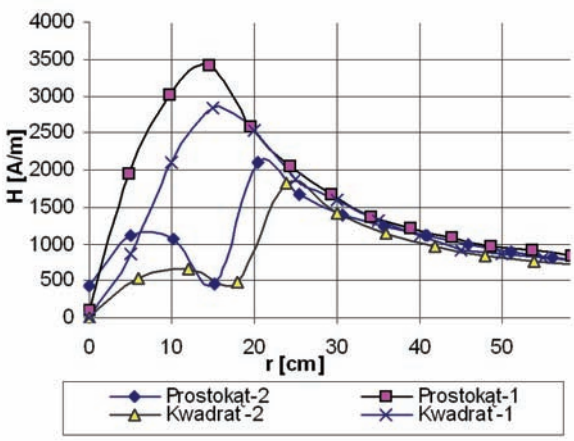
Jednocześnie można zauważyć, że dla: słupa o przekroju krzyżowym (rys.1f), teownika (rys.1g) i kątownika (rys.1h) największa wartość natężenia pola magnetycznego występuje na granicy między kształtownikiem a środowiskiem zewnętrznym (w analizowanych przypadkach jest to środowisko o przenikalności magnetycznej względnej μ_r =1).

Charakterystyczną cechą badanych układów jest osiąganie już od pewnej odległości od obiektu takich samych wartości natężenia pola magnetycznego (jak również charakteru jego przebiegu) (rys.4). Odległość ta jest równa w przybliżeniu podwójnej długości promienia koła rozciągniętego na maksymalnie skrajnych punktach dwuteownika szerokostopowego HEB 300.

Rozkład pola magnetycznego dla ceownika i dwuteownika szerokostopwego HEB (rys.1i oraz rys.1j) w bliskiej przestrzeni ma nieco inny charakter. Wartość natężenia pola magnetycznego w przestrzeni między ramionami w przeciwieństwie do ww. przypadków nie maleje, lecz wzrasta. Największą wartość osiąga w pobliżu krańców ramion od wewnętrznej strony (w odległości równej ich długościom). Na wzrost wartości natężenia pola magnetycznego wpływ ma wzajemne ich oddziaływanie. Wektor natężenia pola magnetycznego w powyżej opisanym obszarze skierowany jest prostopadle do ramion kształtowników (rys.5). Dla ceownika i dwuteownika szerokostopwego HEB wartość natężenia pola magnetycznego również osiąga w opisanej powyżej odległości zbliżone wartości (podobnie jak dla przypadku teownika i krzyżowych oraz kątownika).

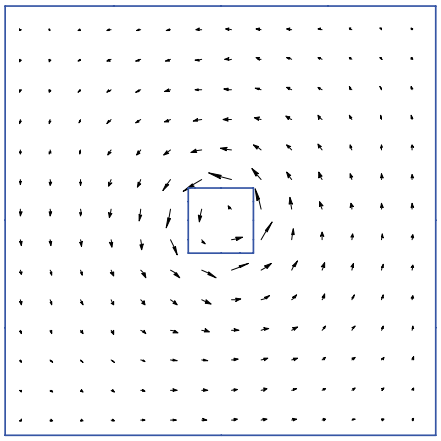


Rys.5. Rozkład wektora natężenia pola magnetycznego dla dwuteownika szerokostopowego HEB



Rys.6. Zmiana natężenia pola magnetycznego w funkcji odległości

Rozkład wektora natężenia pola magnetycznego dla słupa o przekroju kwadratu (rys.1e) przedstawia rysunek 7.



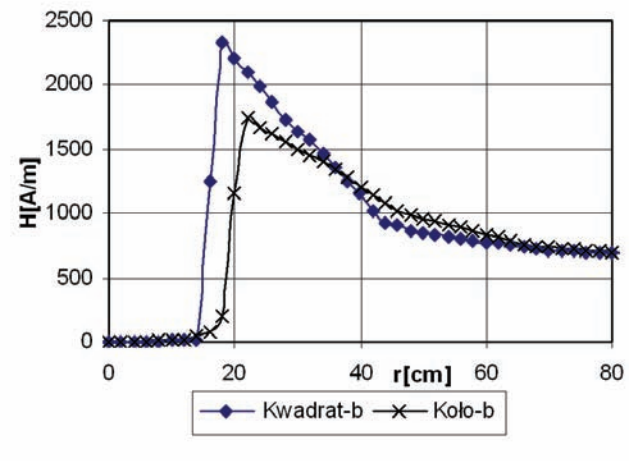
Rys.7. Rozkład wektora natężenia pola magnetycznego dla słupa o przekroju kwadratu

Następnie został przeanalizowany słup o przekroju kwadratowym oraz prostokątnym. Pomiar natężenia pola wykonano wzdłuż prostej mającej początek w środku obiektu i przechodzącej przez: a) przez środek boku (kwadrat-1 i prostokąt-1) oraz b) narożnik słupa (kwadrat-2 i prostokąt-2). W przypadku a) natężenia pola osiąga jedno maksimum występujące na granicy materiałów (rys.6).

Zaś w przypadku b) natężenie pola wykazuje dwa maksima (rys.6). Pierwsze z nich pojawia się już w obszarze słupa, drugie występuje na jego granicy ze środowiskiem zewnętrznym i jest znacznie większe. Jak również i w tych przypadkach natężenie pola magnetycznego w pewnej odległości od badanych obiektów przyjmuje opisane wcześniej wartości (rys.6).

Kolejnym analizowanym przykładem jest słup o przekroju kwadratowym, w środku wypełniony betonem (rys.1d) o przenikalności magnetycznej względnej $\mu_r = 1$. Zadany prąd płynie metalową częścią słupa, która okala jego część betonową.

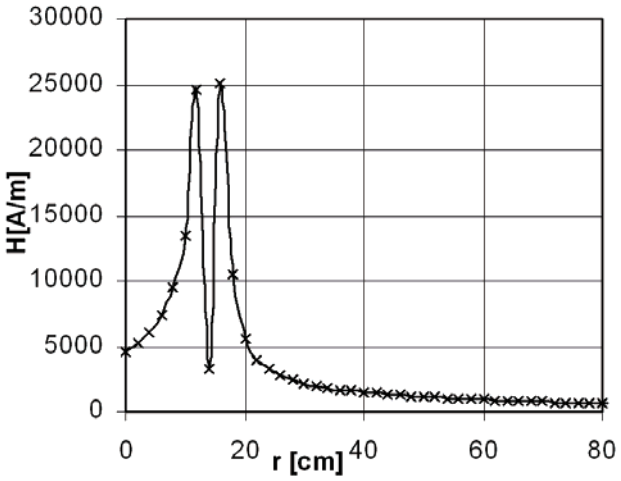
Wewnątrz takiego słupa natężenie pola magnetycznego jest małe, ponieważ dochodzi do wzajemnej kompensaty pól pochodzących od każdej ze ścian słupa (rys.8). W pobliżu wewnętrznej części metalowej słupa natężenie pola magnetycznego zaczyna szybko wzrastać (rys.8).



Rys.8. Zmiana natężenia pola magnetycznego w funkcji odległości dla słupa o przekroju kołowym (rys.1b) oraz kwadratowym (rys. 1d)

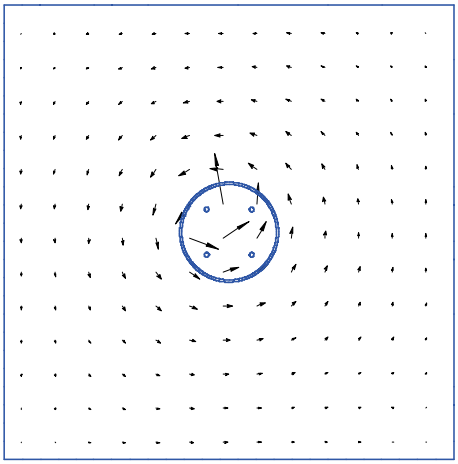
Wykonano również analizę rozkładu pola magnetycznego dla słupa o przekroju kołowym wypełnionym w środku betonem (rys.8). Dla takiego rodzaju słupa charakter rozkładu pola magnetycznego jest taki sam jak dla słupa o przekroju kwadratowym, który jest wypełniony betonem.

Stosowanym rodzajem słupów konstrukcyjnych jest również słup zbrojony o przekroju kołowym wypełnionym betonem, w którym zanurzone są pręty zbrojenia (rys.1c). W przypadku poprawności połączeń (zachowania ciągłości elektrycznej) elementów zbrojenia, prąd wyładowania piorunowego powinien popłynąć równomiernie do ziemi wszystkimi elementami metalowymi. W praktyce nie zawsze wszystkie elementy metalowe słupa są z sobą połączone, w wyniku czego może dojść do takiej sytuacji, że cały prąd popłynie tylko jednym z prętów zbrojenia. Rozkład natężenia pola magnetycznego jaki wtedy powstanie (szczególnie w części wewnętrznej i bliskim otoczeniu słupa) jest odmienny od przykładów opisanych wcześniej. Jest on niesymetryczny. Część zewnętrzna słupa w postaci pierścienia tworzy ekran magnetyczny, powodujący zmniejszenie natężenia pola magnetycznego na zewnątrz słupa (rys.9).

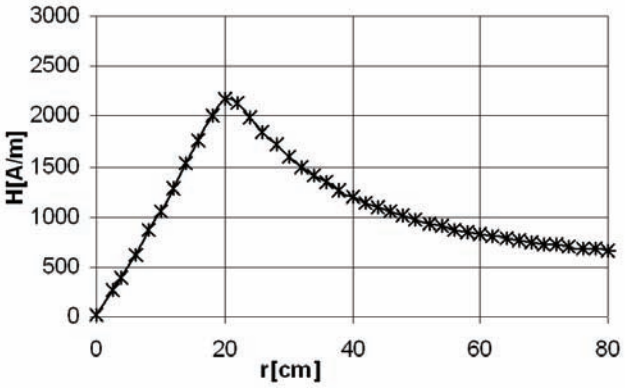


Rys.9. Zmiana natężenia pola magnetycznego w funkcji odległości dla słupa zbrojonego

Wartość natężenia pola magnetycznego szczególnie w pobliżu pręta przewodzącego prąd, jak i na zewnątrz słupa (w pobliżu przedmiotowego pręta), jest znacznie większa w porównaniu z pozostałymi przeanalizowanymi przykładami. Rozkład wektora natężenia pola magnetycznego wewnątrz słupa oraz w jego pobliżu przedstawia rysunek 10. Widać na nim nierównomierność rozkładu wektora w pobliżu pręta wiodącego prąd wyładowania piorunowego.

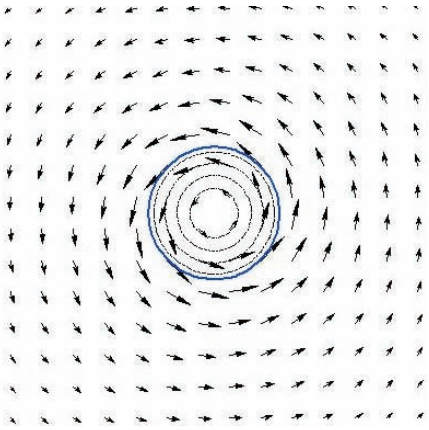


Rys.10. Rozkład wektora natężenia pola magnetycznego dla słupa zbrojonego



Rys.11. Zmiana natężenia pola magnetycznego w funkcji odległości dla słupa o przekroju kołowym

Po przeprowadzeniu analizy rozkładu natężenia pola magnetycznego, jakie powstaje w przypadku przepływu prądu przez słup o przekroju kołowym z rysunku 1c., można potwierdzić prawidłowość przeprowadzonych obliczeń. Świadczy o tym uzyskana charakterystyka natężenia pola magnetycznego w funkcji odległości (rys.11) oraz rozkład wektora natężenia pola magnetycznego (rys.12).



Rys.12. Rozkład wektora natężenia pola magnetycznego dla słupa o przekroju kołowym

Wnioski

Na podstawie przeprowadzonych analiz można stwierdzić, że kształt słupów konstrukcyjnych wykorzystywanych w budownictwie (m.in. wysokościowców) ma wpływ na wartość natężenia pola magnetycznego jedynie w ich pobliżu.

Rozkład pola magnetycznego jest bardziej równomierny (symetryczny) dla słupów o przekroju poprzecznym kołowym, kwadratowym itd., niż dla słupów takich, jak: teownik, ceownik, szerokostopowy dwuteownik HEB itd. Uwidacznia się to w przestrzeni wewnętrznej słupa oraz w jego pobliżu.

Z spośród przeanalizowanych przykładów najbardziej niekorzystny (przy założeniu stałej maksymalnej wartości natężenia prądu piorunowego) pod względem występującego na zewnątrz słupa natężenia pola magnetycznego oraz niesymetrycznego rozkładu pola jest przypadek słupa zbrojonego.

Z przedmiotowych analiz wynika również, iż w pewnej odległości od obiektu (słupa) natężenia pola magnetycznego dla różnych rodzaj słupów osiąga takie same wartości.

Dla słupów konstrukcyjnych wypełnionych betonem (rys.1b,d,l) natężenie pola wewnątrz jest znacznie mniejsze od wartości występujących na zewnątrz słupa. Jednocześnie charakteryzuje się ono dużą stromością narastania w strefie wewnętrznej słupa w pobliżu części elementu wiodącego prąd wyładowania piorunowego.

LITERATURA

[1] PN-IEC 61024-1: 2001, Ochrona odgromowa obiektów budowlanych
[2] Łubiński M., Filipowicz A., Żółtowski W., Konstrukcje Metalowe. Część 1., Arkady, Warszawa 2000
[3] Bogucki W., Zyburtowicz M., Tablice do projektowania konstrukcji metalowych, Arkady, Warszawa 1996
[4] Rawa H., Elektryczność i magnetyzm w technice. Wyd. 2, PWN, Warszawa 2001
[5] Krakowski M., Elektrotechnika teoretyczna. Pole magnetyczne. Wyd. 6, PWN, Warszawa 1995
[6] Turowski J., Elektrodynamika techniczna. Wydanie 1, WNT, Warszawa 1969

Autor: *mgr Inż. Krzysztof Lenarczyk, Politechnika Warszawska, Katedra Wysokich Napięć i Aparatów Elektrycznych, ul. Koszykowa 75. 00-662 Warszawa, E-mail: lenarczk@ee.pw.edu.pl*

Andrzej ŁASICA

Politechnika Warszawska, Katedra Wysokich Napięć i Aparatów Elektrycznych

Pomiar gęstości prądu na elektrodzie osadczej modelu elektrofiltru

Streszczenie. *W artykule zaprezentowano układ do pomiaru gęstości prądu, a pośrednio ładunku elektrycznego, spływającego do elektrody osadczej modelu elektrofiltru. Przedstawiono wyniki pomiarów dla różnych konfiguracji elektrod ulotowych oraz różnych wartości napięcia zasilającego.*

Abstract*. The article presents the system to measure the density of the current flowing to the collecting electrode of the model of the electrostatic precipitator in various points of this electrode. The results of the measurement for different configurations of the discharge electrodes and different values of the supply voltage have also been presented. (****Measurement of the density of the current on the collecting electrode of the model of an electrostatic precipitator****).*

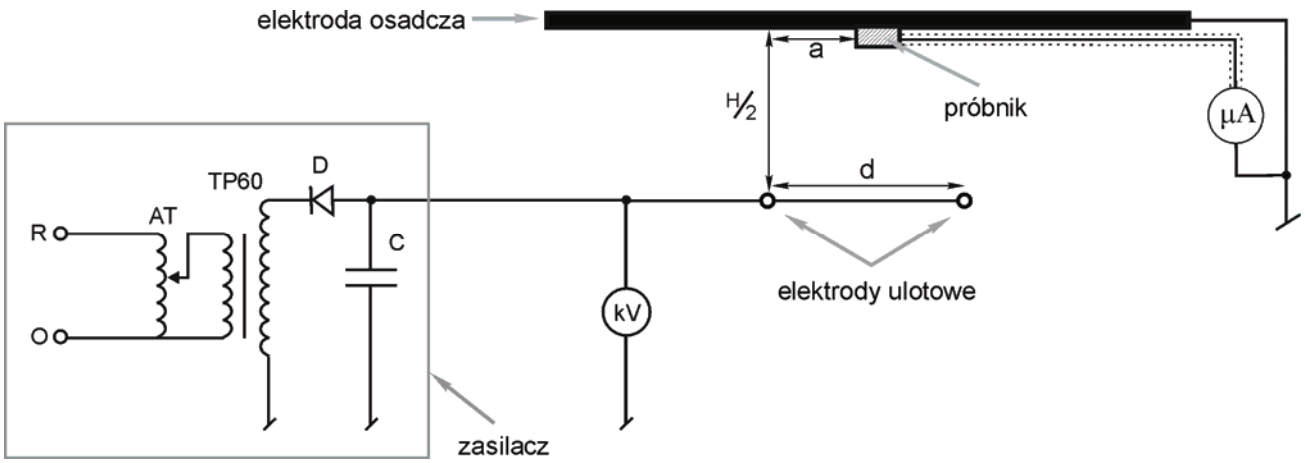
Słowa kluczowe: elektrofiltracja, ulot, gęstość prądu, ładunek.
Keywords: electrofiltration, corona effect, current density, charge.

Wstęp

Elektrofiltry jako urządzenia o szczególnym znaczeniu dla ochrony środowiska i jednocześnie eksploatowane przez długie lata są systematycznie poddawane różnego rodzaju zabiegom modernizacyjnym. Polegają one często na zwiększaniu ilości komór oraz zmianie podziałki elektrofiltru w komorach wylotowych. Przy takiej modernizacji zmienia się często elektrody ulotowe, np. z taśmy kolczatki na elektrody masztowe. Rodzi się pytanie jaką konfigurację elektrod ulotowych wybrać dla modernizowanego elektrofiltru i zwiększonej podziałki aby uzyskać jak największą skuteczność odpylania spalin. W przedstawionym artykule założono, że spodziewaną dużą skuteczność elektrofiltracji osiągnie się gdy gęstość prądu na elektrodzie osadczej będzie możliwie duża i równomierna [2]. W celu weryfikacji rozkładu wektora gęstości prądu na elektrodzie osadczej oraz pozyskania informacji umożliwiającej wnioskowanie o rozkładzie obszarów, z których „spływa" najwięcej naładowanych drobin zanieczyszczeń, opracowano układ pomiarowy, który zostanie przedstawiony poniżej. Wykorzystując zaproponowany układ przeprowadzono badania rozkładu wektora gęstości prądu na modelu elektrody osadczej. Badania wykonano dla kilku konfiguracji rozmieszczenia elektrod ulotowych oraz dla różnych wartości napięcia zasilającego. Po obliczeniu konduktywności, a następnie współczynnika relaksacji przestrzeni międzyelektrodowej, otrzymane rozkłady gęstości prądu posłużyły do obliczenia rozkładu gęstości powierzchniowej ładunku na elektrodzie osadczej modelu.

Budowa układu pomiarowego

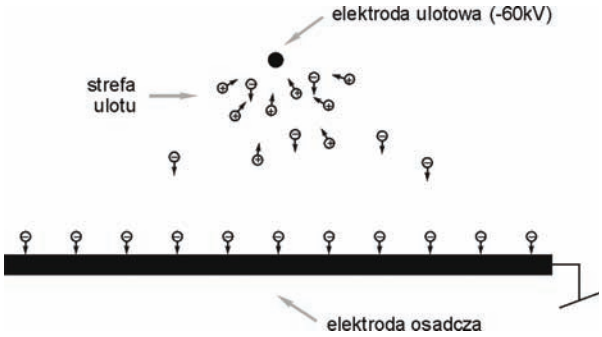
Opracowany układ pomiarowy zainstalowano wewnątrz komory modelu elektrofiltru. W komorze tej znajduje się ramka, na której są mocowane elektrody ulotowe. Możliwe jest zamontowanie wielu elektrod ulotowych o różnych kształtach i w różnej odległości między nimi. Każda z tych elektrod ma długość 45cm. Doprowadzane jest do nich napięcie stałe o wybranej biegunowości i wartości do 80kV. W odległości nie przekraczającej 60cm od elektrod ulotowych znajduje się uziemiona elektroda osadcza o wymiarach 90x70cm. Po elektrodzie osadczej przesuwa się próbnik o szerokości 2cm i wysokości 70cm – takiej samej jak wysokość elektrody osadczej. Próbnik jest to dielektryczna płytka o grubości 1mm, na którą naniesiona jest cienka warstwa miedzi. Warstwa izolacyjna ma za zadanie odizolowanie powierzchni przewodzącej próbnika od elektrody osadczej. Próbnik uziemiony jest przez mikroamperomierz i zasłaniając wycinek elektrody osadczej mierzy prąd płynący do zakrytej powierzchni. Przesuwając próbnik równolegle do elektrody osadczej można wyznaczyć rozkład wektora gęstości prądu w funkcji przesunięcia *a* (rysunek 1). Taka konstrukcja próbnika w minimalnym stopniu zniekształca rozkład pola w komorze elektrofiltru i pozwoliła na uzyskanie charakterystyk zgodnych z założeniami teoretycznymi [2]. Schemat układu pomiarowego przedstawia rysunek 1.



Rys.1. Schemat układu pomiarowego

Badanie układu z jedną elektrodą ulotową

W układzie tym elektroda ulotowa jest drutem o średnicy 0,65mm. Doprowadzono do niej napięcie stałe o biegunowości ujemnej i wartości 60kV. Odległość między elektrodą ulotową a osadczą (H/2) wynosi 15cm. Przy takiej konfiguracji elektrod napięcie -60kV jest zbliżone do napięcia przebicia tego układu [3]. Zdecydowanie przekroczone zostało napięcie początkowe wyładowania ulotowego. W pobliżu elektrody ulotowej, w tak zwanej strefie ulotu, zachodzi intensywna jonizacja – przede wszystkim zderzeniowa. Powstają jony dodatnie i elektrony. Jony dodatnie poruszają się w kierunku ujemnej elektrody ulotowej, natomiast elektrony zmierzają w kierunku uziemionej elektrody osadczej [2]. Dokładne wyznaczenie rozkładu ładunku w przestrzeni międzyelektrodowej, zarówno teoretycznie jak i pomiarowo, jest bardzo trudne [1]. W referacie skoncentrowano się jedynie na obszarze w pobliżu elektrody osadczej, zakładając, że w obszarze tym nie zachodzi już proces jonizacji i występują tam jedynie elektrony wytworzone w strefie ulotu. Spodziewany rozkład ładunków w komorze elektrofiltru przedstawia rysunek 2.



Rys.2. Spodziewany rozkład ładunków w komorze elektrofiltru

O przebiegu zjawisk, które obserwuje się w komorze elektrofiltru decyduje rozkład pola elektrycznego wymuszonego przez znajdujące się pod napięciem eletkrody ulotowe oraz uziemioną elektrodę osadczą. Rozkład ten opisują równania:

$$\nabla^2\varphi(r) = -\frac{\rho(r)}{\varepsilon} \quad (1)$$

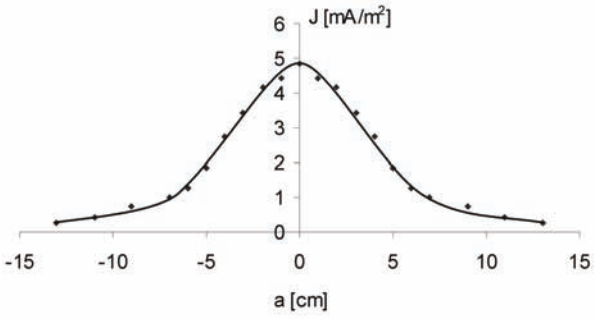
$$E(r) = -\text{grad}\,\varphi(r) \quad (2)$$

$$\text{div}D = \rho \quad (3)$$

gdzie: φ – potencjał elektryczny, ρ – gęstość objętościowa ładunku, ε – przenikalność elektryczna środowiska, E – wektor natężenia pola elektrycznego, D – wektor indukcji elektrycznej.

Wyznaczenie rozkładu potencjału elektrycznego i wektorów pola w komorze elektrofiltru umożliwiłoby przeprowadzenie wszechstronnych badań teoretycznych określających warunki optymalnej pracy elektrofiltru. Jednakże rozwiązanie równania (1) jest możliwe wówczas, gdy znany jest rozkład przestrzenny ładunku w komorze elektrofiltru. Jest to jednak wielkość w ogólności nieznana. Stąd też pozyskanie informacji o takim rozkładzie jest ważnym zadaniem badawczym.

Rysunek 3 przedstawia zmierzony rozkład gęstości prądu na elektrodzie osadczej opisywanego układu. Jak należało się spodziewać największa gęstość prądu na elektrodzie osadczej (4,86 mA/m^2) występuje w płaszczyźnie normalnej do elektrody osadczej, przechodzącej przez elektrodę ulotową. Wraz z oddalaniem się od tej płaszczyzny szybko maleje. W odległości 5cm osiąga 38% wartości maksymalnej, a w odległości 10cm wynosi już tylko 12% wartości maksymalnej.



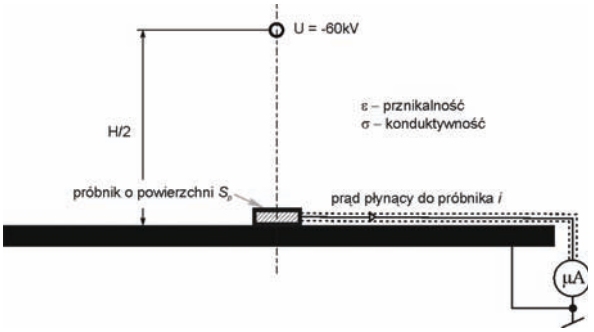
Rys.3. Rozkład gęstości prądu na elektrodzie osadczej w układzie z jedną elektrodą ulotową

Dysponując taką charakterystyką jesteśmy w stanie, stosując pewne uproszczenia, wyznaczyć również rozkład gęstości powierzchniowej ładunku na elektrodzie osadczej.

Do obliczeń konieczne jest wyznaczenie konduktywności przestrzeni międzyelektrodowej. W tym celu skorzystano z zależności

$$J = \frac{i}{S_p} = \sigma E \quad (4)$$

gdzie: i – prąd płynący do powierzchni próbnika, S_p – powierzchnia próbnika, σ – konduktywność przestrzeni międzyelektrodowej.



Rys.4. Pomiar konduktywności przestrzeni międzyelektrodowej

Kiedy próbnik znajduje się na przeciwko elektrody ulotowej (rysunek 4), to można przyjąć, że natężenie pola elektrycznego na powierzchni próbnika (równe natężeniu pola na zasłoniętej części elektrody osadczej) wynosi

$$E = \frac{U}{H/2} = \frac{60\cdot10^3\,V}{0{,}15\ m} = 400kV/m \quad (5)$$

(6)

gdzie: U – napięcie między elektrodą ulotową a osadczą, H/2 – odstęp między elektrodą ulotową a osadczą.

Gęstość prądu w tym położeniu próbnika wynosi 4,86 mA/m^2. Tak więc obliczona konduktywność ośrodka wynosi $12{,}15\cdot10^{-9}$ S/m. Do dalszych obliczeń założono, że konduktywność taką ma cały obszar między elektrodą ulotową a osadczą.

Zgodnie z równaniem

$$D = \varepsilon E \quad \rightarrow \quad E = \frac{D}{\varepsilon} \quad (6)$$

przekształcono wzór

(7) $J = \sigma E$

do postaci

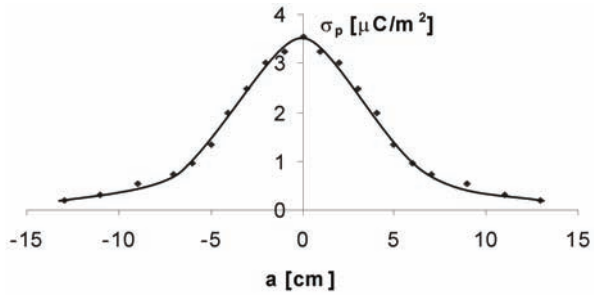
(8) $J = \frac{\sigma}{\varepsilon} D$

Komora wypełniona jest powietrzem, więc dla uproszczenia przyjęto, że $\varepsilon = \varepsilon_0$. Po dalszym przekształceniu otrzymano

(9) $D = \frac{\varepsilon_0}{\sigma} J$

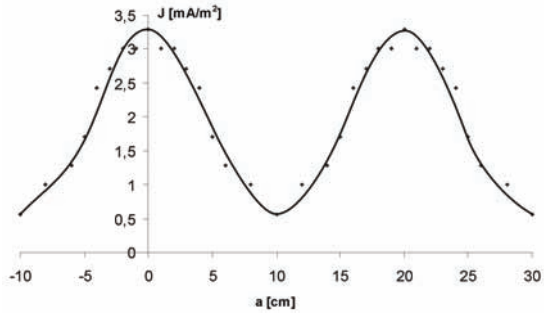
gdzie $\frac{\varepsilon}{\sigma}$ jest współczynnikiem relaksacji i wynosi dla tego układu 0,728ms.

Jako, że fizycznie wektor D jest tożsamy z gęstością powierzchniową ładunku (σ_p) otrzymano wyrażenie pozwalające na przekształcenie charakterystyki J=f(a) na rozkład gęstości powierzchniowej ładunku na elektrodzie osadczej modelu elektrofiltru σ_p=f(a). Rozkład ten przedstawia rysunek 5.



Rys.5. Rozkład gęstości powierzchniowej ładunku na elektrodzie osadczej w układzie z jedną elektrodą ulotową

Jak widać z porównania wykresów J = f(a) i σ_p = f(a) obszar na elektrodzie osadczej o największej gęstości prądu jest jednocześnie obszarem o największej gęstości powierzchniowej ładunku. Pamiętając, że w rzeczywistym układzie ładunki te spływają z naelektryzowanych drobin pyłu osiadającego na elektrodzie osadczej stwierdzić można, że miejsca o największej gęstości prądu są jednocześnie obszarami o najintensywniejszym odbiorze zanieczyszczeń, a więc i o największej skuteczności odpylania spalin [2].



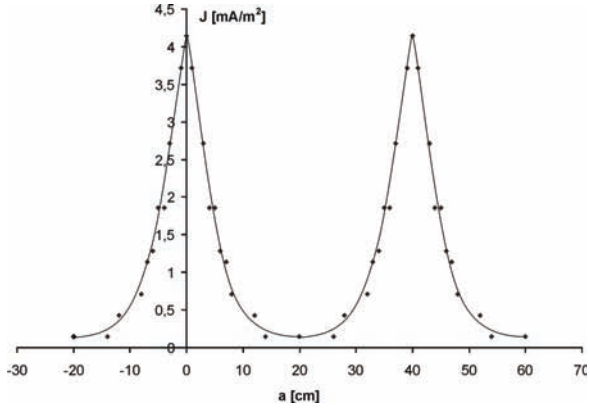
Rys.6. Rozkład gęstości prądu na elektrodzie osadczej w układzie z dwoma elektrodami ulotowymi, d = 20cm

Badanie układu z dwoma elektrodami ulotowymi

Kolejnym punktem pomiarów było badanie rozkładu gęstości prądu na elektrodzie osadczej dla układu z dwoma elektrodami ulotowymi. Pomiary przeprowadzono dla trzech przypadków odstępu między elektrodami ulotowymi: d = 10, 20 i 40cm. Wartość napięcia i odległość między elektrodą osadczą a ulotową pozostały niezmienione i wynosiły odpowiednio -60kV oraz 15cm.

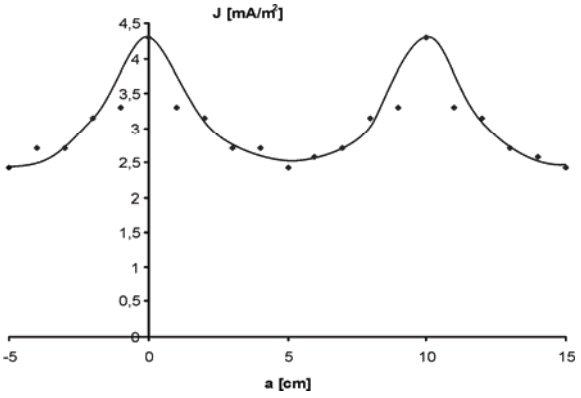
Punktem odniesienia do dalszych badań był układ z odległością między elektrodami ulotowymi wynoszącą 20cm. Na rysunku 6 łatwo można wskazać punkty na elektrodzie osadczej znajdujące się na przeciwko elektrod ulotowych. Gęstość prądu jest tam największa. Widać również wyraźnie, że na elektrodzie osadczej występuje powierzchnia na której gęstość prądu jest niewielka.

Stosując rozważania z poprzedniego rozdziału można stwierdzić, że jest to obszar w niewielkim stopniu, lub wcale niewykorzystany do elektryzacji pyłu.



Rys.7. Rozkład gęstości prądu na elektrodzie osadczej w układzie z dwoma elektrodami ulotowymi, d = 40cm

Analizując wykres J=f(a) dla przypadku kiedy odstęp między elektrodami ulotowymi wynosi 40cm (rys. 7) widzimy, że obszar w którym gęstość prądu jest praktycznie równa zeru jest znacznie większy. Natomiast w przypadku kiedy odległość między elektrodami ulotowymi wynosi 10cm (rys. 8) widzimy, że gęstość prądu w interesującym nas obszarze elektrody osadczej ma wartość nie mniejszą niż 57% wartości maksymalnej. Daje nam to podstawy do stwierdzenia, że w takim układzie elektryzowanie cząsteczek pyłu będzie zachodziła w całej objętości komory elektrofiltru z równomiernie wysoką intensywnością. Co za tym idzie mamy prawo przypuszczać, że skuteczność takiego elektrofiltru będzie wysoka.

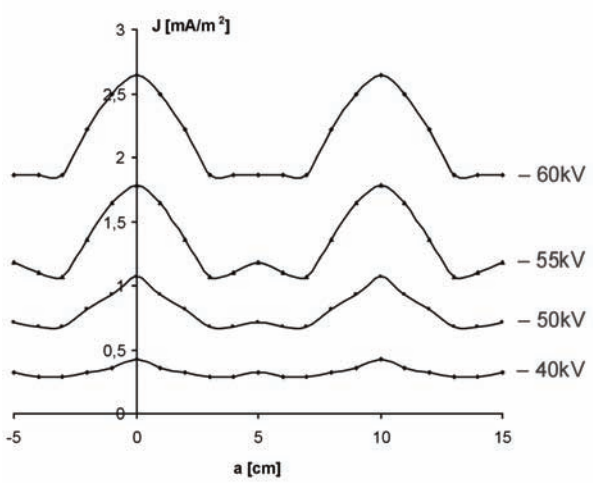


Rys.8. Rozkład gęstości prądu na elektrodzie osadczej w układzie z dwoma elektrodami ulotowymi, d = 10cm

Należy się jednak spodziewać, że zmniejszanie odległości między elektrodami ulotowymi poniżej pewnej wartości spowoduje zmniejszenie natężenia pola przy

tych elektrodach, co będzie skutkowało zmniejszeniem wartości maksymalnych gęstości prądu na elektrodzie osadczej. Można więc wnioskować, że dla każdego typu elektrod ulotowych i różnych podziałek elektrofiltru istnieje pewien optymalny układ geometryczny zapewniający maksymalny prąd przepływający w przestrzeni międzyelektrodowej i zapewniający dużą skuteczność elektrofiltracji.

Niestety w przeprowadzonych badaniach nie udało się uzyskać zakładanej monotoniczności wartości maksymalnych w rozkładach gęstości prądu. Prawdopodobnie spowodowane jest to niedoskonałością układu pomiarowego. Możliwe jest również, że wyraźne obniżenie maksimów uzyskanych rozkładów występuje przy mniejszej odległości między elektrodami ulotowymi niż 10cm. Jednakże w takim przypadku użycie próbnika o szerokości 2cm daje niezadowalającą rozdzielczość pomiarów. Z kolei zwężenie próbnika doprowadziłoby do zmniejszenia i tak już niewielkich wartości prądu płynącego do powierzchni próbnika.



Rys.9. Rozkład gęstości prądu na elektrodzie osadczej w zależności od wartości napięcia zasilającego

Badanie układu z dwoma elektrodami ulotowymi, przy różnych wartościach napięcia zasilającego

Ze względu na dążenie do utrzymania w komorze elektrofiltru wysokiej intensywności ulotu, do elektrod ulotowych doprowadza się napięcie o możliwie wysokiej wartości. Na rysunku 9 przedstawiono zależności J=f(a) dla różnych wartości napięć doprowadzonych do elektrod ulotowych. Układ pomiarowy jest identyczny jak w poprzednich badaniach, a odległość między elektrodami ulotowymi wynosi 10cm. Z wykresu wyraźnie wynika, że gęstość prądu na elektrodzie osadczej, a w domyśle gęstość ładunku na tej elektrodzie, bardzo silnie zależy od wartości napięcia zasilającego. Ze względu na bezpieczeństwo układu pomiarowego (unikanie przeskoków) badania prowadzono przy napięciu nie przekraczającym 60kV. Maksymalna zmierzona gęstość prądu przy napięciu 60kV wynosi 2,64 mA/m^2. Zmniejszenie napięcia zasilającego o 5kV powoduje spadek tej wartości aż o 33%, do 1,78 mA/m^2. Dalsze obniżanie napięcia zasilającego powoduje, że wyładowanie ulotowe w modelu komory elektrofiltru przestaje mieć charakter ciągły, co skutkuje zdecydowanym obniżeniem uzyskanych rozkładów gęstości prądu na elektrodzie osadczej.

Podsumowanie

Jak wynika z publikacji [1] przebieg ładowania mikrocząsteczek zależy m.in. od koncentracji elektronów oraz obrazu pola elektrycznego w otoczeniu tych cząsteczek. Identyczne wnioski płyną z rozważań zamieszczonych w pracy [2]. Również ten autor wskazuje na silną zależność szybkości ładowania się cząsteczek pyłu od intensywności ulotu oraz rozkładu pola wewnątrz komory elektrofiltru.

Przeprowadzone badania potwierdziły, że ilość oraz sposób rozmieszczenia elektrod ulotowych w komorze elektrofiltru oraz wartość napięcia przyłożonego do tych elektrod mają zasadniczy wpływ na gęstość ładunków znajdujących się w przestrzeni międzyelektrodowej. Z kolei od gęstości ładunków zależy szybkość elektryzowania się cząsteczek pyłu, a więc skraca się droga jaką musi przebyć taka cząsteczka aby zebrał się na jej powierzchni ładunek wystarczający do skierowania jej w stronę elektrody osadczej [1], [2].

Proponowany układ pomiarowy umożliwia dokładne pomiary rozkładu wektora gęstości prądu na elektrodzie osadczej. Pośrednio umożliwia również wyznaczanie obszarów, z których spływa największy ładunek zaabsorbowany przez drobiny pyłu. Przeprowadzenie pomiarów przy wykorzystaniu tego układu może umożliwić weryfikację zamierzeń modernizacyjnych, a w szczególności doprowadzić do optymalizacji układu pod względem efektywności wykorzystania komory elektrofiltru. W domyśle powinno doprowadzić do wzrostu skuteczności takiej komory przy jednoczesnym zmniejszeniu jej gabarytów.

LITERATURA

[1] Rawa H., *Elektryczność i magnetyzm w technice, (2001), 134-139*
[2] Lutyński J., *Elektrostatyczne odpylanie gazów,* (1965), 41-177
[3] Flisowski Z., *Technika Wysokich Napięć*, (1999), 79-88

Autor: mgr inż. Andrzej Łasica, Politechnika Warszawska, Katedra Wysokich Napięć i Aparatów Elektrycznych, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, alasica@ee.pw.edu.pl

Bożena ŁOWKIS, Edmund MOTYL

Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii

Ocena wpływu czynników środowiskowych na elektrostatyczne właściwości włóknin polipropylenowych

Streszczenie. *W pracy przedstawiono ocenę wpływu wilgotności powietrza, przy stałej temperaturze otoczenia, na elektrostatyczne właściwości włóknin polipropylenowych. Elektryzację włóknin wykonano metodą wyładowania koronowego z elektrody strunowej. Wyznaczono napięcie zastępcze elektretów przechowywanych w atmosferze o wilgotności względnej mieszczącej się w przedziale od 43 % do 100 %. Stwierdzono, że struktura materiału ma zasadniczy wpływ na napięcie zastępcze elektretu i jego zachowanie się w środowisku wilgotnym.*

Abstract*. The effect of humidity at constant temperature on electrostatic properties of polypropylene (PP) fabrics is presented. The PP fabrics were corona charged from the string. The equivalent voltage of samples was measured under humidity range from 43 % up to 100 %. It was stated that the structure of PP fabrics is the main factor affecting the equivalent voltage of PP fabrics in humid surroundings. (**The effects of environmental factors on electrostatic properties of polypropylene fabrics**).*

Słowa kluczowe: włóknina polipropylenowa, elektret, napięcie zastępcze, wilgotność,
Keywords: polypropylene fabric, electret, equivalent voltage, humidity,

Wstęp

Zanieczyszczenie środowiska naturalnego, towarzyszące postępowi technologicznemu w świecie, to wciąż jeden z głównych problemów, jakie stara się rozwiązać współczesna nauka. Szczególny nacisk położono na zmniejszenie zagrożeń spowodowanych skażeniem powietrza, dlatego też od wielu lat obszarem wnikliwych badań są filtry aerozolowe.

Pierwsze takie filtry wykorzystywały mechanizm filtracji mechanicznej, która jest skuteczna, gdy przepuszczane przez filtr cząsteczki zanieczyszczeń są porównywalne ze średnicą włókien. W następnych rozwiązaniach zastosowano materiały obdarzone ładunkiem elektrycznym- elektrety. Wykorzystano w ten sposób, obok filtracji mechanicznej, również mechanizm filtracji elektrostatycznej [1-3]. Pozwolił on na zwiększenie sprawności filtracji, gdyż możliwe było usuwanie nawet submikronowych cząsteczek.

Elektretowe filtry aerozolowe posiadają wyjątkowe właściwości będące kombinacją dużej efektywności filtrowania, małego oporu aerodynamicznego oraz względnie dużej zdolności magazynowania pyłu.

Coraz większe zapotrzebowanie na skuteczne filtry elektretowe znacznie przyczyniło się do ich rozwoju zarówno pod względem stosowanych materiałów [4], metod i parametrów elektryzacji [5-9], jak i konstrukcji [10].

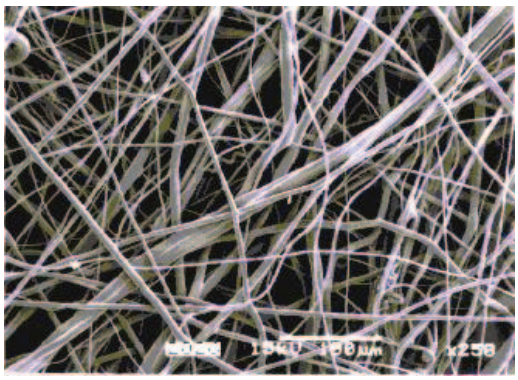
W tej pracy przedstawiono ocenę wpływu wilgotności powietrza na napięcie zastępcze elektretów z włókniny polipropylenowej. Włókninę filtracyjną wytworzono z granulatu polipropylenowego metodą pneumatotermiczną. Elektryzację włóknin wykonano w procesie technologicznym poprzez wyładowanie koronowe z elektrody strunowej. Do badań napięcia zastępczego przeznaczono elektrety przechowywane w atmosferze o wilgotności względnej mieszczącej się w przedziale od 43 % do 100 %, w temperaturze otoczenia. Obserwowano też strukturę materiału w analizującym mikroskopie skaningowym.

Przedmiot badań

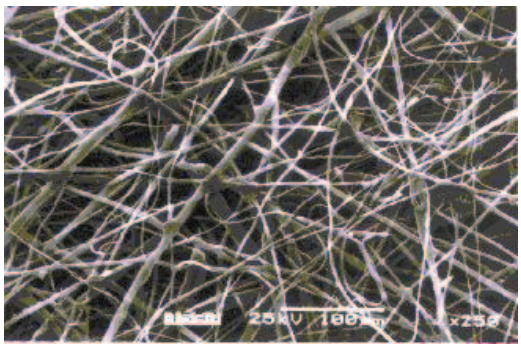
Przedmiotem badań były włókniny filtracyjne klasy P1 i P2 (wg PN/EN 143 [11] i 149 [12]), wytworzone z granulatu polipropylenowego PP TYP MALEN PF-401. Włókniny te wyprodukowano metodą pneumatotermiczną, polegającą na rozdmuchu stopionego polimeru strumieniem nagrzanego powietrza. Włóknina klasy P1 (rys.1) charakteryzuje się średnicą włókien: 3 ÷ 20 µm. Splot włókien nie zachowuje żadnej prawidłowości. Włóknina ma zbitą strukturę, a jej średnia grubość wynosi 1 mm.

Włóknina klasy P2 (rys.2) ma średnicę włókien: 0,5 ÷ 10 µm. Podobnie jak poprzednio, splot włókien nie zachowuje żadnej prawidłowości. Włóknina ma puszystą strukturę, a jej średnia grubość to 1,6 mm.

Elektryzację włóknin wykonano w procesie technologicznym metodą wyładowania koronowego z elektrody strunowej o potencjale +25 kV. Proces formowania elektretów odbywał się w normalnych warunkach atmosferycznych.



Rys. 1. Powierzchnia włókniny klasy P1, powiększenie 250 razy



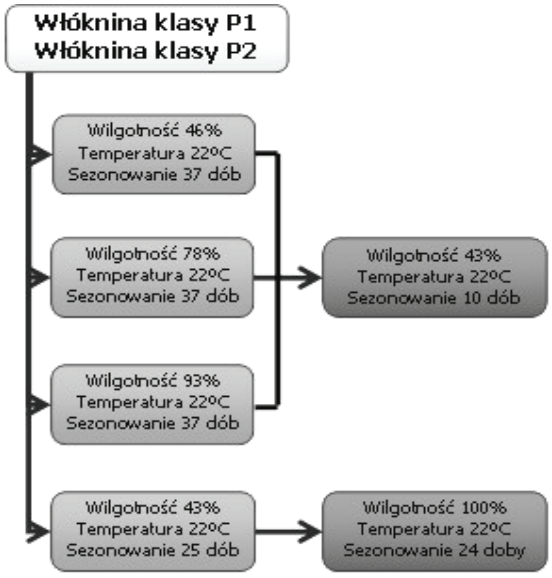
Rys. 2. Powierzchnia włókniny klasy P2, powiększenie 250 razy

Do badań przeznaczono elektrety klasy P1 i P2 przechowywane w różnych wilgotnościach względnych w temperaturze otoczenia (22 ˚C), a następnie umieszczone w normalnych warunkach atmosferycznych (wilgotność względna 43 %, temperatura 22 ˚C). Pomiarom poddano też włókniny przebywające w normalnych warunkach

atmosferycznych, a następnie – w atmosferze o wilgotności względnej 100 %.

Do wytworzenia atmosfery o wilgotności względnej 46 % zastosowano roztwór chlorku wapnia $CaCl_2$, roztwór tiosiarczanu sodowego $Na_2S_2O_3$ posłużył do otrzymania wilgotności względnej 78 %, natomiast roztwór siarczanu miedzi $CuSO_4$ wykorzystano do uzyskania wilgotności względnej 93 %. Atmosfera ponad powierzchnią wody destylowanej stanowiła środowisko o wilgotności względnej 100 %. Schemat sezonowania próbek ilustruje rysunek 3.

Badania elektretowych właściwości włóknin polipropylenowych wykonano dla wielu próbek, aby otrzymać jak najbardziej reprezentatywne rezultaty.



Rys. 3. Schemat sezonowania elektretów z włóknin polipropylenowych

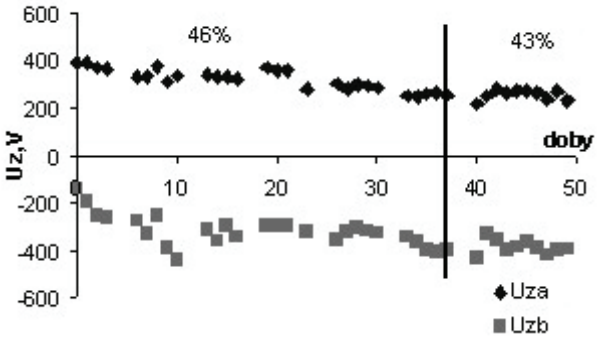
Metody badań

Jednym z głównych parametrów elektrostatycznych, charakteryzujących materiały elektretowe, jest napięcie zastępcze elektretu U_z. Do badania napięcia zastępczego wykorzystano metodę kompensacyjną [13]. Pomiary wykonano na obu powierzchniach elektretów z włóknin polipropylenowych, co 24 godziny, podczas całego cyklu sezonowania. Napięcie zastępcze od strony elektryzacji oznaczono jako U_{za}, a z przeciwnej strony jako U_{zb}. Obserwację włóknin polipropylenowych wykonano w Środowiskowym Laboratorium Mikroskopii Elektronowej Politechniki Wrocławskiej.

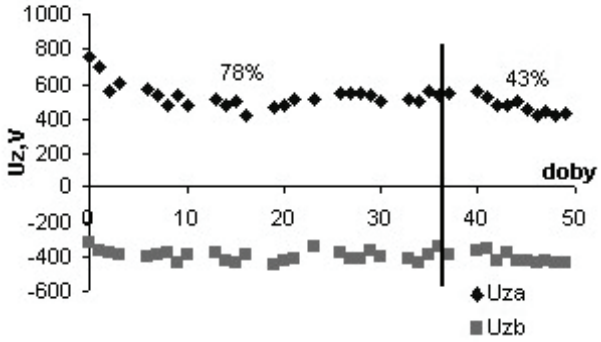
Wyniki badań

Na rysunku 4 przedstawiono zmianę napięcia zastępczego włókniny polipropylenowej klasy P1 w czasie przechowywania jej przez 37 dób w środowisku o wilgotności względnej 46 % i temperaturze 22 ˚C, a następnie przebywającej przez 10 dób w normalnych warunkach atmosferycznych (wilgotność względna 43 % i temperatura 22 ˚C).

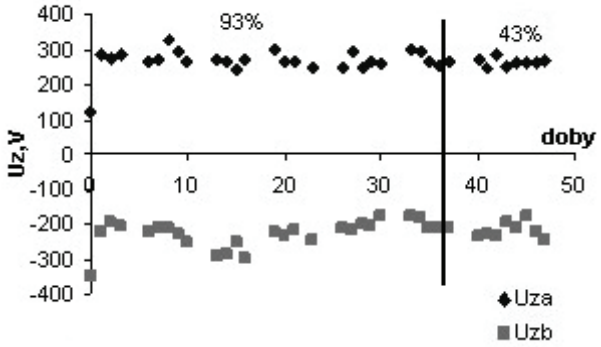
Na rysunkach 5 i 6 podano analogiczne zależności dla elektretowej włókniny P1 umieszczonej, zależnie od grupy próbek, w wilgotności względnej 78 % lub 93 %,. Na rysunku 7 pokazano zmianę napięcia zastępczego elektretu, który przez 25 dób przebywał w normalnych warunkach atmosferycznych, a następnie na 24 doby umieszczono go w wilgotności względnej równej 100%.



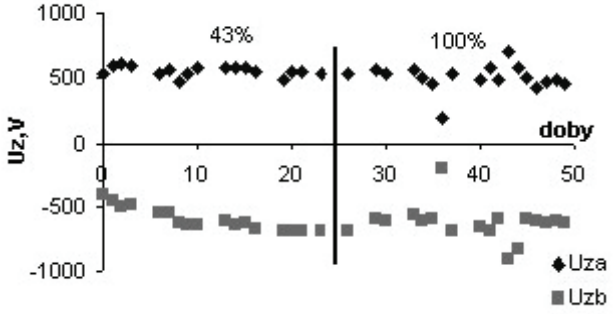
Rys. 4. Zmiana napięcia zastępczego włókniny P1 sezonowanej w atmosferze o wilgotności względnej 46 %, a następnie umieszczonej w normalnych warunkach atmosferycznych



Rys. 5. Zmiana napięcia zastępczego włókniny P1 sezonowanej w atmosferze o wilgotności względnej 78 %, a następnie umieszczonej w normalnych warunkach atmosferycznych

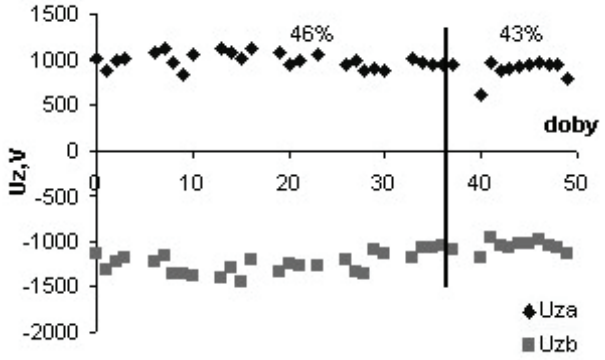


Rys. 6. Zmiana napięcia zastępczego włókniny P1 sezonowanej w atmosferze o wilgotności względnej 93 %, a następnie umieszczonej w normalnych warunkach atmosferycznych

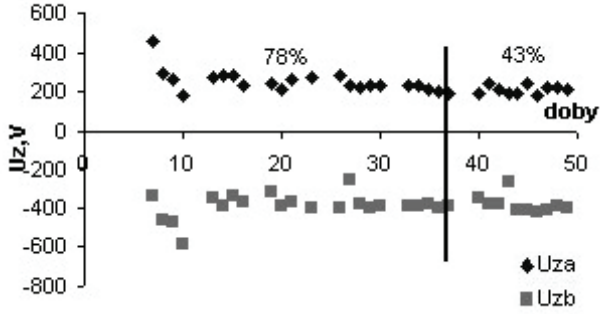


Rys. 7. Zmiana napięcia zastępczego włókniny P1 umieszczonej w w normalnych warunkach atmosferycznych, a następnie sezonowanej w atmosferze o wilgotności względnej 100 %

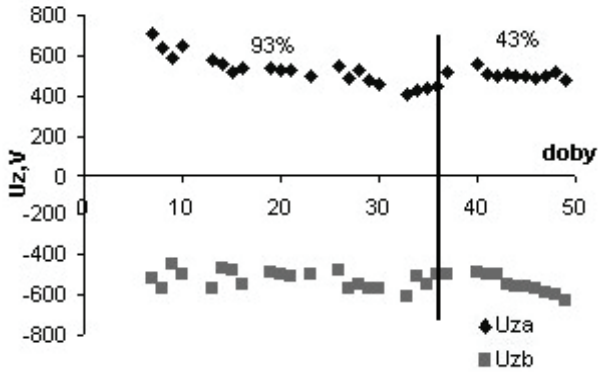
Zależność napięcia zastępczego w funkcji czasu dla elektretów z włókniny P2, sezonowanej przez 37 dób w wilgotności względnej 46 % i temperaturze 22 ˚C, a następnie umieszczonej na 10 dób w normalnych warunkach atmosferycznych (wilgotność względna 43 % i temperatura 22 ˚C), pokazano na rysunku 8. Rysunki 9 i 10 przedstawiają natomiast wpływ wilgotności względnej 78 % i 93 % na zachowanie się ładunku elektrycznego elektretów, które po 37 dobach sezonowania w atmosferze o wysokiej wilgotności, przeniesiono na 10 dób do atmosfery o niskiej wilgotności.



Rys. 8. Zmiana napięcia zastępczego włókniny P2 sezonowanej w atmosferze o wilgotności względnej 46 %, a następnie umieszczonej w normalnych warunkach atmosferycznych

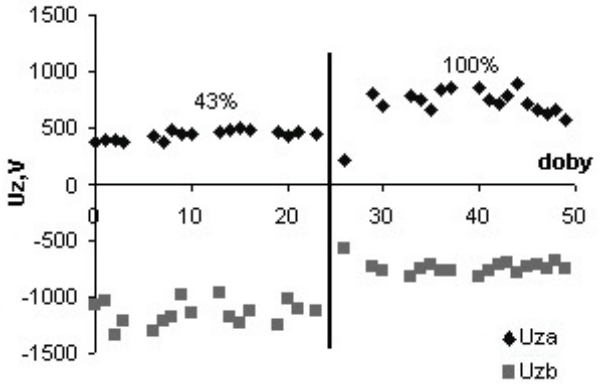


Rys. 9. Zmiana napięcia zastępczego włókniny P2 sezonowanej w atmosferze o wilgotności względnej 78 %, a następnie umieszczonej w normalnych warunkach atmosferycznych



Rys. 10. Zmiana napięcia zastępczego włókniny P2 sezonowanej w atmosferze o wilgotności względnej 93 %, a następnie umieszczonej w normalnych warunkach atmosferycznych

Do pomiarów napięcia zastępczego przeznaczono też elektrety, które przez 25 dób znajdowały się w normalnych warunkach atmosferycznych, a następnie, na 24 doby, umieszczono je w środowisku o wilgotności 100 %.



Rys. 11. Zmiana napięcia zastępczego włókniny P2 umieszczonej w normalnych warunkach atmosferycznych, a następnie sezonowanej w atmosferze o wilgotności względnej 100 %

Podsumowanie

Celem pracy była ocena wpływu wilgotności względnej powietrza na wybrane elektrostatyczne właściwości włóknin polipropylenowych stosowanych do wytwarzania filtrów i półmasek elektretowych. Analizę zagadnienia wykonano na podstawie wyników pomiarów napięcia zastępczego elektretów oraz mikroskopowych badań powierzchni włóknin w elektronowym mikroskopie skaningowym JSM 5800LU firmy JEOL.

Charakterystyki $U_z = f(t)$ dla włókniny elektretowej klasy P1, przechowywanej w wilgotności względnej 46 %, 78 %, 93 %, zależnie od grupy próbek, a następnie w normalnych warunkach atmosferycznych, przedstawiono na rysunkach 4 - 6. Porównując otrzymane wyniki badań stwierdzono, że wartość napięcia zastępczego (ładunku powierzchniowego) próbek stabilizuje się po około 10 dobach od ich wytworzenia, niezależnie od wartości wilgotności względnej, w której przebywały i niezależnie od wartości tego napięcia bezpośrednio po uformowaniu elektretu. Przeniesienie próbek do atmosfery o niższej wilgotności, nawet na dłuższy okres czasu, nie ma zasadniczego wpływu na wartość ładunku powierzchniowego.

Wartość napięcia zastępczego na powierzchni próbki od strony elektryzacji, po 10 dobach dynamicznych zmian, ustala się na poziomie 50 % - 80 % wartości wyjściowej. Ładunek powierzchniowy na przeciwnej stronie próbki wzrasta w tym samym stosunku. Takie zachowanie elektretów oznacza, że ich ładunek całkowity nie ulega zmianie.

Potwierdzona, badaniami mikroskopowymi, niejednorodna struktura materiału klasy P1 (rys. 1), jest przyczyną braku powtarzalności formowanych elektretów. Napięcia powierzchniowe przyjmują wartości od kilkuset do 1000 V.

Przebieg charakterystyki $U_z = f(t)$ dla włókniny polipropylenowej klasy P1, przechowywanej w normalnych warunkach atmosferycznych przez 25 dób, a następnie umieszczonej w środowisku o wilgotności względnej 100 % (rys.7) wskazuje, że w proces reorganizacji ładunku jest krótszy, i nie przekracza 5 dób. Umieszczenie elektretu w środowisku o wilgotności względnej 100 % nie powoduje istotnych zmian w przebiegu zależności $U_z = f(t)$, co oznacza, że ładunek nie jest kompensowany przez polarne cząsteczki wody.

Zależność napięcia zastępczego w funkcji czasu dla elektretów z włókniny P2, sezonowanej przez 37 dób w wilgotności względnej 46 % i temperaturze 22 ˚C, a następnie umieszczonej na 10 dób w normalnych warunkach atmosferycznych pokazano na rysunku 8.

Rysunki 9 i 10 przedstawiają natomiast wpływ wilgotności względnej 78 % i 93 % na zachowanie się ładunku elektrycznego w funkcji czasu. Wynika z nich, że wartość wilgotności nie ma zasadniczego wpływu na charakter zmian napięcia zastępczego elektretu w funkcji czasu. Podobnie jak w przypadku włókniny P1, niejednorodna struktura materiału klasy P2 (rys. 2) jest przyczyną braku powtarzalności elektrostatycznych parametrów formowanych elektretów. Napięcia zastępcze, po elektryzacji, są wyższe niż dla elektretów z włókniny P1, i często przyjmują wartości przekraczające 1000 V. W przypadku takich elektretów (rys. 8) w zasadzie nie obserwuje się zmian ładunku elektrycznego w funkcji czasu sezonowania, nawet jeśli wilgotność wzrośnie do 93 %.

Elektretowa włóknina P2, bardzo stabilnie zachowuje się w otoczeniu o wilgotności względnej 43 % (rys. 11), nawet jeśli jej napięcie zastępcze nie przekracza 1000 V. Środowisko o wilgotności względnej 100 % powoduje skokową zmianę napięcia zastępczego po obu stronach elektretu, po czym utrzymuje się ono na niezmienionym poziomie. Na podstawie badań wykonanych na wielu próbkach oraz przytoczonych w tej pracy zależności $U_z = f(t)$, (rys. 8 i rys. 11) wynika, że największą stabilność elektrostatycznych parametrów włókniny P2 uzyskuje się przy przechowywaniu jej w wilgotności nie przekraczającej 50 %.

Na podstawie przedstawionych w tej pracy badań wynika, że:

-napięcie zastępcze włókniny filtracyjnej, formowanej ulotem wysokiego napięcia, zależy od struktury materiału,

-wpływ wilgotności na wartość ładunku elektrycznego elektretu jest funkcją struktury włókniny,

-wartość wilgotności nie ma zasadniczego wpływu na charakter zmian napięcia zastępczego elektretu w funkcji czasu,

-zasadniczy wpływ na zachowanie się włókniny w środowisku wilgotnym ma jej struktura oraz proces reorganizacji ładunku w objętości elektretu,

-polipropylen, należący do grupy poliolefin, zawierający jako podstawniki chlorowce, grupy alkilowe lub aromatyczne, zachowuje ładunek elektryczny nawet w atmosferze o dużej wilgotności.

Praca została wykonana w ramach badań statutowych finansowanych przez MNiI.

LITERATURA

[1] van Turnhout J.,van Bachove C., van Veldhuizen J., Electret Fibres for High-Efficiency Filtration of Polluted Gases, Sonderdruck aus *Staub-Reinhaltung der Luft*, 36 (1976), n.1, 36-39

[2] van Turnhout J., Albers J.H., Hoeneveld W.J., Adams J.W., van Rossen L.M., Non-Woven Electret Fibre : a New Filtering Medium of High Efficiency, *Inst. Phys. Conf. Ser.* No. 48 (1979), 337-349

[3] van Turnhout J., Droppert P. J., Wubbenhorst M., PP-Based Blends for Electret Filters – an Appraisal, *VIII International Symposium of Electrets,* Paris, (1994), 961-966

[4] Gharieni S., Fissan H., A New Generation of Membrane Filters, *J. Aerosol Sci.,* 21 (1990), 693-696

[5] Łowkis B., Motyl E., Electret Properties of Polypropylene Fabrics, *J. Electrostatics*,.51-52, (2001), 232-238

[6] Kisiel A., Łowkis B., Paradowska A., Wpływ procesu elektryzacji na właściwości filtracyjne włóknin polimerowych, *Przegląd Elektrotechniczny*, 78 (2002), nr 10, 159-162

[7] Kisiel A., Łowkis B., Rola parametrów technologicznych w procesie otrzymywania elektretowych włóknin filtracyjnych, *Przegląd Elektrotechniczny*, 2 (2004), nr 1, 114-116

[8] Kisiel A., Łowkis B., Wpływ warunków elektryzacji na czas życia elektretowych włóknin polipropylenowych, *Przegląd Elektrotechniczny*, 2 (2004), nr 1, 117-119

[9] Shepelev A.D., Rykunov V.A., Polymeric Fiber Materials for Fine Cleaning of Gases, *J. Aerosol S*ci., 26 (1995), 919-920

[10] Brown R.C., Wake D., Smith P.A., An Electrically Augmented Filter Made from Conducting and Dielectric Fibres, *J. Electrostatics*, 33 (1994), 393-412

[11] POLSKA NORMA PN/EN 143 - *Sprzęt ochrony układu oddechowego FILTRY*

[12] POLSKA NORMA PN/EN 149 - *Sprzęt ochrony układu oddechowego* PÓŁMASKI FILTRUJĄCE

[13] Hilczer B., Małecki J., *Elektrety i piezopolimery*, PWN, Warszawa 1992

***Autorzy**: dr inż. Bożena Łowkis, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, Wyb. Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: bozena.lowkis@pwr.wroc.pl;*
dr hab. inż. Edmund Motyl, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, Wyb. Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: edmund.motyl@pwr.wroc.pl;

Grzegorz MALITOWSKI

Politechnika Śląska, Instytut Elektroenergetyki i Sterowania Układów

Analiza powtarzalności wyników pomiarów wyładowań niezupełnych w wybranych układach pomiarowych

Streszczenie. *W artykule przedstawiono sposób modelowania wtrącin gazowych przyelektrodowych dokonywanego w celach ich identyfikacji, z wykorzystaniem elektrycznej metody pomiarów wyładowań niezupełnych (wnz). Analiza danych pomiarowych oparta jest na parametrach statystycznych obliczanych na podstawie wybranych rozkładów fazowych i intensywności wnz. Wykorzystano aplikację komputerową o nazwie TEAS, umożliwiającą klasyfikację danych pomiarowych z wykorzystaniem wcześniej utworzonej bazy odcisków wnz.*

Abstract*. The modeling of samples containing electrode bounded cavities for recognition of selected defects is presented in the paper. The measurements are proceeded with ultra wide band discharge analyzer. The analysis is based on statistical evaluation of partial discharge distributions and other quantities. The computer-aided recognition is used for classification of collected data. (**The analysis of partial discharge measurements repetition in selected measuring systems**).*

Słowa kluczowe: wyładowania niezupełne, wnz, odcisk wnz, defekty przyelektrodowe
Keywords: partial discharge, PD, fingerprint, electrode-bounded cavity

Wstęp

Badania przeprowadzono z wykorzystaniem elektrycznej metody pomiarów wyładowań niezupełnych (wnz). Pomiary wykonano przy użyciu specjalistycznego skomputeryzowanego detektora wnz typu TE-571, firmy Haefely Trench. Detektor może pracować w dwóch trybach: standard i analiza. W trybie standard rejestrowane są podstawowe wielkości związane z wnz, natomiast tryb analiza umożliwia przetwarzanie zarejestrowanych danych; na ich podstawie tworzonych jest ponad 20 rozkładów fazowych, amplitudowych oraz przebiegów czasowych [1]. Przetworzone w ten sposób dane pomiarowe niosą obszerną ilość informacji dotyczących zjawisk Zachodzących w układzie badanym, jednak identyfikacja defektów izolacyjnych na podstawie ich wzrokowej oceny jest złożonym zadaniem i wymaga dużego doświadczenia diagnosty.

Do celów identyfikacji możliwe jest wprowadzenie parametrów statystycznych rozkładów fazowych oraz intensywności wnz. Dalsza analiza wyników przeprowadzona jest głównie na podstawie parametrów statystycznych wybranych rozkładów fazowych i intensywności mierzonych wielkości [2]:

- rozkładów fazowych maksymalnej wartości ładunku pozornego wyładowań Hqmax(φ);
- rozkładów fazowych średniej wartości ładunku pozornego wyładowań Hqn(φ);
- rozkładów fazowych liczby wyładowań Hn(φ);
- rozkładów intensywności wyładowań zależnie od ładunku H(q) i energii wyładowań H(p).

Do celów analizy danych pomiarowych wybrano następujące parametry statystyczne rozkładów wnz [3, 4]:

- współczynnik asymetrii fazy (Φ) obliczany dla rozkładów fazowych Hqmax(φ), Hqn(φ) i Hn(φ)

$$\Phi = \frac{\varphi_i^-}{\varphi_i^+} \tag{1}$$

gdzie: φ_i^-, φ_i^+ - kąty fazowe napięcia zapłonu wnz (odpowiednio w ujemnej i dodatniej połówce okresu);

- współczynnik korelacji (cc) rozkładów Hqmax(φ), Hqn(φ) i Hn(φ)

$$cc = \frac{\sum xy - \sum x \sum y / n}{\sqrt{\left[\sum x^2 - \left(\sum x\right)^2 / n\right]\left[\sum y^2 - \left(\sum y\right)^2 / n\right]}} \tag{2}$$

gdzie: x, y – średnie wartości wielkości dla dodatniej i ujemnej połówki okresu, n – liczba półokresów;

- współczynnik skośności (Sk) rozkładów Hqmax(φ), Hqn(φ), Hn(φ), H(q) i H(p) obliczany dla każdej połówki okresu osobno

$$Sk = \frac{\sum \left(x_i - \mu\right)^3 P_i}{\sigma^3}, \tag{3}$$

gdzie: x_i, μ - wartości chwilowa i średnia rozważanej wielkości, P_i – prawdopodobieństwo, σ - odchylenie standardowe;

- współczynnik skupienia (Ku) rozkładów Hqmax(φ), Hqn(φ), Hn(φ), H(q) i H(p) obliczany dla każdej połówki okresu osobno

$$Ku = \frac{\sum \left(x_i - \mu\right)^4 P_i}{\sigma^4} - 3, \tag{4}$$

- współczynnik określający liczbę maksimów (peaks) w rozkładach Hqmax(φ), Hqn(φ) i Hn(φ).

Program diagnostyczny TEAS [1]

W skład pakietu oprogramowania detektora TE-571 wchodzi aplikacja o nazwie TEAS, która generuje wyżej opisane parametry statystyczne na podstawie rozkładów zarejestrowanych wnz w. Tworzony jest tzw. „odcisk wnz", na który składa się zbiór 29 parametrów statystycznych.

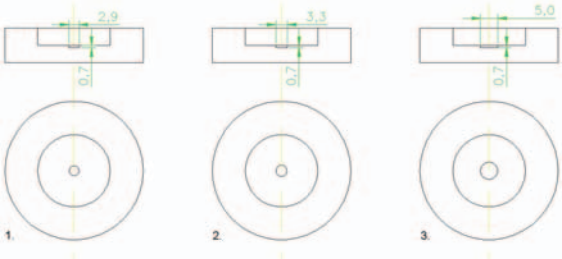
Działanie TEAS polega na porównaniu wygenerowanych odcisków z odciskami znajdującymi się w bazie danych. W efekcie końcowym użytkownik uzyskuje wynik określający procentową zgodność odcisku pomiarowego z poszczególnymi elementami bazy. Oprogramowanie wyposażone jest w przykładową bazę wzorcową, ale umożliwia również tworzenie dodatkowych baz użytkownika. Tą ostatnią opcję wykorzystano w celu weryfikacji powtarzalności wyników pomiarów.

Układ pomiarowy

Dobór odpowiednich próbek i rodzaju elektrod w celu stworzenia wzorców defektów izolacyjnych z wykorzystaniem metody pomiarów wnz jest złożonym zadaniem. Główne problemy w tym zakresie to:

- wykonanie próbki nie zawierającej innych defektów,
- uzyskanie dużej gładkości powierzchni próbki,
- dobór kształtu próbki w miejscu styku z elektrodą,
- dobór właściwego kształtu elektrod i sposobu ich mocowania.

Do pomiarów wybrano trzy próbki z defektami przyelektrodowymi w kształcie walca umieszczonymi osiowo – rysunek 1. Wymiary próbek zestawiono w tabeli 1.

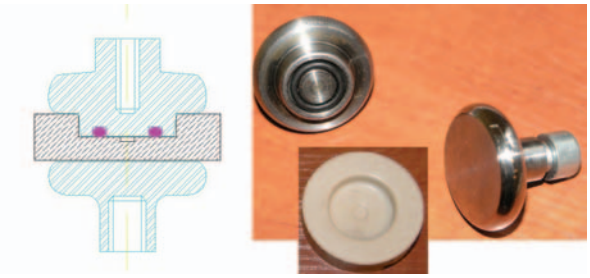


Rys. 1. Kształt próbek z defektami przyelektrodowymi

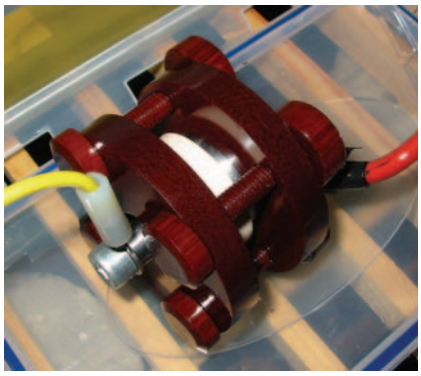
Tabela 1. Wymiary próbek

Numer próbki:	1	2	3
Średnica defektu [mm]	2,9	3,3	5,0
Głębokość defektu [mm]	0,7		
Średnica zewnętrzna próbki [mm]	40,0		
Odstęp między elektrodami [mm]	5,0		

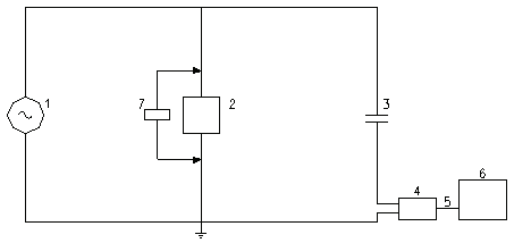
Elektrody instalowane przy defektach mają zagłębienia na uszczelki (rys. 2), ponieważ układy badane są w oleju elektroizolacyjnym. W celu zapewnienia odpowiedniego przylegania elektrod do powierzchni dielektryka i właściwego uszczelnienia zastosowano uchwyt wykonany z tekstolitu umożliwiający stały docisk elektrod (rys. 3).



Rys. 2. Kształt i układ elektrod



Rys. 3. Sposób mocowania układów badanych



Rys. 4. Schemat układu pomiarowego: 1 – transformator probierczy, 2 – obiekt badany, 3 – kondensator, 4 – czwórnik sprzęgający, 5 – przewód łączący (ekranowany), 6 - detektor TE-571, 7 – kalibrator KAL 451

Wszystkie pomiary dokonywano w układzie, którego schemat pokazany jest na rysunku 4. Należy podkreślić, że układ zasilany jest poprzez transformator separujący i umieszczony w klatce Faraday'a (z niezależnym systemem uziemienia).

Plan pomiarów i przetwarzanie danych

Do badań wykorzystano trzy różne próbki, wykonane w dwóch wariantach: z defektem znajdującym się po stronie elektrody wysokiego napięcia (HV), bądź po stronie elektrody uziemionej (LV). Pomiary przeprowadzano przy napięciu równym 110% wartości napięcia przy którym następował zapłon wyładowań w poszczególnych układach.

Dla potrzeb weryfikacji, czy faktycznie mierzone są wnz w modelowanym defekcie, przeprowadzono pomiary dla każdej próbki z defektem wypełnionym olejem.

Czas każdego pomiaru ustalono na 20 min. i podzielono na cztery przedziały rejestracji po 5 min. każdy. Na podstawie zarejestrowanych danych z jednego cyklu pomiarowego wygenerowano cztery zestawy parametrów statystycznych, uzyskując 4 odciski wnz. Każdy z układów badanych poddano 15 cyklom pomiarowym, uzyskując w sumie 90 zestawów odcisków wnz.

W celu sprawdzenia powtarzalności wyników dane podzielono na dwie grupy:

1) wzorcowe odciski wnz, pochodzące z pierwszych 10 cykli pomiarowych każdego z układów,
2) sprawdzające odciski wnz – pochodzące z pozostałych 5 cykli pomiarowych każdego z układów.

Z uwagi na zbliżony kształt defektów we wszystkich próbkach, zdecydowano się na sprawdzenie (w każdym z cykli pomiarów testujących) w jakim stopniu program TEAS:

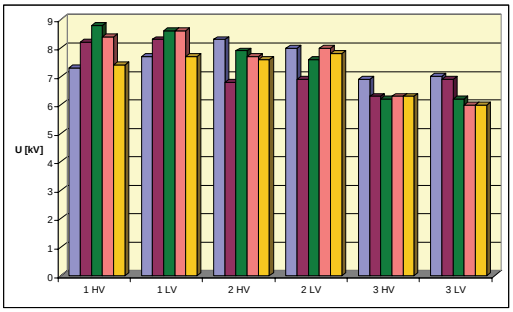
a) rozpozna dane testujące jako pochodzące od wyładowań wewnętrznych przyelektrodowych,
b) zidentyfikuje umiejscowienie defektu po stronie elektrody HV lub LV.

Tak postawione zadanie wymagało utworzenia dwóch baz danych wzorcowych dla aplikacji TEAS. Na obie bazy składały się wszystkie odciski wzorcowe, z tą jednak różnicą, że - w celu identyfikacji położenia defektu - dane w bazie drugiej podzielono na pochodzące od defektów umiejscowionych po stronie elektrody HV lub LV.

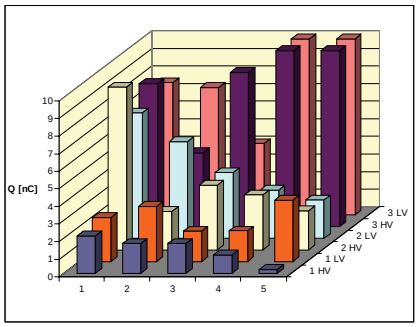
Wyniki

W celu uzyskania przejrzystości prezentacji wyników wprowadzono skrótowe oznaczenia układów badanych posługując się numerem próbki i umiejscowieniem defektu w poszczególnych układach; np. „2 HV" oznacza próbkę nr 2 z defektem umiejscowionym po stronie elektrody wysokiego napięcia.

Zapłon wyładowań niezupełnych w badanych próbkach następował przy różnych poziomach napięcia. Widoczna jest tendencja do zmniejszania się wartości napięcia zapłonu wraz ze wzrostem rozmiarów geometrycznych modelowanego defektu (rys. 5).



Rys. 5. Wartości napięć dla wszystkich układów badanych w pięciu seriach pomiarowych (grupa danych testujących)

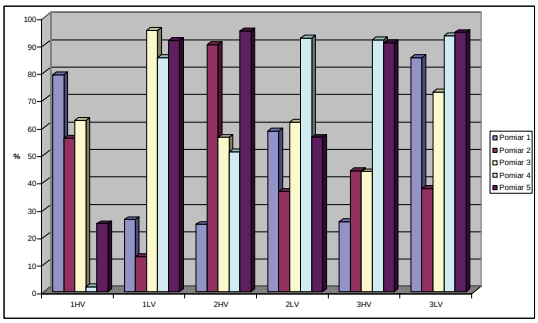


Rys. 6. Wartości średnie ładunku dla wszystkich układów badanych w pięciu seriach pomiarowych (grupa danych testujących)

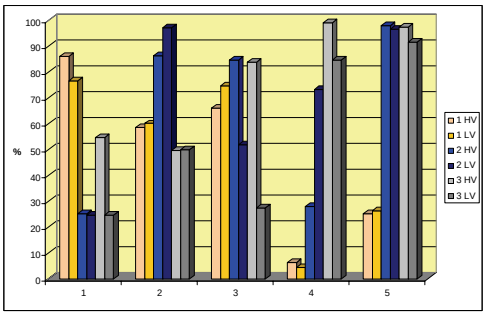
Odwrotną zależność obserwuje się w przypadku średniego poziomu ładunku pozornego, który rośnie ze wzrostem rozmiarów defektu (rys. 6).

Ładunek zarejestrowany przy pomiarach z defektami wypełnionymi olejem nie przekraczał wartości 1 pC przy napięciu wynoszącym 9 kV. Odnosząc tę wartość do poziomu ładunku występującego przy właściwych pomiarach (rys. 6) można stwierdzić, że rejestrowane wnz występowały w defektach modelowanych, a nie poza nimi.

Procentowa zgodność danych testujących z wzorami odcisków wnz w defektach przyelektrodowych przedstawiona jest na rysunku 7. Jest to efekt identyfikacji przeprowadzonej z wykorzystaniem aplikacji TEAS i bazy danych zawierającej wszystkie odciski wzorcowe. Próbka nr 1, w zestawieniu z pozostałymi, wykazuje największy rozrzut identyfikacji. Przyczyną mogą być stosunkowo małe wymiary geometryczne defektu. W trakcie pomiarów wykonywanych na tej próbce wyładowania „paliły się" najmniej stabilnie (czasami nawet gasły, co wiązało się z koniecznością powtórzenia pomiaru).

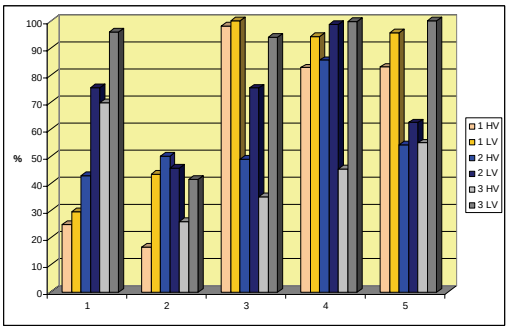


Rys. 7. Procentowa zgodność z wzorami odcisków wyładowań w defektach przyelektrodowych



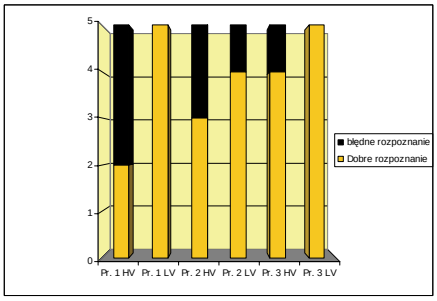
Rys. 8. Procentowa zgodność danych testujących z wzorami odcisków wnz dla defektów umiejscowionych po stronie elektrody WN

Wykorzystując drugą stworzoną bazę odcisków wnz, określono procentową zgodność wyników z wzorami odcisków odpowiadającymi umiejscowieniu defektu po stronie elektrody wysokonapięciowej, bądź po stronie elektrody uziemionej (rys. 8, 9). Należy podkreślić, że identyfikacja umiejscowienia defektu jest utrudniona z uwagi na cechy wspólne wyładowań występujących w tych dwóch przypadkach. Stąd na ogół różnice między procentową zgodnością w poszczególnych układach są nieznaczne. Obserwuje się wyraźny spadek błędnych identyfikacji umiejscowienia defektu wraz ze wzrostem wymiarów geometrycznych defektu.



Rys. 9. Procentowa zgodność danych testujących z wzorami odcisków wnz dla defektów umiejscowionych po stronie elektrody uziemionej

Dla 30 zarejestrowanych cykli danych testujących rozpoznanie umiejscowienia defektu nie powiodło się 7-krotnie, co stanowi 23% błędnych lokalizacji (rys. 10).



Rys. 10. Zestawienie graficzne dobrych i błędnych lokalizacji umiejscowienia defektu

Podsumowanie

Warunkiem właściwego modelowania defektów izolacyjnych przyelektrodowych są detale jakościowe w zakresie wykonania elektrod i próbek oraz sposób kondycjonowania układu.

Uzyskane tło o niskim poziomie ładunku – próby wykonane z defektami całkowicie wypełnionymi olejem – pozwala stwierdzić, że rejestrowane wnz występują w defektach modelowanych, a nie poza nimi.

Aplikacja TEAS oraz utworzone bazy wzorcowe odcisków wnz wykazują powtarzalność pomiarów w zastosowanych układach modelowych, ale identyfikacja nie zawsze jest jednak jednoznaczna. W celu uzyskania lepszego rozpoznawania defektów izolacyjnych na podstawie parametrów statystycznych wybranych rozkładów wnz uzasadnionym wydaje się zastosowanie techniki sztucznych sieci neuronowych.

LITERATURA

[1] Partial Discharge Detector Type TE 571 – Operation Manual, *Tettex Instruments v. 4.0* (2000)

[2] Florkowska B., Wyładowania niezupełne w układach izolacyjnych wysokiego napięcia – analiza mechanizmów, form i obrazów, *PAN-IPPT, Warszawa*, 1997

[3] Gulski E., Kreuger F.H., Computer-aided recognition of Discharge Sources, *IEEE Trans. on Electrical Insulation*, vol. 27 (1992), 82-92

[4] Mosiński F., Metody statystyczne w technice wysokich napięć, *Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej*, Łódź (1995)

***Autor**: mgr inż. Grzegorz Malitowski, Politechnika Śląska, Instytut Elektroenergetyki i Sterowania Układów, ul. Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice, E-mail: grzegorz.malitowski@polsl.pl*

January Lech MIKULSKI, Marcin Maciej MACKIEWICZ

Instytut Energetyki, Warszawa

Wpływ niestandardowych udarów napięciowych piorunowych na wytrzymałość izolacji linii i stacji wysokich napięć

Streszczenie. *W pracy uzasadniono potrzebę badań nad wytrzymałością izolacji linii i stacji wysokich napięć przy niestandardowych napięciach piorunowych udarowych. Przedstawiono uzyskane wyniki badań pierwszych serii dotyczą izolacji sieci 220-400 kV*

Abstract. *In work requirement of research reasonable over withstand of insulation of lines and stations at non-standard lightning voltage impulses. The article present results of research of first series concern isolation network 220-400 kV. (**The influence of non-standard lightning voltage impulses on withstand voltage lines and stations**)*

Słowa kluczowe: izolacja, wytrzymałość udarowa, niestandardowe udary napięciowe piorunowe.
Keywords: Insulation, lightning withstand, non-standard lightning impulse.

Wstęp

We współczesnych metodach koordynacji izolacji [1,2] jako napięcia probiercze reprezentatywne dla przepięć udarowych piorunowych przyjmuje się udary o kształcie 1,2/50 μs. Jednak w świetle współczesnych badań i analiz [3] czas trwania czoła typowego udaru wywołanego uderzeniem pioruna w obiekty energetyczne wysokiego napięcia jest związany z parametrami czasowymi prądu pioruna i wynosi zazwyczaj kilka μs. Również czas do półszczytu najczęściej występujących udarów wynikających z wyładowań atmosferycznych jest inny niż wartość standardowa.

Fragmentaryczne badania przeprowadzone w Instytucie Energetyki i w innych laboratoriach zagranicznych [4] pokazały, że wytrzymałość podstawowych układów izolacyjnych linii i stacji 110 – 400 kV przy napięciach piorunowych o nieznormalizowanych kształtach (innych niż 1,2/50 μs) jest zdecydowanie niższa. Natomiast zmiana czasu do półszczytu udarów piorunowych w zakresie od 30 do 90 μs wpływa tylko w niewielkim stopniu na tę wytrzymałość.

Odwzorowanie rzeczywistych narażeń piorunowych

W sieciach o napięciach $U_n \geq 110$ kV jako zasadę stosuje się ochronę od bezpośrednich wyładowań piorunowych. W liniach napowietrznych instaluje się przewody odgromowe, natomiast na stacjach są to zwody.

Rzeczywiste narażenia napięciowe piorunowe w sieciach 110 – 400 kV są zatem związane z:

- uderzeniami piorunów w konstrukcje wsporcze np.: słupy lub w ich pobliże i wystąpieniem przeskoków odwrotnych na izolacji,
- bocznymi uderzeniami piorunów w przewody fazowe sieci.

Narażenia te następnie rozchodzą się w sieci w postaci fal wędrownych. Kształty narażeń napięciowych piorunowych z reguły odwzorowują parametry czasowe wyładowań piorunowych, a jak wynika ze współczesnych danych literaturowych [3] czasy narastania prądów piorunowych są najczęściej około 4,0 ... 5,5 μs. Ponadto narastanie narażeń napięciowych związanych z uderzeniami piorunów w sieci wysokiego napięcia odbywa się przy udziale oscylacji związanych bądź to ze składową indukcyjną przy przepływie prądu pioruna przez konstrukcje wsporcze przy przeskokach odwrotnych albo z powstaniem ulotu podczas przemieszczania się fali napięciowej narażenia wzdłuż sieci. W artykule przedstawiono wyniki badań rzeczywistych układów izolacyjnych sieci 220 – 400 kV przy udarach piorunowych aperiodycznych:

- o czasie narastania czoła udarów od 0,9 do 12 μs,
- o czasie do półszczytu w zakresie od 30 do 90 μs.

Dalsze badania dotyczące wytrzymałości izolacji tych układów przy:

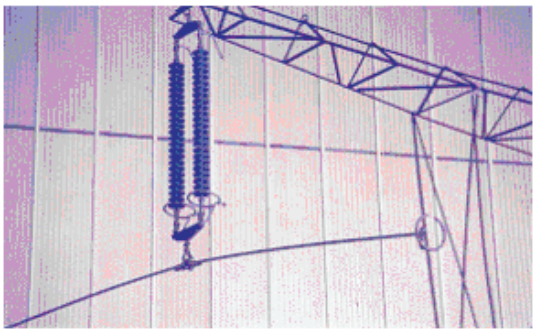
- udarach probierczych z nałożonymi oscylacjami,
- udarach o znacznej stromości,

są aktualnie wykonywane.

Opis wybranych obiektów badań

Badania przeprowadzono na trzech niżej opisanych układach izolacyjnych:

- Podwójny łańcuch przelotowy ŁP2 – 220 izolatorów kompozytowych firmy RODURFLEX typu CS 225 CC. Układ przedstawiono na rys.1. Napięcie udarowe doprowadzono do przewodu roboczego, który został zaimitowany metalową rurą o odpowiedniej długości zakończoną pierścieniami po obu stronach w celu wyeliminowanie ulotu z jej końców. Średnica rury wynosiła 25 mm. Konstrukcja słupa została odwzorowana według rzeczywistych rozmiarów została uziemiona. Izolatory wyposażono w osprzęt ochronny: pierścienie i rożki w celu uzyskania odpowiedniego rozkładu pola elektrycznego. Cały układ umieszczono na odpowiedniej wysokości symulując prawdziwe warunki eksploatacji. Droga przeskoku miedzy rożkami wynosi 1810 mm, natomiast długość izolatora to 2280 mm.



Rys.1. Podwójny łańcuch przelotowy ŁP2 – 220 izolatorów kompozytowych. Układ z imitacją słupa wysokiego napięcia

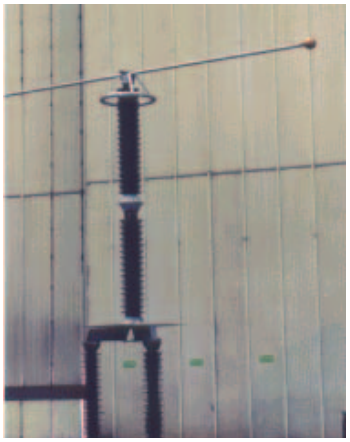
- Pojedynczy łańcuch przelotowy ŁP – 400 izolatorów kołpakowych szklanych 25xU160 firmy Sediver. Układ wraz z wiernie odwzorowaną konstrukcją słupa przedstawia rys.2. Łańcuch wyposażono w standardowy pierścień ochronny sterujący polem elektrycznym. Natomiast przewody linii wysokiego napięcia zaimitowano wiązką trójprzewodową i odwzorowano metalowymi rurami o odpowiedniej długości i średnicy. Na ich końcach umieszczono pierścienie w celu wyeliminowania ulotu z zakończeń. Badany obiekt wraz z konstrukcją słupa

umieszczono na odpowiedniej wysokości i poddano go badaniom wysokonapięciowym. Napięcie udarowe zostało doprowadzone do wiązki trójprzewodowej, konstrukcja słupa została uziemiona. Długość badanego łańcucha wynosiła 3212 mm, natomiast długość drogi przeskoku była równa 2920 mm.



Rys. 2. Łańcuch izolatorów kołpakowych szklanych ŁP - 400

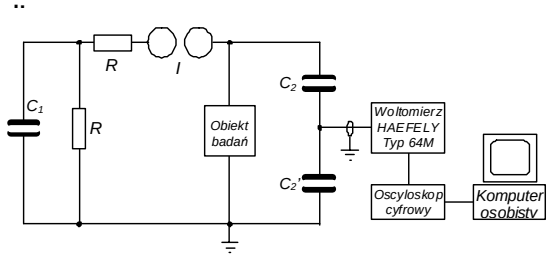
- Dwa izolatory wsporcze typu C6 –1300 połączone ze sobą szeregowo o znamionowym udarowym poziomie izolacji 1300kV. Na rys.3 przedstawiono fotografię układu izolacyjnego. Oba izolatory porcelanowe umieszczone były na odpowiedniej wysokości odwzorowując rzeczywiste umieszczenie kolumny izolatorów podczas eksploatacji w warunkach normalnych. Izolatory wyposażono w standardowy pierścień sterujący rozkładem pola elektrycznego. Na wierzchołku pierścienia umieszczono metalowy pręt, który odwzorowywał przewód wysokiego napięcia. Przewód na swoich zakończeniach był wyposażony w dwie kule eliminujące ulot. Udar piorunowy niestandardowy doprowadzono do metalowej rury zastępującej przewód. Punkt uziemienia znajdował się na wysokości stojaka izolatorowego i został zastąpiony metalową blachą, na której umieszczono izolatory C6-1300.



Rys. 3. Izolator wsporczy C3 - 1300 na stanowisku badawczym

Stosowany układ probierczo-pomiarowy

Układ do prób napięciem udarowym piorunowym składał się z 25 stopni generatora udarowego 5 MV, 375 kJ firmy „HAEFELY". Pomiar napięcia wykonano dzielnikiem pojemnościowym, tłumionym CR 4500, 350pF o przekładni ϑ=3019 (+) i ϑ=3030 (-), współpracującym z miernikiem wartości szczytowej udarów firmy „HAEFELY" typ 64M o numerze fabrycznym WO 603681. Niepewność całego układu pomiarowego wynosi 1,5%. Kształt udarów rejestrowano oscyloskopem cyfrowym „KIKUSUI" typ COR 5502U o nr fabr. 15120389 współpracującym z komputerem osobistym. Uproszczony schemat układu probierczo-pomiarowego przedstawia rys. 4.



Rys. 4. Schemat układu probierczo-pomiarowego napięć udarowych; dla udaru 1,2/50μs: wartości parametrów wynosiły : C_1= 30 nF,R_1=2250 Ω,C_2= 350 pF,R_2=400 Ω

Uzyskane wyniki badań

We wszystkich przeprowadzanych badaniach stosowano metodę „góra-dół" i wyniki analizowano metodą Dixona-Mooda. Wyznaczono następujące parametry:

- 50-procentowe napięcie przeskoku U_{50} ,
- Napięcie wytrzymywane U_W .

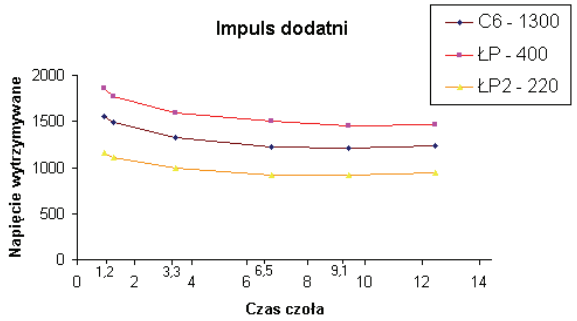
Jako wartość napięcia wytrzymywanego przyjmowano:

(1) $$U_w = U_{50} - 1{,}3\delta ,$$

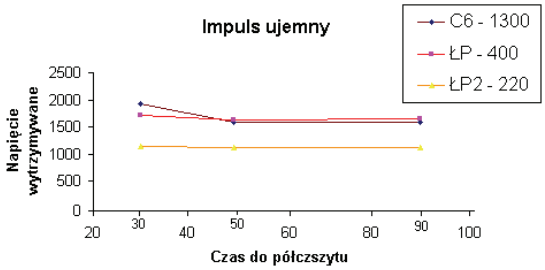
gdzie: U_{50} - wartość uzyskana w badaniach, δ - standardowe odchylenie równe 3 %.

Uzyskane wyniki pozwoliły na wykreślenie zależności napięcia wytrzymywanego od wartości czasów trwania czoła i czasów do półszczytu udarów napięciowych. Ponadto przedstawiono fotografie przeskoków odpowiednio trzech układów izolacyjnych.

Na rysunkach 5 i 6 przedstawiono graficznie zależności wytrzymałości badanych układów przy zmieniających się czasach trwania czoła i czasach do półszczytu. Przy zmianach czasów trwania czoła czas do półszczytu wynosił 50 μs, natomiast przy zmianach czasów do półszczytu czas trwania czoła miał wartość 1,2 μs.



Rys. 5. Rodzina charakterystyk zależności wytrzymałości układów izolacyjnych od czasu trwania czoła udaru



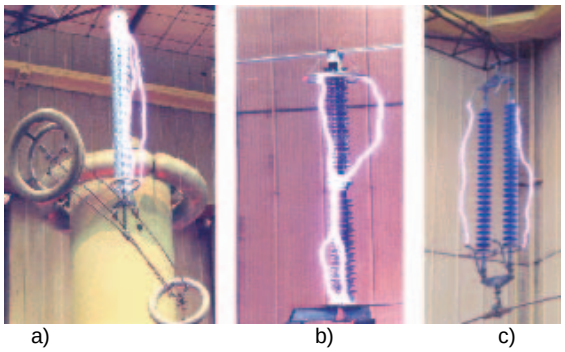
Rys. 6 Rodzina charakterystyk zależności wytrzymałości układów izolacyjnych od czasu do półszczytu

W tabeli 1 przedstawiono wybrane wyniki badań wszystkich obiektów przy udarach probierczych 1,2/50μs oraz 6,5/50μs.

Tabela 1. przykładowe wyniki badań przy udarach probierczych

Kształt udaru			1,2/50 μs		6,5/50 μs	
Lp.	Typ układu	Biegun	U_{50} [kV]	U_w [kV]	U_{50} [kV]	U_w [kV]
1	C6-1300	+	1488	1431	1283	1234
		-	1702	1636	1557	1498
2	ŁP-220	+	1002	969	920	884
		-	1057	1016	1040	1000
3	ŁP-400	+	1840	1769	1576	1514
		-	1885	1812	1643	1580

Na rys.7. przedstawiono zdjęcia przeskoków badanych układów izolacyjnych. Kolejno rys.7. a) Łańcuch izolatorów kołpakowych szklanych ŁP-400 kV; rys.7. b) Kolumna izolatorów porcelanowych C6-1300; rys.7. c) Podwójny łańcuch izolatorów kompozytowych na napięcie ŁP-220 kV.



a) b) c)

Rys. 7 Przykładowe przeskoki na badanych układach izolacyjnych

Wnioski i uwagi

Przeprowadzone badania trzech układów sieci najwyższych napięć udarami niestandardowymi aperiodycznymi (innymi niż 1,2/50 μs) wykazują, że:

1. Najniższa wytrzymałość izolacji występuje przy udarach biegunowości dodatniej. Maleje ona ze wzrostem czasów trwania czoła udarów, przy czym jej najniższe wartości rejestrowano przy udarach o czasie trwania czoła 6,5 μs.
2. Zmniejszanie wytrzymałości badanych układów przy udarach dodatnich o czasie trwania czoła 6,5 μs w porównaniu z jej wartościami przy czasie trwania czoła 1,2 μs wynosiło od około 10% dla łańcucha ŁP2 – 220 kV do 17 % dla łańcucha ŁP-400.
3. W przypadku udarów biegunowości ujemnej też występowało obniżenie wytrzymałości izolacji ze wzrostem czasów trwania czoła udarów probierczych. Jednak jej obniżenie w odniesieniu do wytrzymałości przy udarach o czasie trwania czoła 1,2 μs było mniejsze.
4. Badania układów izolacyjnych 220 – 400 kV udarami o czasie trwania czoła 0,9 μs powodowało z reguły kilkuprocentowy wzrost ich wytrzymałości elektrycznej.5. Zmiany wartości czasów do półszczytu ze standardowych 50 μs do wartości około 90 μs powodowały kilkuprocentowe obniżenie wytrzymałości wszystkich badanych układów.6. Większe do 10 %, zmiany wytrzymałości występują przy skracaniu czasów do półszczytu udarów probierczych z 50 μs do 30 μs. Oczywiście mamy tu do czynienia ze wzrostem wytrzymałości badanych układów.
7. Analiza uzyskanych wyników badań trzech wybranych układów izolacyjnych sieci 220 – 400 kV potwierdziła istotny wpływ kształtu aperiodycznych udarów probierczych, innych niż 1,2/50 μs, na ich wytrzymałość elektryczną.

LITERATURA

[1] PN–EN 60071-1:1999: Koordynacja izolacji, definicje, zasady i reguły
[2] PN–EN 60071-2:2000: Koordynacja izolacji, przewodnik stosowania
[3] IEEE W.G. Report: A simplified method for estimating lighting performance of transmission lines, IEEE Trans. on PAS (1985), 919-932
[4] Mikulski J.L., Wytrzymałość układów izolacyjnych wysokiego napięcia przy niestandardowych napięciach probierczych, VII Sympozjum Inżynieria Wysokich Napięć, (2004), Poznań-Będlewo
[5] Mikulski J.L., Mackiewicz M., Wytrzymałość izolacji linii i stacji wysokiego napięcia przy niestandardowych napięciach probierczych udarowych, opracowanie IEN (2005), Warszawa

Autorzy: *doc. dr hab. inż. January Lech Mikulski, Instytut Energetyki – Zakład Wysokich Napięć, 01-330 Warszawa, ul. Mory 8, E-mail: lech.mikulski@ien.com.pl;*
mgr inż. Marcin Maciej Mackiewicz, Instytut Energetyki – Zakład Wysokich Napięć, 01-330 Warszawa, ul. Mory 8, E-mail: marcin.mackiewicz@ien.com.pl

January Lech MIKULSKI[1], Piotr POŁOCZANIN [1], Ludomir DUDA [2]

Instytut Energetyki Warszawa (1), TELESTO® Sp. z o.o. (2)

Mgłowy system gaszenia pożarów urządzeń elektrycznych pod napięciem

Streszczenie. *W referacie przedstawiono istotę mgłowego systemu gaśniczego TELESTO® i jego skuteczności w gaszeniu pożarów. Podano wyniki odpowiednich badań przeprowadzonych w Instytucie Energetyki potwierdzających możliwość zastosowania tego systemu do gaszenia pożarów urządzeń elektrycznych pod wysokim napięciem.*

Abstract*. This paper presents the mist fire extinguishing system TELESTO® and its effectiveness of fire extinguishing. The results of referent test, worked out in Instytut Energetyki, are presented. The test results confirmed the suitability of this system for fire extinguishing of high-voltage electrical equipment.(**Mist fire extinguishing system for live electrical equipment**).*

Słowa kluczowe: gaszenie pożarów mgłą, aparaty elektryczne wysokiego napięcia.
Keywords: mist fire extinguishing system, electrical equipment, high-voltage equipment.

Wstęp

Istotą mgłowego systemu gaśniczego TELESTO® opracowanego i opatentowanego przez firmę TELESTO Sp. z o. o. jest technika naddźwiękowego generowania strumienia mgły wodnej w głowicach FEN®. Tak otrzymany strumień mgły charakteryzuje się, w odróżnieniu od innych systemów mgłowych, energią kinetyczną wystarczającą do pokonania bariery prądów konwekcyjnych pożaru i odpowiednią, pod względem właściwości gaśniczych gęstością i strukturą kropel

Tym samym nie ma potrzeby, jak ma to miejsce w stałych urządzeniach gaśniczych z mgłowymi systemami wysokociśnieniowymi, wypełniania mgłą, na wypadek pożaru, całej kubatury pomieszczenia. Dla ugaszenia pożaru wystarczy skierować strumień mgły TELESTO® na źródło ognia. Głowice FEN® mogą być także stosowane do budowy Stałych Urządzeń Gaśniczych i Oddzieleń Przeciwpożarowych dzięki wyjątkowo skutecznemu pochłanianiu promieniowania termicznego. Ta właściwość umożliwia ochronę mgłą, przed promieniowaniem, ludzi i urządzeń nawet w obiektach o dużej kubaturze gdzie nie ma technicznych możliwości wykonania oddzieleń stałych czy elastycznych.

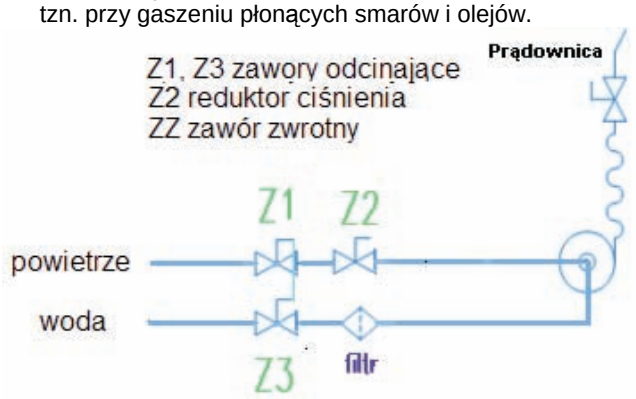
Istota systemu

Mgła generowana jest we współosiowym układzie koncentrycznych naddźwiękowych dysz de Lavala. Doprowadzane do nich pod ciśnieniem 2÷3 barów powietrze rozpędzane jest do prędkości naddźwiękowych (2÷3 Mach) wytwarzając u wylotu dyszy stojącą falę uderzeniowo - rozrzedzeniową. Film wody wprowadzany jest układem dysz pomiędzy strumienie powietrza, i dzięki temu atomizowany, a powietrze porywając mikrokrople nadaje strumieniowi mgły potrzebną do gaszenia energię kinetyczną.

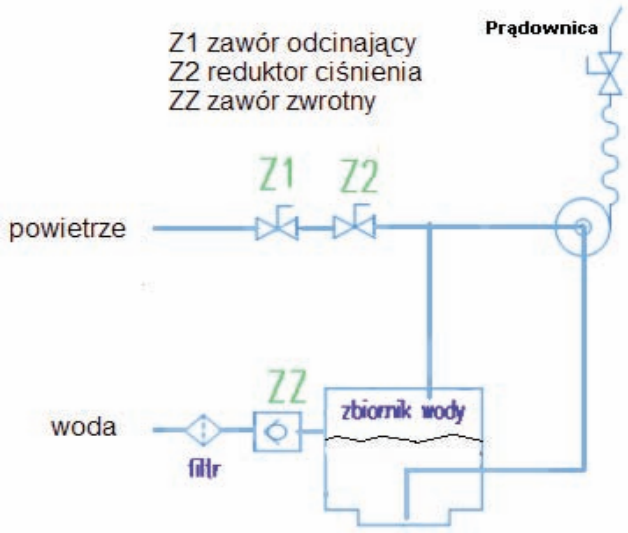
Ciśnienie podawanej wody może wynosić, zaledwie 1 bar. Bardzo ważną zaletą takiego rozwiązania jest minimalne zużycie wody, które wynosi tylko 6 litrów na minutę pracy. Dzięki temu radykalnie minimalizuje się straty popożarowe, czyli te wywołane przez zalanie wodą lub związane z korozją będącą skutkiem kontaktu z proszkami gaśniczymi.

Nowa technologia systemu TELESTO® pozwala też na dopasowanie środka gaśniczego do warunków zagrożenia w miejscu zaistnienia pożaru, a mianowicie:

- woda wodociągowa może być stosowana w każdych pomieszczeniach i na zewnątrz;
- woda demineralizowana jest zalecana do ochrony obiektów wartościowych np.: komputerów, przekaźników jak również archiwów, sejfów itp. Woda demineralizowana nie pozostawia bowiem po odparowaniu żadnych osadów i zanieczyszczeń;
- roztwory soli mogą być stosowane na zewnątrz i wewnątrz. Są one szczególnie przydatne wszędzie tam gdzie pożądane jest działanie mechanizmu rodnikowego tzn. przy gaszeniu płonących smarów i olejów.

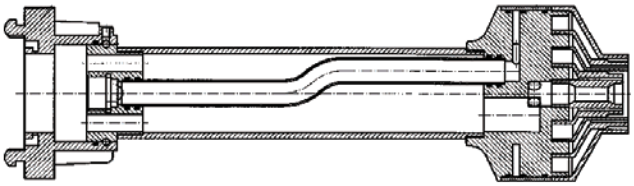


Rys. 1. Schemat hydrantu mgłowego systemu gaśniczego



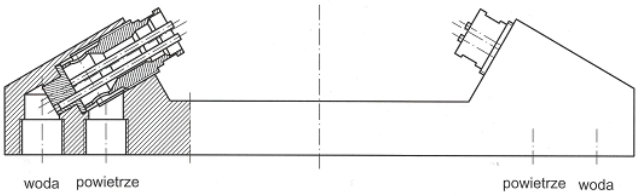
Rys. 2. Schemat hydrantu mgłowego systemu gaśniczego TELESTO® z własnym zasobnikiem cieczy gaszącej

Na rysunku 1 przedstawiono schemat hydrantu mgłowego systemu gaśniczego TELESTO®. Na rysunku 2 schemat hydrantu z własnym zasobnikiem cieczy gaszącej.



Rys. 3. Schemat prądownicy z głowicą FEN® o koncentrycznym układzie dysz de Lavala

Rysunki 3 i 4 pokazują zaś schematy głowic FEN® z koncentrycznym układem dysz i o zderzających się strumieniach.



Rys. 4. Schemat głowicy FEN® o zderzających się strumieniach



Rys. 5. Zdjęcie hydrantu TELESTO® zainstalowanego w Elektro-ciepłowni Vattenfall AB SA w Warszawie

Skuteczność gaśnicza

Strumień mgły wodnej o wielkości kropel (od 10 μm do 50 μm) jest znacznie skuteczniejszy w walce z ogniem niż strumień wody. Praktycznie cała woda rozproszona we mgle odparowuje, przez co schładza ogień i tym samym pozbawia go paliwa - gazów pirolitycznych i par węglowodorów.

Dla porównania tylko około 5% wody podawanej zwartym strumieniem odparowuje, a reszta spływa niszcząc i zanieczyszczając otoczenie pożaru

Skuteczność gaśnicza mgły wynika przede wszystkim z własności chłodzących wody w niej zawartej, ta zaś jest pochodną niezwykle wysokiej wartości ciepła parowania wody.

Dla oszacowania jak gęsta musi być mgła by miała własności gaśnicze przeprowadźmy następujące rozumowanie.

Aby ugasić pożar wystarczy trwale zakłócać jego bilans energetyczny. Trudno jest jednak zmierzyć ilość energii przepływającą do powierzchni cieczy. Uznajmy, zatem, że takim zakłóceniem bilansu przepływu ciepła jest stan, w którym ilość powstającej w środowisku pożaru energii jest mniejsza od ilości energii odbieranej przez czynnik chłodzący.

Przyjmijmy, że palącą się cieczą jest oktan o wzorze chemicznym C_8H_{18}. Molowe ciepło spalania wynosi 4800 kJ.

Do spalenia jednego mola oktanu potrzebujemy 17 moli tlenu. Łączna objętość powietrza konieczna do spalenia jednego mola oktanu wynosi, zatem 2 m³. Jeżeli podajemy prąd mgłowy, o takiej wielkości kropel, że wszystkie wyparują w płomieniu, to by zgasić pożar, woda podana ze strumieniem musi odebrać całkowitą ilość ciepła wytworzoną w środowisku płomienia.

Bilans energetyczny gaszenia płonącego n-oktanu:

$$C_8H_{18}+17O_2 = 8CO_2+9H_2O$$

*V pow = (17mol * 22,4 l/mol)/0,21= 2000 l. =2 m³*
Qspal. - 4800 kJ/mol

Qpar - 2600 kJ/mol
Qspal./Qpar = 4800/2600=1,8
1,8/2 = 0,9
(stosunek wagowy wody do powietrza)

W celu ułatwienia wszystkie wielkości podane są po zaokrągleniu.

Ciepło parowania wody wynosi 2300 kJ/kg, zaś łącznie z ciepłem potrzebnym na ogrzanie wody od temperatury 20ºC do temperatury 100ºC – 2600 kJ/kg, Można, zatem obliczyć, że warunek zerowego bilansu jest spełniony, gdy podajemy 4800 : 2600 = 1,8 kg wody.

Jak wykazano powyżej woda ta musi być zawieszona w postaci mgły w 2 m³ powietrza, oznacza to, że optymalny stosunek wody do powietrza we mgle wynosi dla oktanu 0,9 kg wody na 1 m³ powietrza. Podobne obliczenia dla węgla dają wartość 1,3 kg wody na 1 m³ powietrza. W ten sposób wykazano, że już strumień powietrza zawierający mgłę wodną o stosunku wagowym wody do powietrza około 1:1 ma właściwości gaśnicze.

Jeżeli do generowania mgły użyć roztworów soli nieorganicznych to tak powstała mgła zmieni się w aerozol gaśniczy powstający w wyniku odparowania roztworu. Technologia TELESTO® umożliwia więc generowanie w środowisku pożaru submikronowych proszków gaśniczych, które przerywają proces spalania przez dezaktywację wolnych rodników. Odparowanie roztworu soli w płomieniu powoduje powstanie synergicznego efektu działania trzech mechanizmów gaśniczych:

- schłodzenia;
- wypieranie tlenu przez powstającą parę;
- dezaktywację wolnych rodników.

Pozytywne testy techniki TELESTO® przeprowadziło Centrum Naukowo-Badawcze Ochrony Przeciwpożarowej (CNBOP) w Józefowie [1] oraz Szkoła Główna Służby Pożarniczej w Warszawie [2]. Wyniki prób przeprowadzonych laboratoryjnie, na poligonie oraz w obiektach przemysłowych (m.in. w Elektrociepłowni Żerań) w pełni potwierdziły walory gaśnicze systemu TELESTO®. Technika TELESTO® zdobyła uznanie środowisk profesjonalnych czego przejawem było zainteresowanie jakie wzbudził podczas prezentacji na specjalistycznych międzynarodowych targach pożarniczych zarówno w Polsce jak i zagranicą (Częstochowa 2004, Kielce 2004, Hanower 2005, Dubaj 2006, Bombaj 2006). Technologia TELESTO® została w roku 2004 uznana przez Komendanta Głównego PSP, Szefa Obrony Cywilnej za „najlepszy

krajowy wyrób przeznaczony dla Państwowej Straży Pożarnej i Obrony Cywilnej, wyróżniający się nowatorstwem myśli technicznej, technologicznej i wysokimi wskaźnikami ekonomicznymi", zaś wynalazek TELESTO® został uznany przez Dziennik Rzeczpospolita za największe polskie odkrycie w dziedzinie techniki w roku 2004.

Możliwość stosowania systemów TELESTO® do gaszenia pożarów urządzeń elektrycznych pod napięciem

Celem badań było ustalenie czy system gaśniczy TELESTO® z głowicami FEN® skuteczny w gaszeniu wszelkich pożarów może być zastosowany do gaszenia urządzeń i aparatów elektrycznych o najwyższym napięciu do 245 kV włącznie, znajdujących się pod napięciem. Gaszenie pożaru w takich warunkach prowadzi do zagrożenia osoby obsługującej urządzenie gaśnicze poprzez:

- możliwość wystąpienia przeskoku elektrycznego w chmurze środka gaśniczego do osoby obsługującej;
- porażenia osoby obsługującej lub inne negatywne skutki dla tej osoby, w wyniku przepływu prądu od obiektu gaszonego i osobę gaszącą do ziemi.

Procedura badawcza

Biorąc pod uwagę wcześniej wymienione zagrożenia ustalono następujący program badań:

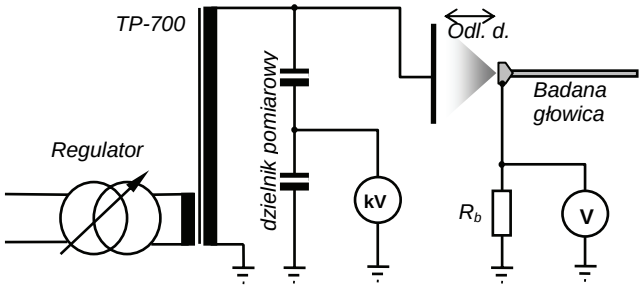
- badanie wytrzymałości elektrycznej na przebicie chmury rozpylonego środka gaśniczego. Test ten określa czy chmura rozpylonego środka gaśniczego nie obniża wytrzymałości na przebicie przerwy powietrznej między głowicą, a obiektem znajdującym się pod napięciem. Zmniejszenie tej wytrzymałości może spowodować niebezpieczeństwo powstania przeskoku, i w efekcie porażenia osoby gaszącej pożar. Ustalono następujące warunki próby:
  - odległość elektrody od głowicy FEN® d=205 cm – jest to ½ dopuszczalnej odległości zbliżenia dla „strefy prac w pobliżu napięcia" określonej w [3]
  - napięcie probiercze U_p=530 kV – jest to określona przez normy wartość napięcia probierczego bezpiecznej przerwy dla urządzeń energetycznych o najwyższym napięciu pracy do 245 kV włącznie.
- pomiar prądu upływu w chmurze rozpylonego środka gaśniczego. Pomiar ten pozwalał na stwierdzenie, czy osoba gasząca pożar, nie będzie narażona na porażenie elektryczne i inne negatywne skutki, podczas akcji gaśniczej w wyniku przepływu prądu od obiektu gaszonego (będącego pod napięciem) przez chmurę rozpylonego środka gaśniczego i osobę gaszącą, do ziemi. Wartość maksymalna tego prądu została ustalona w oparciu o normę [4].
  Ustalono następujące warunki próby:
  - odległość elektrody od głowicy d=4,1 m;
  - napięcie probiercze Up=530 kV;
  - maksymalna wartość prądu upływu Imax=0,5 mA.

Układ probierczy

Układ probierczy składał się z transformatora probierczego TP 700 prod. TUR typ PEOJ 350/350 A/K wraz z regulatorem, dzielnika napięcia firmy HAEFELY, woltomierza napięcia przemiennego firmy HAEFELY AC Peak Voltmeter type 51, oraz układu elektrod badana głowica – płyta elektrodowa o wymiarach 100×100 cm. Do pomiaru prądu upływu użyto woltomierza BM-817X kl. 0,5 wraz z bocznikiem pomiarowym. Schemat układu probierczego przedstawiono na rys. 6.

Wyniki prób

Dla głowicy z koncentrycznym układem dysz przeprowadzono próby z użyciem wody jako środka gaśniczego oraz z użyciem roztworu fosforanu sodowego. W trakcie prób wytrzymałości elektrycznej na przebicie rozpylonego środka gaśniczego w obu przypadkach nie wystąpiły przeskoki w układzie z płytą probierczą, potwierdzając dobre właściwości izolacyjne rozpylonego środka gaśniczego.



Rys. 6. Schemat układu probierczego

W próbie z użyciem wody jako środka gaśniczego, maksymalna wartość prądu upływu wynosiła I_{max} = 415 mA

W próbie z użyciem roztworu fosforanu sodowego uzyskano prąd upływu nie większy od I_{max} = 430 mA

Próba głowicy FEN® o zderzających się strumieniach dała zbliżone rezultaty. Użyto jednakże tyko wody jako środka gaśniczego.

Podobnie jak w przypadku głowicy z koncentrycznym układem dysz, w trakcie testów nie wystąpiły przeskoki w układzie płyta probiercza – głowica. Natomiast pomiar prądu upływu w chmurze rozpylonego środka gaśniczego dał rezultat zdecydowanie niższy tj. I_{max} = 385 mA

Szczegółowe wyniki przeprowadzonych w Laboratorium Wysokich Napięć Instytutu Energetyki badań systemów TELESTO® dla głowic z koncentrycznym układem dysz i z głowicami FEN® o zderzających się strumieniach są zawarte w raporcie [5].

Na rys. 7 przedstawiono próbę napięciową głowicy z koncentrycznym układem dysz.



Rys. 7. Próba napięciowa głowicy z koncentrycznym układem dysz

Podsumowanie

Stopień rozproszenia środka gaśniczego, nawet o znakomitych własnościach przewodzących, jak roztwór fosforanu sodowego, gwarantuje, że właściwości izolacyjne

mieszaniny powietrza i środka gaśniczego nie zostają, w porównaniu z powietrzem, w istotny sposób obniżone. Mierzony prąd upływu nie przekraczał wartości 0,5 mA i w większym stopniu zależał od intensywności wytwarzania mgły (wydajności urządzenia [l/min]) niż od przewodności środka gaśniczego. Należy podkreślić, że prąd o wartości 0,5 mA jest największym prądem nie powodującym żadnych zauważalnych reakcji organizmu. Nawet kilkukrotne zwiększenie tej wartości, nie jest niebezpieczne dla przeciętnego człowieka; doznaje on tylko nieprzyjemnych wrażeń. Tak, więc stosowanie mgłowego systemu gaszenia zapewnia bezpieczeństwo osób prowadzących akcję gaśniczą.

Oczywiście istnieje bezwzględny wymóg stosowania się do przepisów ograniczających odległość, na jaką można się zbliżyć do urządzeń elektrycznych pod napięciem. Ponieważ osoby prowadzące akcję gaśniczą zwykle działają w stresie i można się spodziewać, że nie będą w stanie rygorystycznie kontrolować odległości zbliżenia do urządzeń pod napięciem, jako najmniejszą odległość, na jaką może zbliżyć się strażak do urządzeń pod napięciem, przyjęto górną granicę odległości dla strefy prac w pobliżu napięcia wg [2]. Jednocześnie jako napięcie probiercze w próbach stosowano wartości napięcia probierczego bezpiecznej przerwy dla urządzeń energetycznych.

Przyjęcie takich parametrów, zarówno, co do odległości zbliżenia jak i napięć próby, pozwala na zachowanie znacznego marginesu bezpieczeństwa, zapewniającego całkowite bezpieczeństwo ludzi.

Konieczne jest jednak zwrócenie uwagi na to, że stosowany w próbach wodny roztwór fosforanu sodowego, jak również inne rozpuszczalne sole organiczne są substancjami o wysokiej przewodności elektrycznej. W przypadku, gdy elementy izolacyjne urządzenia elektrycznego znajdującego się pod napięciem zostaną w istotny sposób zawilgocone, może dojść do powstania zwarć doziemnych po powierzchni urządzenia. Zwarcia takie, a w szczególności łuk elektryczny im towarzyszący, stanowią istotne niebezpieczeństwo dla osób znajdujących się w pobliżu i mogą także doprowadzić do ponownego pojawienia się ognia.

Podsumowując, mgłowy system gaszenia może być z powodzeniem stosowany jako mobilny agregat do gaszenia lub jako element stałej instalacji zabezpieczającej do gaszenia pożarów urządzeń elektrycznych o najwyższym napięciu do 245 kV, włącznie będących pod napięciem. Zastosowanie wody jako środka gaszącego jest o tyle korzystne, że oprócz zjawiska stłumienia ognia, równolegle palący się obiekt, zostaje w niewielkim stopniu schłodzony, co z jednej strony zapobiega ponownemu rozgorzeniu pożaru, z drugiej zaś nie powoduje szoku termicznego schładzanych urządzeń. Zalety te zostały zauważone przez ubezpieczycieli, takich jak PZU, którzy w przypadku stosowania systemów TELESTO® do ochrony przeciwpożarowej, skłonni są obniżać stawki ubezpieczeniowe.

LITERATURA

[1] Centrum Naukowo-Badawcze Ochrony Przeciwpożarowej, Opinia Techniczna Nr 2023/BS-2,BS-3/04.
[2] Szkoła główna Służby Pożarniczej: Opinia techniczna, Warszawa, 2004.
[3] Rozporządzenie Ministerstwa Gospodarki z dnia 17 września 1999 r. - w sprawie bezpieczeństwa i higieny pracy przy urządzeniach i instalacjach energetycznych. Dziennik Ustaw Nr 80 z 1999 r. poz. 912.
[4] PN-EN 3-7: 2004 „Gaśnice przenośne – Część 7: Charakterystyki, wymagania eksploatacyjne i metody badań".
[5] Piotr Połoczanin: Badania możliwości stosowania systemów gaśniczych TELESTO® z głowicami naddźwiękowymi FEN® do gaszenia pożarów urządzeń elektrycznych o najwyższym napięciu do 245 kV włącznie. Sprawozdanie IEn, EWN/77/E/05, Warszawa 2005.

***Autorzy**:*
doc. dr hab. inż. January Lech Mikulski, Instytut Energetyki, ul. Mory 8, 01-330 Warszawa, e-mail: lech.mikulski@ien.com.pl
mgr inż. Piotr Połoczanin, Instytut Energetyki, ul. Mory 8, 01-330 Warszawa, e-mail: piotr.poloczanin@ien.com.pl
dr Ludomir Duda, TELESTO® Sp. z o. o., ul. Ludwinowska 17, 02-856 Warszawa, e-mail: lduda@telesto.pl

Hubert MORAŃDA [1], Maik KOCH [2]

Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki (1)
Universität Stuttgart, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik (2)

Program do analizy odpowiedzi częstotliwościowej (FDS) dielektryków

Streszczenie. *Artykuł prezentuje program Mora, służący do interpretacji odpowiedzi częstotliwościowej dielektryków, ze szczególnym uwzględnieniem układu izolacyjnego transformatorów energetycznych. Program ten jest alternatywą do programu MODS, dodawanego do urządzenia IDA 200. Mora wykorzystuje bazę danych stworzoną podczas pomiarów na próbkach izolacji celulozowo-olejowej a jego działanie zostało sprawdzone przy zastosowaniu transformatora modelowego „Pancake" oraz transformatora energetycznego o mocy 31,5 MVA i napięciu 110/6,6 kV.*

Abstract*. Paper presents Mora programme for interpretation of dielectrics frequency response, especially for power transformers insulating systems. The program is an alternative for MODS programme – included on IDA 200. Mora uses database created during measurements on cellulose-oil insulation samples. Its work was checked on model transformer called "Pancake", and a power transformers 31,5 MVA and 110/6,6 kV.* ***(A programme for analysis of dielectrics frequency response (FDS))***

Słowa kluczowe: transformator energetyczny, spektroskopia dielektryczna, ocena zawilgocenia izolacji, model X-Y
Keywords: Power transformer, frequency domain spectroscopy, moisture content evaluation, X-Y model

Wstęp

Wraz ze wzrostem zawartości wody w izolacji stałej wzrasta niebezpieczeństwo uszkodzenia transformatora. Duża zawartość wody w izolacji może być przyczyną zainicjowania zjawiska bąbelkowania (ang. *bubble effect*), a także obniżenia napięcia zapłonu wyładowań niezupełnych. Obecność wody dodatkowo przyspiesza proces starzenia izolacji celulozowej. Z tego względu informacja na temat stopnia zawilgocenia transformatora może być pomocna przy podejmowaniu decyzji o jego remoncie i zapobiec poważnej awarii systemu [1, 5].

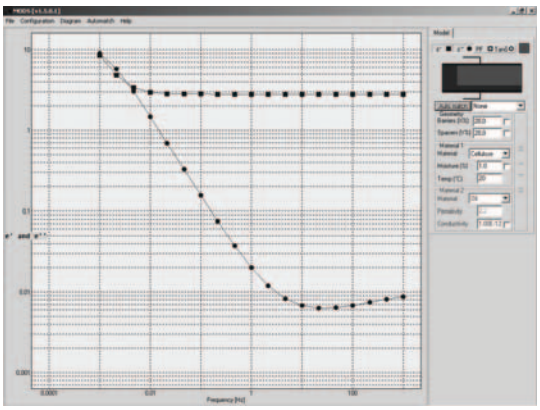
Pomiar zawilgocenia oleju nie jest trudny, natomiast wyznaczanie zawilgocenia izolacji papierowej nastręcza bardzo dużo problemów. Bezpośredni pomiar metodą Karla-Fischera nie może być w tym przypadku stosowany, gdyż wymaga pobrania próbek papieru, czego nie da się wykonać bez uszkodzenia transformatora. Dlatego opracowane zostały różne pośrednie metody oceny stopnia zawilgocenia papieru [2-6, 8, 9]. Jedną z nich jest spektroskopia dielektryczna w dziedzinie częstotliwości. Polega ona na pomiarze wielkości charakteryzujących dielektryk, takich jak współczynnik strat dielektrycznych ($\mathrm{tg}\,\delta$) i zespolona przenikalność elektryczna (ε', ε'') w szerokim zakresie częstotliwości napięcia.



Rys. 1. System diagnostyki izolacji IDA 200

Odpowiednie zinterpretowanie uzyskanych wyników pomiaru daje informację o zawartości wody w izolacji papierowej. W pracy posłużono się urządzeniem IDA 200 (rys. 1) szwedzkiej firmy Programma. Do urządzenia tego standardowo dołączany jest komercyjny program MODS (rys. 2), służący do interpretacji wyników pomiarów. Pewnym problemem podczas używania MODS-a jest fakt, że baza danych wykorzystywana w tym programie, nie powstała na podstawie własnych wyników badań autorów programu, lecz jest jedynie rezultatem kompilacji danych literaturowych. Program MODS ma dodatkowo kilka istotnych ograniczeń:

- zaimplementowana w MODS wartość względnej przenikalności elektrycznej oleju transformatorowego jest niezmienna (ε=2,2), co uniemożliwia użycie programu do analizy wyników pomiaru na transformatorach izolowanych innym olejem niż mineralny, oraz na transformatorach pozbawionych oleju,
- MODS nie podaje stopnia dopasowania krzywych odpowiedzi dielektrycznej modelu matematycznego transformatora do wyników pomiaru uzyskanych na badanym transformatorze, co nie pozwala ocenić pewności wyznaczonego zawilgocenia izolacji,
- MODS nadaje taką samą wagę wynikom pomiaru dla każdej częstotliwości pomiarowej, choć wiadomo, że woda w papierze najbardziej wpływa na odpowiedź dielektryczną przy częstotliwości niskiej i wysokiej.



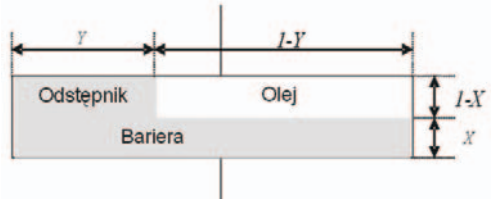
Rys. 2. Okno programu MODS

Program Mora, prezentowany w tej publikacji, nie posiada powyższych ograniczeń, a ponadto korzysta z bazy danych powstałej w trakcie realizacji przez autorów międzynarodowego programu badawczego REDIATOOL – Niezawodna diagnostyka wysokonapięciowej izolacji transformatorów dla zapewnienia bezpieczeństwa systemu energetycznego" [7]. Baza danych programu zawiera wzorce odpowiedzi dielektrycznej dla próbek preszpanu

transformatorowego syconego olejem o wilgotności 1 %, 2 %, 3 % i 4 % w temperaturze 20°C, 50°C i 80°C.

Model transformatora

Do analizy odpowiedzi częstotliwościowej powszechnie stosowany jest uproszczony model geometryczny transformatora, tzw. model X-Y, pokazany na rysunku 3. Zakłada się w nim istnienie barier, odstępników i kanałów olejowych, których wymiary odzwierciedlają procentowy udział poszczególnych materiałów (preszpanu i oleju) w konstrukcji transformatora.



Rys. 3. Model geometryczny izolacji transformatora

Odpowiedź dielektryczna takiego modelu zależy od następujących parametrów:
- częstotliwość napięcia,
- geometria układu,
- zawilgocenie izolacji,
- jakość oleju,
- temperatura.

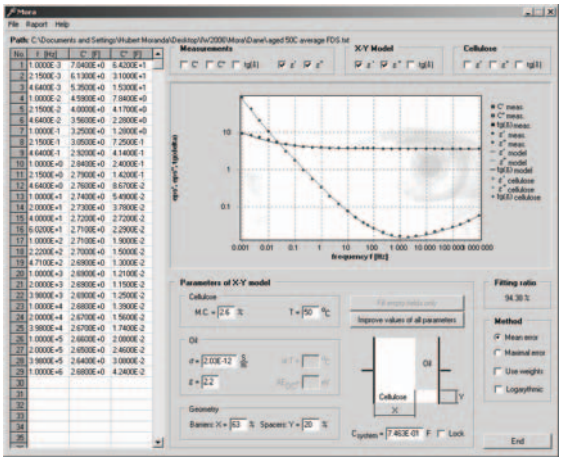
Odpowiedź ta opisana jest wzorem:

$$\hat{\varepsilon}(\omega,t)=\frac{Y}{\frac{1-X}{\hat{\varepsilon}_{odstępnik}}+\frac{X}{\hat{\varepsilon}_{bariera}}}+\frac{1-Y}{\frac{1-X}{\hat{\varepsilon}_{olej}}+\frac{X}{\hat{\varepsilon}_{bariera}}} \quad (1)$$

Głównym powodem przeprowadzania analizy odpowiedzi częstotliwościowej układu izolacyjnego jest ustalenie stopnia jego zawilgocenia. Wyznaczanie zawartości wody w izolacji papierowej transformatora polega na znalezieniu takich wartości poszczególnych parametrów modelu X-Y, które najbardziej upodobniają obliczoną odpowiedź dielektryczną modelu do odpowiedzi dielektrycznej badanego transformatora.

Program Mora

Program Mora został napisany przy zastosowaniu kompilatora języka Delphi i pracuje pod systemem operacyjnym MS Windows. Przykładowe okno programu przedstawia rysunek 4.

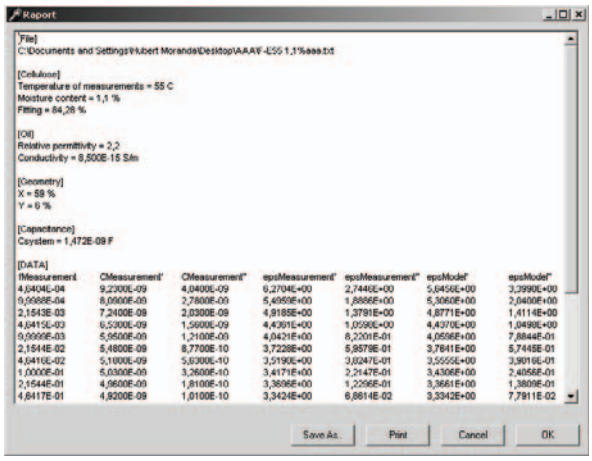


Rys. 4. Okno programu Mora

Składa się ono z trzech głównych części:
- tablicy, zawierającej dane pomiarowe badanego transformatora, w której wprowadzane są wartości częstotliwości pomiarowej i odpowiadające jej wartości pojemności zespolonej,
- wykresów odpowiedzi dielektrycznej modelu transformatora oraz odpowiedzi dielektrycznej izolacji transformatora badanego,
- zestawu parametrów modelu X-Y transformatora (M.C. – zawilgocenie celulozy, T – temperatura pomiaru, σ – przewodność oleju, ε – przenikalność elektryczna względna oleju, X, Y – parametry geometryczne izolacji, C_{system} – pojemność geometryczna układu izolacyjnego całego transformatora dla największej częstotliwości napięcia pomiarowego).

Użytkownik ma możliwość skorygowania wartości wyników pomiaru oraz wartości parametrów modelu transformatora. Rezultaty wprowadzonych zmian można natychmiast obserwować na wykresie.

Dodatkowo użytkownik programu może wybrać jedną z metod dopasowywania krzywych odpowiedzi dielektrycznej :
- Mean error – polega na minimalizowaniu średniej względnej różnicy pomiędzy wartościami przenikalności elektrycznej badanego transformatora a modelu X-Y,
- Maximal error – polega na minimalizowaniu największej różnicy pomiędzy wartościami przenikalności elektrycznej badanego transformatora a modelu X-Y,
- Use weights – wybranie tej opcji, między innymi, nadaje większą wagę wartościom przenikalności elektrycznej przy małej częstotliwości, co wynika z faktu, że zawilgocenie izolacji papierowej manifestuje swoją obecność najsilniej właśnie przy niskich wartościach częstotliwości pomiarowej,
- Logarythmic – włącza użycie skali logarytmicznej podczas konieczności interpolowania/ekstrapolowania wartości przenikalności elektrycznej modelu dla częstotliwości, przy której wykonywano pomiary na transformatorze.



Rys. 5. Okno programu Mora z przykładowymi wynikami obliczeń

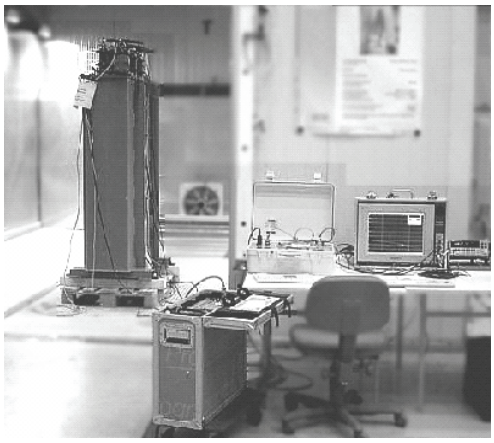
Obsługa programu polega na wczytaniu wyników pomiaru, wpisaniu parametrów modelu X-Y (jeśli są znane) i wybraniu metody dopasowywania krzywych odpowiedzi dielektrycznej. Użytkownik ma do wyboru dwa sposoby obliczeń:
- Fill empty fields only – polegający na cyklicznym losowaniu nieznanych wartości parametrów modelu X-Y transformatora i zapisywaniu w pamięci komputera wartości dla najlepszego dopasowania krzywych – aż do przerwania tego procesu przez użytkownika programu,

- Check whole range(s) – polegający na sprawdzeniu całego realnego zakresu wartości (z ustalonym krokiem) dla nieznanych wartości parametrów modelu X-Y. Stopień dopasowania do siebie odpowiedzi dielektrycznej badanego transformatora i modelu X-Y podaje parametr „Total fitting".

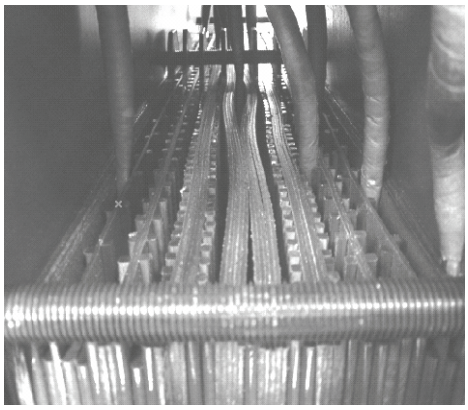
Uzyskane wyniki obliczeń mogą być przedstawione w formie tablicy lub wydrukowane (rys. 5).

Weryfikacja programu

Weryfikacja działania programu Mora była przeprowadzona dwuetapowo. Najpierw zostały wykonane badania na transformatorze modelowym „Pancake", którego parametry geometryczne, temperatura i zawartość wody w izolacji były ustalone i dokładnie znane (rys. 6 i 7). Transformator ten posłużył do wyznaczenia odpowiedzi dielektrycznej układu izolacyjnego dla 15 różnych ustawień: temperatury, procentowej zawartości barier i procentowej zawartości odstępników. Transformator modelowy był zalany olejem mineralnym o przewodności σ=1,6 pS/m. Ustawienia transformatora oraz uzyskane wyniki obliczeń przedstawia Tabela 1.



Rys. 6. Stanowisko badawcze z transformatorem modelowym „Pancake"



Rys. 7. Widok wnętrza transformatora modelowego „Pancake"

Dla każdej konfiguracji transformatora modelowego została wykonana spektroskopia dielektryczna w dziedzinie częstotliwości. Uzyskane wyniki pomiarów zostały wprowadzone do obu programów do oceny odpowiedzi dielektrycznej.

Rezultaty analizy potwierdzają poprawność działania programu Mora dla modelu transformatora energetycznego „Pancake". Te same dane wprowadzone do komercyjnego programu MODS wskazywały zaniżoną zawartość wody w izolacji papierowej – zawilgocenie między 0,4 % a 0,9 %.

Tabela 1

Nr	T [°C]	X [%]	Y [%]	W (wg K-F) [%]	W (wg Mora) [%]
1	21	17	15		1,0
2	21	17	15		1,0
3	21	17	15		1,0
4	55	17	15		1,1
5	80	17	15		1,0
6	21	28	28		1,1
7	21	28	28		1,0
8	55	28	28	1,1	1,1
9	80	28	28		1,0
10	21	50	55		1,1
11	55	50	55		1,1
12	80	50	55		1,0
13	21	100	100		1,0
14	55	100	100		1,1
15	80	100	100		1,0

Na drugim etapie weryfikacji działania programu Mora użyto go do oceny zawartości wody w transformatorze energetycznym o mocy 31,5 MVA i napięciu 110/6,6 kV. Transformator ten pracował przez 35 lat jako źródło zasilania w kopalni miedzi. W tym okresie nie przechodził on żadnych poważnych remontów oraz nie był przeciążany – typowa temperatura pracy nie przekraczała 70°C. Ponieważ transformator przechodził remont generalny zaistniała możliwość pobrania próbek jego izolacji w celu wyznaczenia w nich zawartości wody metodą fizyko-chemiczną Karla-Fischera. Transformator po wyłączeniu z ruchu został pozbawiony oleju i przez kilka dni do jego izolacji miało dostęp powietrze atmosferyczne. Jako że cienki papier jest dużo bardziej podatny na absorpcję wody z powietrza niż gruby preszpan dlatego uznano, że najbardziej wiarygodna ocena zawilgocenia izolacji celulozowej będzie uzyskana na podstawie badania próbek preszpanowych.

Z analizy stopnia zawilgocenia preszpanu, metodą Karla-Fischera, wynikały wartości od 1,0 % do 1,8 % (zawilgocenie malało z wysokością miejsca pobrania próbek). Obliczona wartość średnia zawilgocenia wynosiła 1,3 %.

W dalszej kolejności dokonano spektroskopii dielektrycznej w dziedzinie częstotliwości a wyniki pomiarów wprowadzono do programów interpretujących dane pomiarowe.

Program MODS wskazywał na średnie zawilgocenie izolacji transformatora równe 1,2 %, natomiast program Mora, korzystający z tych samych danych pomiarowych, wskazał na zawilgocenie równe 1,0 % − a więc wartości wskazywane przez oba programy są do siebie zbliżone i zbieżne z wynikiem otrzymanym przy zastosowaniu metody Karla-Fischera.

Podsumowanie

Nie istnieje bezpośrednia metoda oceny stanu zawilgocenia izolacji transformatorów. Prosta metoda pośrednia, polegająca na wyznaczeniu zawilgocenie izolacji papierowej na podstawie znajomości zawilgocenia oleju jest bardzo niedokładna, gdyż zakłada istnienie stanu równowagi (*equilibrium*) w transformatorze, co praktycznie nie zdarza się nigdy.

Obecnie najbardziej dokładną metodą pośrednią wyznaczenia stopnia zawilgocenia transformatora jest spektroskopia dielektryczna w dziedzinie częstotliwości. Metodę tą wykorzystuje urządzenie IDA 200. Do interpretowania wyników pomiarów wykonanych tym urządzeniem standardowo stosuje się komputerowy program MODS. W pewnych sytuacjach wyniki analizy danych pomiarowych, przeprowadzanej przy zastosowaniu

tego programu, wydają się znacznie odbiegać od stanu rzeczywistego. Zdarzają się także sytuacje w których programu MODS wręcz nie można zastosować – stąd zaistniała potrzeba stworzenia nowego oprogramowania.

Program Mora zawiera bazę danych uzyskaną w wyniku badań na próbkach preszpanu o różnej zawartości wody w szerokim zakresie temperatury. Uzyskiwane wyniki oceny zawartości wody w izolacji papierowej modelu transformatora „Pancake", jak i zbadanego transformatora energetycznego, zostały potwierdzone przy zastosowaniu fizyko-chemicznej metody Karla-Fischera.

Program Mora poprawnie ocenia zawilgocenie izolacji celulozowej transformatora.

Praca wykonana w ramach międzynarodowego projektu RADIATOOL NNE5–200–472 współfinansowanego przez Komisję Europejską w ramach 5 Programu Ramowego.

LITERATURA

[1] Gjaerde A. C., Lundgaard L., Ildstad E., Effect of temperature and moisture on the dielectric properties of oil-impregnated cellulose, *9th International Symposium on High Voltage Engineering*, Graz, 1995

[2] Gubanski S. M., Boss P., Csepes G., Houhanessian V. D., Filippini J., Guuinic P., Gafvert U., Karius V., Lapworth J., Urbani G., Werelius P., and Zaengl W. S., Dielectric response methods for diagnostics of power transformers: Report of the TF 15.01.09, *CIGRE,* 2001.08.27

[3] Gubanski S.M., Boss P., Csepes G., Houhanessian V.D., Filippini J., Guuinic P., Gafvert U., Karius V., Lapworth J., Urbani G., Werelius P. and Zaengl W.S., Dielectric response methods for diagnostics of power transformers, *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, Vol. 19, Issue 3, May-June 2003

[4] Gafvert U., Adeen L., Tapper M., Ghasemi P. and Jonsson B., Dielectric spectroscopy in time and frequency domain applied to diagnostics of power transformers, *Proceedings of the 6th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials*, Xi'an, China, 21-26.06.2000

[5] Zaengl W.S., Dielectric Spectroscopy in Time and Frequency Domain for HV Power Equipment, Part I: Theoretical Considerations, *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Vol. 19, No. 5 (2003)

[6] Zaengl W.S., Applications of Dielectric Spectroscopy in Time and Frequency Domain for HV Power Equipment, *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Vol. 19, No. 6 (2003)

[7] www.rediatool.pl, strona domowa projektu Rediatool

[8] Ekanayake C., Graczkowski A.,. Walczak K, Gubanski S.M., Dielectric Spectroscopy Measurements on Oil Impregnated Paper/Pressboard Samples, *APTADM'2004, 2nd International Conference on Advances in Processing, Testing and Application of Dielectric Materials*, Wroclaw, 15-17.09.2004

[9] Koch M, Tenbohlen S., Stirl T., Advanced online moisture measurements in Power transformers, *CMD 2006 International Conference on condition monitoring and diagnosis*, Changwon, Korea, 02-05.04.2006

***Autorzy**:*
dr inż. Hubert Morańda, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, e-mail: hubert.moranda@put.poznan.pl; Dipl.-Ing. Maik Koch, Universität Stuttgart, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik, Pfaffenwaldring 47, D-70569 Stuttgart, e-mail: maik.koch@ieh.uni-stuttgart.de

Hubert MORAŃDA*, Hanna MOŚCICKA-GRZESIAK*, Jarosław GIELNIAK*
Stanisław R. NEUMANN, Piotr PRZYBYŁEK*, Krzysztof WALCZAK***
Wojciech SIKORSKI*, Krzysztof SIODŁA*, Paweł STANIEK*

*Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki
**Zakłady Produkcyjno-Remontowe Energetyki Poznań

Buble effect – powstawanie i monitorowanie

Streszczenie. *Artykuł opisuje przyczyny i skutki zjawiska gwałtownego wydzielania pary wodnej z izolacji papierowej transformatora, zwanego „bubble effect". Przedstawiono też koncepcję monitorowania tego zjawiska za pomocą metody emisji akustycznej.*

Abstract*. This paper describes the reason and effect of sudden release of water vapour from paper insulation of power transformer. This phenomenon is know as a "bubble effect". The paper also presents the idea of such phenomenon monitoring with the use of acoustic emission method. (**Bubble effect – formation and monitoring**).*

Słowa kluczowe: transformator, izolacja papierowa, straty dielektryczne, zjawisko bąbelkowania,
Keywords: transformer, paper insulation, dielectric losses, bubble effect.

Wstęp

Zjawisko bąbelkowania (ang. *bubble effect*) należy rozumieć jako gwałtowne uwalnianie pary wodnej z izolacji papierowej transformatora, wynikające ze wzrostu temperatury uzwojeń powyżej temperatury krytycznej. Pod pojęciem temperatury krytycznej należy rozumieć temperaturę najgorętszego miejsca w izolacji, tzw. *hot point* lub *hot spot*. Zjawisko to objawia się powstawaniem dużej ilości pęcherzyków gazowych w izolacji papierowej, co powoduje wzrost ciśnienia oleju, a przy dalszym narastaniu zjawiska wytłaczanie oleju z transformatora. Część izolacji zostaje odsłonięta, występują przeskoki powierzchniowe, co może prowadzić do eksplozji i pożaru transformatora.

Temperatura krytyczna, przy której wystąpić może zjawisko bąbelkowania, zależy od stopnia zwilgocenia izolacji papierowej. Im większa jest zawartość wody w papierze, tym niższa jest temperatura zainicjowania zjawiska.

Najgorsza sytuacja występuje, jeśli nałoży się na siebie kilka czynników, na przykład duże obciążenie transformatora, wysoka temperatura otoczenia, czy uszkodzenie systemu chłodzenia.

Około 30 % transformatorów w systemie energetycznym przekroczyło planowany czas życia, równy około 30 lat. Wysoki poziom zawilgocenia tych transformatorów, wynoszący około 3 %, nie pozwala na obciążenie mocą znamionową. W tej sytuacji, oprócz koniecznych zabiegów suszenia izolacji, bardzo ważnym zagadnieniem jest monitoring zjawiska bąbelkowania. Bardzo dynamicznie rozwijające się bąbelkowania może być w porę wykryte dzięki dobrze zaprojektowanemu systemowi monitoringu.

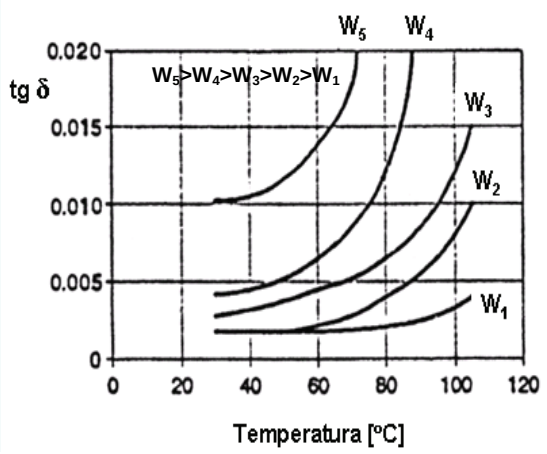
Na rysunku 1 przedstawiono zjawisko bąbelkowania w laboratoryjnym modelu izolacji papierowo-olejowej.



Rys. 1. Zjawisko bąbelkowania w modelu izolacji papierowo-olejowej

Warunki wystąpienia zjawiska bąbelkowania w transformatorze o izolacji papierowo-olejowej

Przyczyną wzrostu temperatury izolacji papierowej, oprócz czasowego wzrostu obciążenia, są głównie straty dielektryczne. Współczynnik strat elektrycznych bardzo rośnie ze wzrostem zawartości wody. W efekcie następuje nagrzewanie izolacji, co znów powoduje wzrost wartości współczynnika strat. W ten sposób nakręca się spirala nieomal nieograniczonego wzrostu temperatury. Rysunek 2 przedstawia zależność współczynnika strat tgδ od temperatury dla różnych wartości zawartości wody w papierze.



Rys. 2. Zależność stratności papieru nasyconego olejem od temperatury i zawilgocenia; W – zawilgocenie

Temperaturę krytyczną, odpowiadającą zainicjowaniu zjawiska, można obliczyć ze względnie prostego wzoru empirycznego:

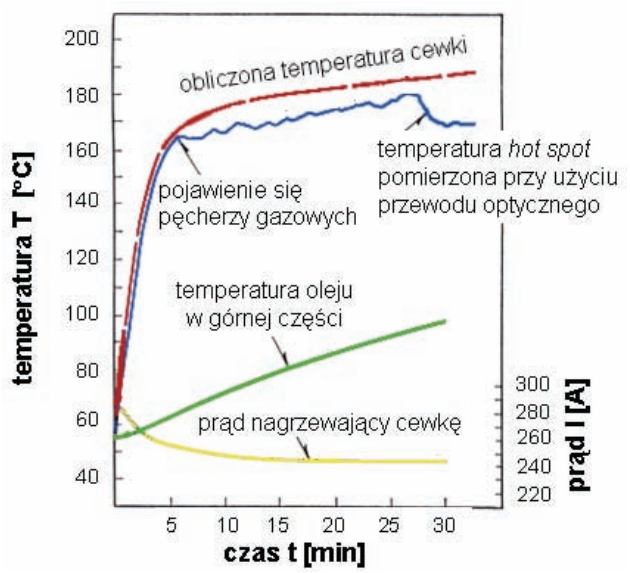
$$(1)\quad T = \frac{6996{,}7}{22{,}454 + 1{,}4495\,ln(W) - ln(P)} - e^{0{,}473W} \cdot \left(\frac{g}{30}\right)^{1{,}585},$$

gdzie: T – temperatura krytyczna w K, W – zawartość wody w papierze w %, g – zawartość gazów rozpuszczonych w oleju w %, P – ciśnienie całkowite w Tr, równe sumie ciśnienia atmosferycznego P_a i ciśnienia słupa oleju P_o.

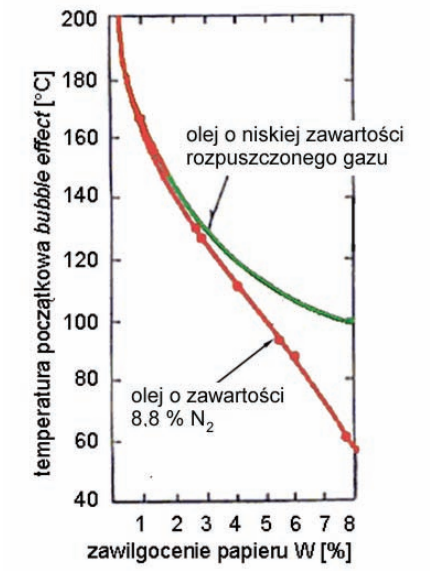
Jeśli olej nie zawiera rozpuszczonego gazu, to wzór (1) upraszcza się do postaci:

(2) $$T = \frac{6996{,}7}{22{,}454 + 1{,}4495\,ln(W) - ln(P)}.$$

W pracach [1, 2] przedstawiono wyniki badań na modelu laboratoryjnym – w systemie cewek izolowanych papierem zaimpregnowanym olejem. W modelu użyto papieru o zawilgoceniu od 0,5 % do 8,0 %. Olej natomiast miał różną zawartość rozpuszczonego azotu – od wartości odpowiadającej zupełnemu odgazowaniu aż do 12,3 %. Cewka była nagrzewana przez prąd, który symulował przeciążenie transformatora.



Rys. 3. Rozwój zjawiska bąbelkowania w czasie dla zawartości azotu rozpuszczonego w oleju 8,8 % i zawilgocenia papieru 1,0 % [2]



Rys. 4. Temperatura krytyczna rozpoczęcia bąbelkowania w zależności od zawartości wody w papierze w przypadku oleju o niskiej zawartości gazu oraz nasyconego azotem do 8,8 % [2]

Na rysunku 3 przedstawiono zarejestrowane przebiegi: prądu nagrzewającego cewkę, temperatury oleju, temperatury *hot spot* – dla modelu transformatora izolowanego papierem o zawilgoceniu 1 % i wypełnionego olejem nasyconym azotem do 8,8 %.

W wyniku przeprowadzenia serii badań skonstruowano charakterystyki przedstawiające krytyczną temperaturę pojawienia się zjawiska bąbelkowania w zależności od zawartości wody w papierze w przypadku oleju o niskiej zawartości gazów i nasyconego azotem.

Rysunek 4 pokazuje temperaturę krytyczną rozpoczęcia zjawiska bąbelkowania w zależności od zawartości wody w papierze w przypadku oleju o niskiej zawartości gazu oraz nasyconego azotem do 8,8 %.

Z rysunków 3 i 4 wynika, że mierząc temperaturę oleju nie mamy pojęcia o najwyższej temperaturze izolacji (*hot spot*). Przy realnym zawilgoceniu izolacji starych transformatorów, wynoszącym 2-3 %, zjawisko bąbelkowania może wystąpić przy relatywnie niskiej temperaturze najgorętszego miejsca (ok. 125-130˚C).

Temperatura krytyczna rozpoczęcia zjawiska bąbelkowania zależy od szybkości wzrostu temperatury. Przy bardzo szybkim wzroście temperatury (np. w wyniku zwarcia), temperatura krytyczna może mieć większą wartość niż przy narastaniu powolniejszym [3].

Bubble effect w polskim transformatorze 160 MVA na stacji rozdzielczej w Czerwonaku

W dniu 18.09.2003 r. na transformatorze 160 MVA w stacji rozdzielczej w Czerwonaku wystąpiło typowe zjawisko bąbelkowania.

Przyczyn, jak się później okazało, było kilka. Planowy remont transformatora w Plewiskach zmusił do zwiększenia obciążenia transformatora w Czerwonaku. Temperatura powietrza przez wiele dni utrzymywała się na poziomie 26-30˚C. Dodatkowo awarii uległ jeden z wentylatorów.

Bąbelkowanie objawiło się wytłaczaniem oleju pod dużym ciśnieniem przez przewód z odwilżaczem. Ilość wytłoczonego oleju do kolejno podstawianych beczek przekroczyła tysiąc litrów.

Po odłączeniu transformatora, Zakłady Produkcyjno-Remontowe Energetyki Poznań ENERGETYKA CZERWONAK zastosowały doraźne działanie, polegające na próżniowym suszeniu oleju i reperacji wentylatorów. Osuszony i ochłodzony olej przepompowano do kadzi transformatora. Po zakończeniu remontu pracownicy Instytutu Elektroenergetyki Politechniki Poznańskiej wyznaczyli zawartość wody w papierze wykorzystując metodę odpowiedzi dielektrycznej – w domenie częstotliwości (FDS) oraz w domenie czasu (RVM). Programy wspomagające pomiary obiema metodami wykazały zgodnie zawartość wody równą 3,2 % [5, 6]. Transformator, przy mocno zredukowanym obciążeniu, pracował jeszcze przez dwa lata. W chwili oddawania artykułu do druku transformator był już zezłomowany. Uzyskane próbki papieru i preszpanu są obecnie badane pod kątem zawartości wody metodą Karla-Fischera.

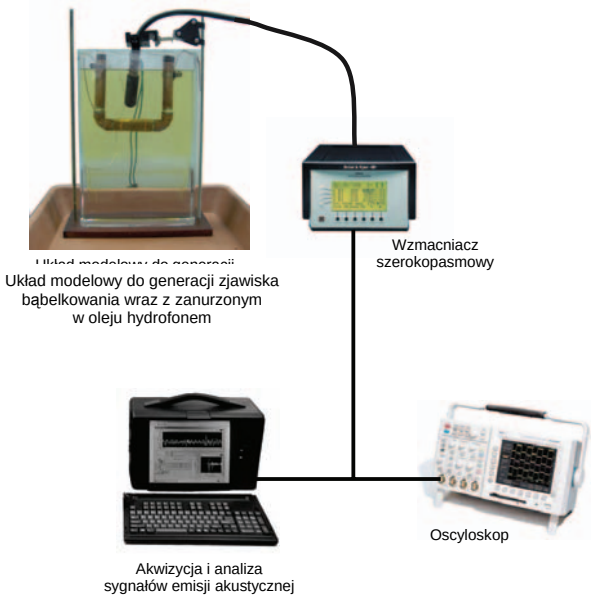
Ocena możliwości monitorowania zjawiska bąbelkowania

Rekonesansowe badania dotyczące określenia możliwości monitorowania zjawiska bąbelkowania przy użyciu metody emisji akustycznej (EA) przeprowadzono w układzie, którego schemat przedstawiono na rysunku 5.

Do rejestracji sygnałów emisji akustycznej zastosowano hydrofon typu 8104 firmy Brüel&Kjaer, którego charakterystyki przedstawiono na rysunku 6.

Jest to przetwornik o bardzo wysokiej czułości (-205 dB w odniesieniu do 1V/µbar) i praktycznie liniowej charakterystyce przenoszenia (rys. 6a). Zakres przenoszonych częstotliwości mieści się w przedziale od 0,1 Hz do 120 kHz, a liniowość jest zachowana do 50 kHz. Na rysunku 6b przedstawiono charakterystyki przenoszenia w płaszczyznach X-Y oraz X-Z. Jak widać z rysunku, przy

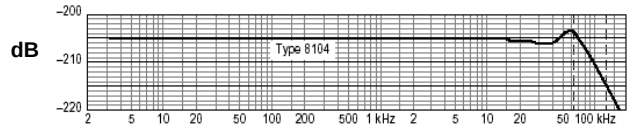
częstotliwości 50 kHz charakterystyki przenoszenia w obu płaszczyznach są okręgami, co może stanowić pewien komfort pomiarowy. Właściwości kierunkowe hydrofonu eksponują się po przekroczeniu granicy liniowego przenoszenia.



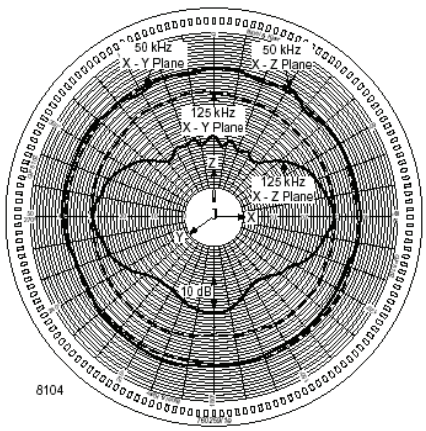
Rys. 5. Zastosowany w badaniach układ do rejestracji i analizy sygnałów emisji akustycznej generowanej przez zjawisko bąbelkowania

W przeprowadzonych badaniach zjawiska bąbelkowania zastosowano specjalnie spreparowane próbki zawilgoconej izolacji papierowej, które były nawinięte na miedzianą rurkę, wewnątrz której znajdował się grzejnik o regulowanej mocy. Pomiar temperatury zrealizowano za pomocą cyfrowego miernika wyposażonego w czujnik umieszczony między warstwami papieru. Tak przygotowany zestaw był następnie zanurzony w naczyniu wypełnionym olejem transformatorowym. Hydrofon zamontowano w statywie umożliwiającym precyzyjną regulację odległości hydrofonu od próbek izolacji papierowej.

a)



b)



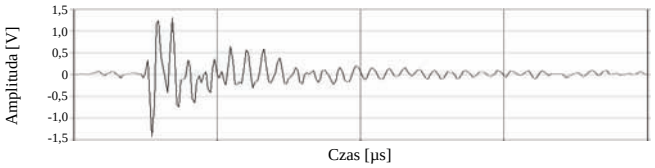
Rys. 6. Charakterystyki odpowiedzi częstotliwościowej hydrofonu B&K typu 8103: a) charakterystyka przenoszenia, b) charakterystyka kierunkowa

Sygnały emisji akustycznej, które były generowane w trakcie procesu gwałtownego uwalniania się pary wodnej z izolacji papierowej, niestety nie zostały zarejestrowane przez hydrofon. Użyty hydrofon stanowi najlepszą ofertę handlową w odniesieniu do naszych wymagań, jego zakres częstotliwości jest szeroki a czułość bardzo duża. Były podstawy oczekiwania sukcesu. Przyczyną niepowodzenia jest prawdopodobnie zbyt małą energia sygnałów.

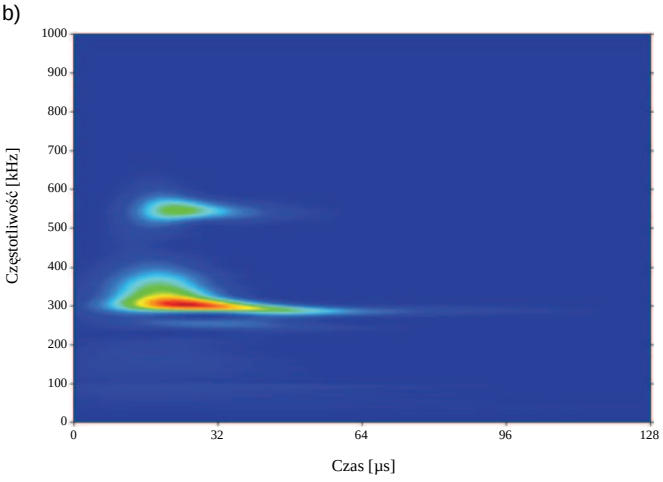
Na podstawie przeprowadzonych rekonesansowych pomiarów sformułowano wniosek, iż nie jest możliwy monitoring zjawiska bąbelkowania w izolacji transformatora w oparciu o pomiar emisji akustycznej rejestrowanej przy użyciu hydrofonów.

Następnie autorzy zaproponowali alternatywne podejście do problemu monitoringu zjawiska bąbelkowania przy użyciu metody emisji akustycznej. Prowadzony za pomocą hydrofonu pomiar sygnałów EA powstających w trakcie intensywnego uwalniania się pary wodnej z izolacji papierowo-olejowej, zdecydowano się zastąpić badaniem sygnałów EA generowanych przez wyładowania niezupełne powstające w pęcherzach pary wodnej, znajdujących się w polu elektrycznym.

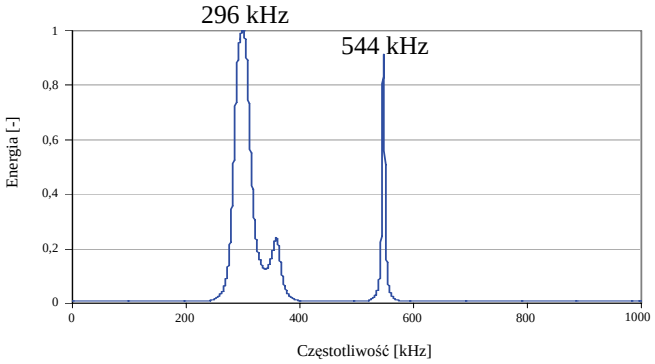
a)



b)



c)



Rys. 7. Wyniki analizy serii impulsów EA generowanych przez wyładowania we wtrącinie gazowej: a) przebieg czasowy, b) spektrogram czasowo-częstotliwościowy ciągłej transformaty falkowej, c) wysokorozdzielcze widmo częstotliwościowe estymowane metodą MUSIC

Warunkiem poprawnego monitoringu jest identyfikacja źródeł wyładowań niezupełnych. Ponieważ w transformatorze, w czasie normalnej pracy, może istnieć wiele źródeł wyładowań niezupełnych, dlatego konieczne jest poprawne zidentyfikowanie wyładowań występujących w pęcherzach pary wodnej.

Na rysunku 7 przedstawiono wyniki analizy impulsów EA generowanych przez wyładowania niezupełne we wtrącinach gazowych. Na rysunku 7a przedstawiono przebieg czasowy sygnału emisji akustycznej, a na rysunku 7b spektrogram czasowo-częstotliwościowy wyznaczony przy użyciu ciągłej transformaty falkowej. Na rysunku 7c przedstawiono wysokorozdzielczą charakterystykę częstotliwościową, którą opracowano przy wykorzystaniu metody podprzestrzeni MUSIC (ang. *Multiple Signal Classification*).

Analiza spektrogramów czasowo-częstotliwościowych ciągłej transformaty falkowej (CWT) wykazała, że impulsy EA, pochodzące od wyładowań niezupełnych generowanych we wtrącinach gazowych, charakteryzują się dwoma pasmami dominującej częstotliwości, które zawierają się w zakresach: od 270 do 380 kHz oraz od 520 do 580 kHz (rys. 7b) [4]. Tę właściwość można wykorzystać jako element „odcisku palca" wzorcowego defektu w postaci pęcherza pary wodnej.

Drugim parametrem wykorzystywanym w procesie identyfikacji wyładowań niezupełnych, generowanych w pęcherzach gazowych, jest częstotliwość modalna odpowiadająca maksymalnej wartości energii w widmie estymowanym metodą MUSIC [4]. Jak można zaobserwować na rysunku 7c, wartość tego parametru w paśmie 270÷380 kHz wynosi 296 kHz, zaś w paśmie 520÷580 kHz jest równa 544 kHz.

Dodatkowo upewniono się, że na charakter składowych częstotliwościowych rejestrowanych impulsów nie wpływa ani wartość napięcia pomiarowego, ani jego polaryzacja.

Opierając się na wyznaczonych parametrach tworzących „odcisk palca" można dokonać identyfikacji wyładowań niezupełnych zapalających się w pęcherzykach gazowych uwalnianych z izolacji papierowo-olejowej w trakcie zainicjowania zjawiska bąbelkowania.

Wnioski

Wszystkie transformatory o okresie eksploatacji 25-30 lat są narażone na groźne dla nich zjawisko bąbelkowania. Jeżeli zjawisko pojawi się w transformatorach z konserwatorem, to olej może być wytłaczany z kadzi przez przewód z odwilżaczem. W transformatorach szczelnych może wystąpić gwałtowny wzrost ciśnienia.

Fizyczne wyjaśnienie zjawiska względnie ścisłej zależności temperatury zainicjowania zjawiska bąbelkowania od zawartości wody w papierze jest bardzo trudne. Grają tu rolę z pewnością efekty adsorpcji fizycznej, wiązania wodorowe między silnie polarną molekułą wody a grupą OH oraz adsorpcja kapilarna. Dla potrzeb aplikacji, zadowolić się można dosyć dobrze potwierdzającymi się zależnościami fenomenologicznymi.

Ze względu na potencjalne niebezpieczeństwo dla transformatora bardzo ważnym zagadnieniem jest opracowanie skutecznej metody monitoringu inicjowania się zjawiska bąbelkowania w izolacji. Szczególnie w przypadku starszych jednostek system taki mógłby zapobiegać możliwym awariom.

Dotychczas przeprowadzone rekonesansowe badania zjawiska bąbelkowania z wykorzystaniem metody emisji akustycznej nie przyniosły pozytywnych rezultatów. Dlatego opracowano koncepcję rozwiązania problemu monitoringu tego zjawiska, opartą na detekcji sygnałów emisji akustycznej pochodzących od wyładowań niezupełnych generowanych w pęcherzykach gazowych.

Praca została wykonana w ramach Międzynarodowego Projektu Badawczego REDIATOOL finansowanego z 5 PR Unii Europejskiej ("Reliable Diagnostics of HV Transformer Insulation for Safety Assurance of Power Transmission Systems" – Contract no. NNE5/2001/472) oraz w ramach Badań Własnych pt. „Monitoring 'bubble' efektu w izolacji transformatora z wykorzystaniem metody akustycznej" (41-711/2006/BW)

LITERATURA

[1] Oommen T.V., Bubble evolution from transformer overload, *IEEE Insulation Life Subcommittee*, Niagara Falls, Canada, 17.10.2000

[2] Oommen T.V., LIndgren S.R., Bubble evolution from transformer overload, *Transmission and Distribution Conference and Exposition*, Atlanta, USA, 2001, Vol. 1, 137-142

[3] Sakal M., Dalkuhara N., Makl K., Tanlguchi Y., Yanabu S., A Research of Critical Temperature on Bubble Formation under Overloaded Oil-Immersed Transformer, *The Transactions Of The Institute Of Electrical Engineers Of Japan*, 04.2001, Volume 121-B, Number 4,500-506

[4] Sikorski W., Identyfikacja defektów w wybranych układach izolacyjnych na podstawie analizy sygnałów emisji akustycznej, *Rozprawa doktorska*, Politechnika Poznańska, Poznań 2006

[5] Gielniak J., Morańda H. Ossowski M., Przybyłek P., Walczak K., Mościcka-Grzesiak H., Neumann S., Warunki wystąpienia „bubble effect" w transformatorze o izolacji papierowo-olejowej, *Energetyka*, Zeszyt tematyczny VI, 04.2005, 120-122

[6] Mościcka-Grzesiak H., Nadolny Z., Graczkowski A., Walczak K., Gielniak J., Przybyłek P., Niezawodna diagnostyka wysokonapięciowej izolacji transformatorów dla zapewnienia bezpieczeństwa systemu energetycznego, Zeszyty Naukowe Politechniki Poznańskiej, Energetyka, Zeszyt 51/2006, Poznań 2006, 7-24

***Autorzy**: dr inż. Hubert Morańda, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, e-mail: hubert.moranda@put.poznan.pl; prof. dr hab. inż. Hanna Mościcka-Grzesiak, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, e-mail: hanna.moscicka@put.poznan.pl; mgr inż. Piotr Przybyłek, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, e-mail: piotr.przybylek@doctorate.put.poznan.pl; dr inż. Wojciech Sikorski, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, e-mail: wojciech.sikorski@put.poznan.pl; dr hab. Inż. Krzysztof Siodła, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, e-mail: krzysztof.siodla@put.poznan.pl; mgr inż. Paweł Staniek, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, e-mail: pawel.staniek@doctorate.put.poznan.pl, Stanisław R. Neumann, Zakłady Produkcyjno-Remontowe Energetyki Poznań, ul. Gdyńska 68, 62-004 Czerwonak, e-mail: info@energetyka-czerwonak.com.pl*

Edmund MOTYL[1], Daniel DOPIERAŁA[1], Robert SOLAREK[1]

Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii (1)

Generator nanosekundowych impulsów wysokiego napięcia

Streszczenie. *W artykule przedstawiono generator pojedynczych impusów nanosekundowych wysokiego napięcia. Generator składa się z linii kształtującej impuls, wysokonapięciowego kontaktronu i opornika dopasowującego. Budowa i działanie generatora oparte jest na koncepcji Blumleina. Uzyskano impulsy napięciowe rzędu 40 kV, o długości 100 ns i sprawności napięciowej 70 %.*

Abstract. The *article discusses a high voltage pulse generator for producing of nanosecond single pulses. The generator consists of pulse-forming line, reed high voltage switch and matching resistor. Its construction and working is based on Blumlein concept. Voltage pulses of the order of 40 kV, pulse duration of 100 ns have been achieved with voltage efficiency of 70%.* ***(Generator of high voltage nanosecond pulses).***

Słowa kluczowe: *generator Blumlein'a, linia długa, nanosekundowy impuls WN,*
Keywords: *Blumlein generator, transmission line, HV nanosecond pulse,*

Wstęp

Wysokonapięciowe impulsy prostokątne o długości nanosekundowej znajdują coraz większe zastosowania w różnych dziedzinach techniki i nauki. Przykładami takich zastosowań są generatory plazmowe, urządzenia elektronowiązkowe o wysokiej energii czy urządzenia do wytwarzania wyładowań elektrycznych w gazach. Krótkie impulsy wysokonapięciowe są wykorzystywane w badanich mechanizmu zjawisk przebiciowych w gazach, wytrzymałości elektrycznej i badaniach zjawiska ulotu [1, 2, 3]. Praktycznym i niedrogim sposobem uzyskania wysokonapięciowych impulsów prostokątnych jest wykorzystanie linii formującej złożonej z kabli koncentrycznych. Linia formująca i wyłącznik zapewniający szybkie zwarcie umożliwiają otrzymanie pojedynczych impulsów o płaskim grzbiecie i krótkim czasie narostu impulsu. Obwód formujący o konfiguracji Blumleina składa się z n par odcinków linii koncentrycznych, które są ładowane równolegle ze źródła napięcia stałego U_1, a rozładowywane szeregowo przez opornik dopasowujący.

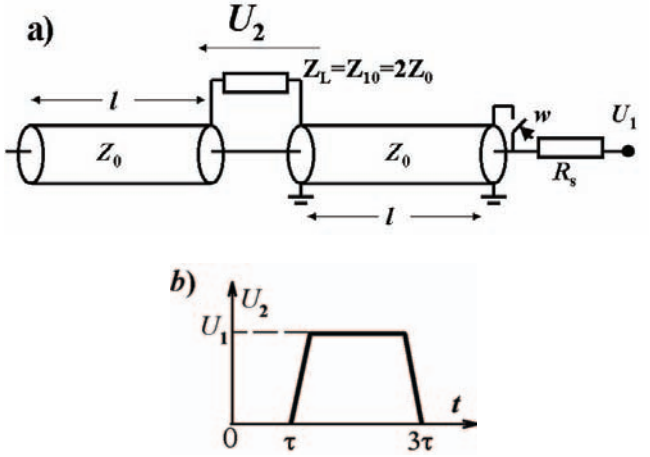
Po naładowaniu napięcie na obciążeniu będzie równe zeru w wyniku kompensacji napięć w obwodzie formującym. Po zwarciu wyłącznika na połowie odcinków linii następuje inwersja napięć, a napięcie wyjściowe U_2 jest równe $2nU_1$ w stanie jałowym i nU_1 w stanie dopasowania falowego, tj. przy obciążeniu $Z_L = 2nZ_0$, gdzie Z_0 jest impedancją charakterystyczną linii. W istocie zasada działania jest bardziej złożona, jak to zostanie przedstawione poniżej.

Celem prezentowanej pracy było zbudowanie generatora pojedynczych impulsów napięciowych o amplitudzie do 40 kV i długości 100 ns. Generator ma być jednym z elementów stanowiska do badania ładunku przestrzennego w izolacji elektrycznej za pomocą metody elektroakustycznej. Odpowiedź akustyczna układu na napięcie impulsowe zawiera informacje o lokalnych naprężeniach mechanicznych w próbce izolacji elektrycznej. Analiza sygnału akustycznego może służyć do diagnostyki izolacji elektrycznej.

Zasada działania generatora Blumlein'a

Najprostszy generator wykorzystujący zasadę inwersji napięć przedstawiony jest na rysunku 1a. W tej konfiguracji obwód formujący składa się z dwóch bezstratnych odcinków linii koncentrycznych (n = 1), obciążonych impedancją $Z_L = 2Z_0$ w warunkach dopasowania. Po naładowaniu, napięcie na wyjściu generatora równe jest zeru. Po zwarciu styków łącznika ***w*** obwód znajduje się w stanie nieustalonym. Przebiegi napięciowe i prądowe w linii opisuje falowe równanie różniczkowe stopnia drugiego. Rozwiązanie równania falowego jest superpozycją dwóch fal: padającej i odbitej i zależy od współczynników odbicia R i przepuszczalności T fal na zakończeniach odcinków linii. Dla linii otwartej R = 1, a dla zwartej R = -1. Po zwarciu linii w chwili t = 0, napięcie będące sumą fal napięciowych: padającej i odbitej jest równe zero. Fala odbita przemieszcza się w kierunku obciążenia Z_L, gdzie podlega odbiciu i przepuszczaniu. Współczynniki odbicia i przepuszczalności w tym miejscu linii wynoszą odpowiednio:

$$R = \frac{Z_L}{Z_L + 2Z_0} \qquad T = \frac{2Z_0}{Z_L + 2Z_0}. \tag{1}$$



Rys.1. Schemat (a) i przebieg napięcia wyjściowego (b) dla pojedynczego stopnia generatora Blumleina

W stanie dopasowania falowego, gdy $Z_L = 2Z_0$, R = 0,5, T = 1,5 i połowa padającej fali napięciowej ulega odbiciu, połowa przechodzi do lewego odcinka obwodu i cała fala tj. $U_1/2$ odkłada się na obciążeniu. Czas przejścia fali napięciowej τ przez odcinek linii o długości l wynosi

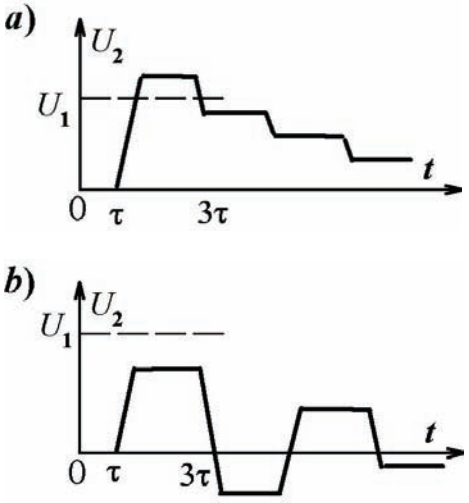
$$\tau = \sqrt{\varepsilon_r}\,\frac{l}{c}, \tag{2}$$

gdzie ε_r jest przenikalnością elektryczną względną izolacji kabla a c prędkością światła. Począwszy od tej chwili rozładowuje się lewy odcinek linii. Połowa fali napięcia U_1 biegnie w lewo, a połowa w prawo, gdzie zostaje odbita ze współczynnikiem 0,5 i przepuszczana ze współczynnikiem 1,5 z czego 2/3 napięcia (tj. $U/2$) odkłada się na rezystancji obciążenia. Napięcie wyjściowe U_2 na impedancji

obciążenia w stanie dopasowania falowego jest sumą napięć wynikłą z rozładowywania się prawego i lewego odcinka linii; wynosi U_1 i jest równe napięciu ładowania. Jak wynika z analizy procesu rozładowania napięcie to utrzymuje się od czasu $t = \tau$ do $t = 3\ \tau$, po czym obwód zostaje całkowicie rozładowany. Długość generowanego impulsu wynosi $2\ \tau$. Na rysunku 1b przedstawiono idealny przebieg impulsu w przypadku, gdy $Z_L = 2Z_0$. Opóźnienie wynika z czasu jaki ujemny impuls potrzebuje na przebycie odległości od wyłącznika do obciążenia. W przypadku niedopasowania maksymalne napięcie obciążenia jest określone następująco:

$$U_2 = 2U_1 \frac{Z_L}{Z_L + Z_0}, \tag{3}$$

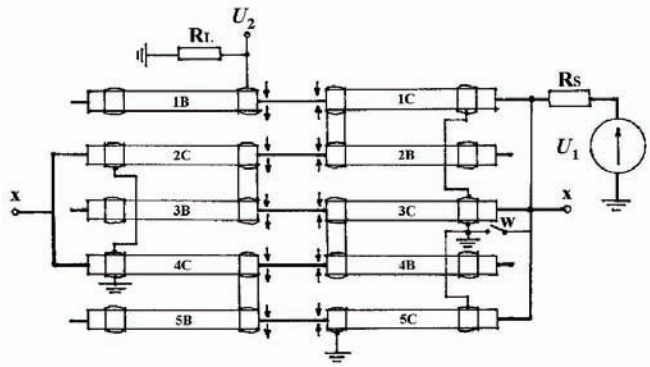
a przebiegi zależą od wartości impedancji obciążenia w stosunku do impedancji falowej. Przypadki, gdy $Z_L > 2Z_0$ i $Z_L < 2Z_0$ przedstawiono na rysunkach 2 a,b.



Rys. 2. Przebiegi napięć wyjściowych w przypadku, gdy: a) $Z_L > 2Z_0$, b) $Z_L < 2Z_0$

Konstrukcja 5-stopniowego generatora Blumleina

Zaprojektowano i skonstruowano pięciostopniowy generator Blumleina. Taka konfiguracja powinna teoretycznie umożliwić otrzymanie impulsu o 10-krotnej wartości napięcia ładowania, tzn. $U_2 = 10\ U_1$ w obwodzie otwartym, lub $U_2 = 5\ U_1$, w stanie dopasowania ($Z_L = 10\ Z_0$). Schemat ideowy pięciostopniowego generatora Blumleina przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. Schemat ideowy pięciostopniowego generatora Blumleina. 1B–5B: odcinki linii w stanie jałowym; 1C–5C: odcinki linii zwierane; R_L – obciążenie obwodu formującego; R_S – opornik ograniczający w obwodzie ładowania; U_1 – źródło napięcia stałego; w – łącznik.

Prezentowany generator składa się z pięciu kaskad, każda z nich składa się z dwóch odcinków kabli (każdy o długości l = 10 m). Zastosowano kabel RG 213 o impedancji falowej Z_0 = 50 Ω i znamionowym napięciu stałym U_1 = 10 kV. Czas przejścia impulsu przez odcinek kabla τ = 50 ns, a długość impulsu wynosi 2τ = 100 ns. Celem zwiększenia sprawności generatora, odcinki koncentrycznych linii nawinięto w formie solenoidu. Taki rodzaj nawinięcia powoduje wzrost indukcyjności linii w stosunku do ekranu i zwiększa wartość tzw. wtórnej impedancji falowej linii Z_{02} [1]. Zbyt mała wartość tej impedancji powoduje bocznikowanie impedancji obciążenia, przez co zmniejsza się sygnał wyjściowy U_2. Sprawność napięciowa generatora zależy od ilorazu Z_{02}/Z_L [4]. Pomiary indukcyjności i pojemności linii względem ekranu pozwoliły oszacować wartość Z_{02} na 4 kΩ i określić sprawność generatora na 70 %.

Impedancję obciążenia dopasowującego R_L stanowi opornik elektrolityczny (wodny). Rezystory te charakteryzują się prostotą budowy, trwałością konstrukcji, niską indukcyjnością oraz co najistotniejsze - zdolnością do rozpraszania dużych energii. Rezystywność wodnych roztworów soli metali jest zaskakująco stabilna, nawet przy obciążeniach dużymi prądami. Najczęściej stosowany jest roztwór dwuchromianu potasu ($K_2Cr_2O_7$), którego rezystywność określa następująca formuła [5]:

$$\rho = 1640\ \mathrm{C}^{-1,0942}\ \ \Omega \cdot \mathrm{m}, \tag{4}$$

w której koncentracja elektrolitu C = 0,025-25 g/l. Alternatywnie można stosować roztwór dwuchromianu sodu ($Na_2Cr_2O_7$).

Do ładowania formujących linii kablowych stosowano zasilacz U_1 = 10 kV/20 mA. Do szybkich i pewnych zwarć naładowanych odcinków linii do masy wykorzystano wysokonapięciowy przekaźnik kontaktronowy K-556H z firmy Unitra-Dolam. Rozmieszczenie elementów generatora przedstawiono na rysunku 4.



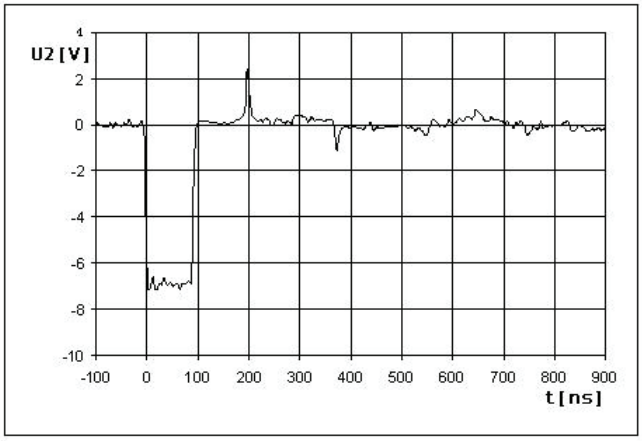
Rys. 4. Ogólny widok generatora impulsowego

Przebiegi napięcia wyjściowego

Podczas uruchamiania układu zastosowano obniżone napięcie z zakresu od pojedynczych woltów do dziesiątków woltów. Zasilenie generatora tak niskim napięciem pozwoliło na bezpośrednie podłączenie do oscyloskopu i obserwację przebiegów bez stosowania dodatkowych sond wysokonapięciowych. Istnieje jeszcze jedna, bardzo istotna kwestia, dla której zdecydowano się przy uruchomieniu na zastosowanie niskiego napięcia ładowania. Z zasady

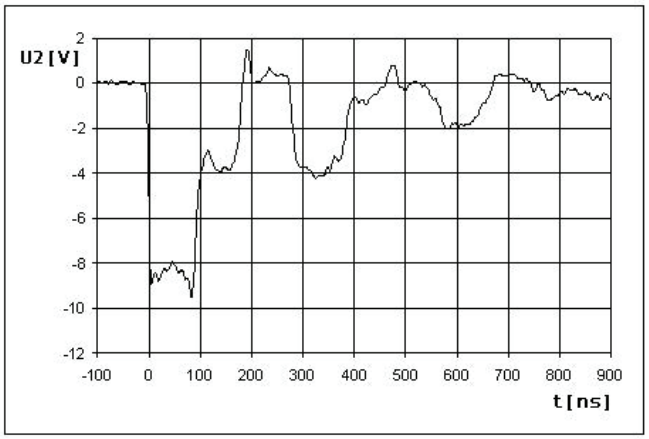
działania generatora i liniowości obwodu wynika, że kształt przebiegów impulsowych nie zależy od wartości napięcia zasilania. Uzyskanie oczekiwanych teoretycznie przebiegów impulsowych świadczy o prawidłowym działaniu generatora. Ewentualne odkształcenia impulsów wyjściowych - spowodowanych podaniem wysokich napięć zasilających - mogą świadczyć o wpływie dodatkowych czynników, związanych z pracą elementów w takich warunkach.

Na rysunkach 5, 6 i 7 zaprezentowano przebiegi wyjściowe z pojedynczego stopnia generatora Blumleina dla trzech różnych wartości obciążeń linii zasilającej przy zasilaniu napięcie stałym U_1 = 10 V. Przebiegi na rysunku 5 zawierają wąskie piki, pojawiające się w czasie równym 4 krotnym i 8 krotnym okresom przejścia fali przez odcinek linii. Może to być rezultatem nie-jednoczesnego dotarcia fali



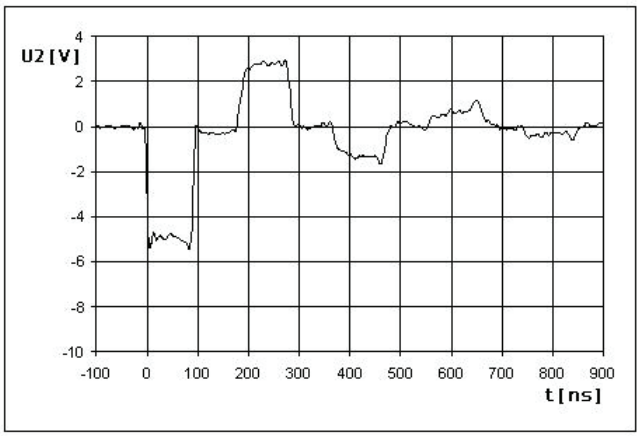
Rys. 5. Przebieg impulsu z pojedynczego stopnia Blumleina przy dopasowaniu $R_L = 2Z_o$=100 Ω

z lewej i prawej strony odcinków linii do impedancji obciążenia i niedopasowania impedancji obciążenia ze względu na obecność pasożytniczej wtórnej impedancji falowej linii Z_{02}. Tę charakterystyczną impedancję linii tworzy ekran względem uziemionych elementów układu. Ponieważ ekran jednego odcinka linii jest uziemiony, to linia pasożytnicza jest zwarta.



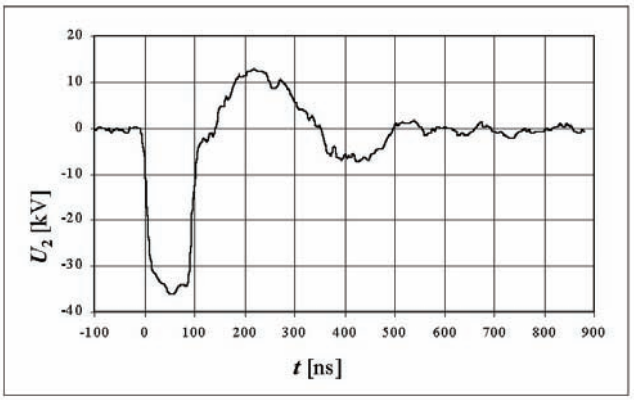
Rys. 6. Przebieg impulsu z pojedynczego stopnia Blumleina przy niedopasowaniu dla R_L = 750 Ω > $2Z_o$ = 100 Ω

W przypadku, gdy impedancja obciążenia jest znacznie większa od impedancji dopasowania, amplituda pierwszego impulsu jest większa w porównaniu z amplitudą impulsu przedstawionego na rysunku 5. Poza tym pojawiają się dodatkowe monopolarne impulsy napięciowe, które monotonicznie zanikają (rys. 6). W przypadku za małej impedancji (rys. 7) impulsy są bipolarne, a amplituda największego impulsu jest mniejsza od impulsu z rysunku 5. Uzyskane przebiegi potwierdzają przewidywania teoretyczne.



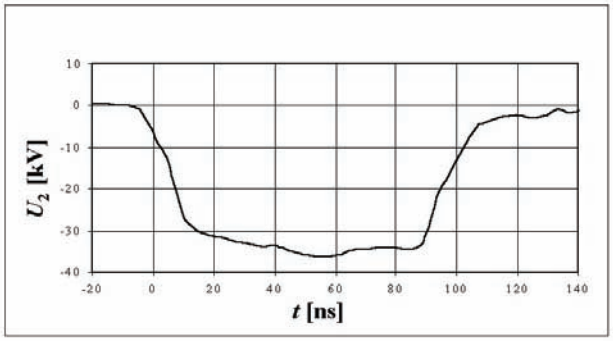
Rys. 7. Przebieg impulsu z pojedynczego stopnia przy niedopasowaniu dla R_L = 50 Ω < $2Z_o$ = 100 Ω

Następnie zbadano wpływ liczby stopni generatora Blumleina na przebiegi impulsowe. Impedancja obciążenia była dopasowana falowo do obwodu formującego. Ze wzrostem liczby stopni generatora (od 2 do 5) kształt wyjściowego napięcia impulsowego U_2 ulega odkształceniu. Rysunek 8 przedstawia odpowiedź pięciostopniowego układu Blumleina na wymuszenie stało napięciowe, gdzie U_1 = 10 kV. Amplituda przebiegu wynosi około 35 kV, co daje sprawność napięciową równą 70%. Współczynnik wzmocnienia napięciowego $k_U = U_2/U_1$ = 3,5 jest mniejszy od wartości oczekiwanej, równej 5. Pojawiają się także dodatkowe piki, które są spowodowane pasożytniczymi impedancjami falowymi ekranów odcinków kabla względem ziemi.



Rys. 8. Przebieg impulsu z pięciostopniowego generatora Blumlein'a przy obciążeniu rezystancją dopasowującą R_L = 5 Z_{o1} = 10 Z_o = 500 Ω

Przebieg głównego piku w powiększeniu przedstawiono na rysunku 9. Można z niego uzyskać informacje o czasie narostu i spadku napięcia oraz długości sygnału. Czasy narostu i spadku napięcia wynoszą około 15 ns, a szerokość impulsu w półwysokości 92 ns. Główne parametry generatora zestawiono w tabeli 1. Zaletą opisanego generatora jest prostota konstrukcji i niskie koszty. Wadą jest duża impedancja wyjściowa.



Rys. 9. Przebieg pierwszego piku impulsu z pięciostopniowego generatora Blumleina przy obciążeniu rezystancją dopasowującą $R_L = 5\ Z_{o1} = 10\ Z_o = 500\ \Omega$

Podsumowanie

W pracy opisano wysokonapięciowy generator impulsów nanosekundowych rzędu 100 ns, który znajdzie zastosowanie w badaniach izolacji elektrycznej. Generator został zaprojektowany w taki sposób, aby jego modułowość umożliwiała wiele konfiguracji połączeń oraz zapewniała łatwość ewentualnej przebudowy.

Tabela 1. Parametry generatora

Liczba stopni Blumleina	5
Napięcie zasilania	10 kV
Napięcie wyjściowe	35 kV
Impuls prądowy	68 A
Sprawność	70 %
Moc udaru	2,3 MW
Szerokość impulsu	92 ns w półwysokości
Czas narostu	ok. 15ns
Rodzaj kabla / Z_o / U_n	RG213 / 50 Ω / 10 kV
Obciążenie Z_L	500 Ω – opornik elektrolit.

Pięciostopniowy generator Blumleina zbudowano z odcinków kabli koncentrycznych. Odcinki kabli nawinięto w formie solenoidu w celu zwiększenia wtórnej impedancji falowej linii Z_{02}. Mała wartość impedancji Z_{02} w stosunku do impedancji falowej Z_0 zmniejsza sprawność napięciową generatora i powoduje odkształcenie prostokątnego impulsu napięciowego.

Ze zwiększeniem liczby stopni Blumleina wzrasta współczynnik wzmocnienia napięciowego, ale napięcie wyjściowe U_2 jest bardziej odkształcone. Nie-odkształcone impulsy uzyskuje się praktycznie dla jednostopniowego generatora Blumleina. Wybranie tej opcji pociąga za sobą wzrost kosztów budowy urządzenia, które wynikają z zastosowania droższych elementów przeznaczonych do pracy na odpowiednio wyższym napięciu. Ponadto będziemy zmuszeni do zastosowania wyższego napięcia zasilania oraz uzyskamy niższe wzmocnienie w układzie.

Praca była prowadzona w ramach badań statutowych finansowanych przez Ministerstwo Nauki i Informatyzacji.

LITERATURA

[1] Somerville I, MacGregor S., Farish O., An efficient stacked Blumlein HV pulse generator. Meas. Science. Technol. 1 (1990) 865-868.
[2] Davanloo F., Collins C. B., and Agee F. J., High power repetitive stacked Blumlein pulsers commutated by a single switch element, IEEE Trans. on Plasma Science., 26 (1998) 1463-1475.
[3] Graneau P.N., Rossi J. O. Brown M. P., and Smith P. W., A high voltage transmission line transformer with very low droop, Rev. Sci. Instrum., 67 (1996) 2630-2635.
[4] Rossi J. O., Ueda M., Barroso J. J., Design of a 150- kV 300-A 100-Hz Blumlein Coaxial Pulser for Long-Pulse Operation, IEEE Trans. on Plasma Sci., 30 (2002) 1622-1626.
[5] Beverly R. E. and Campbell R. N. Aqueous-electrolyte resistors for pulsed power applications, Ohio; American Institute of Physics 1995

***Autorzy**: dr hab. inż. Edmund Motyl, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, wyb. Wyspiańskiego 27, 50-370, Wrocław, E-mail: edmund.motyl@pwr.wroc.pl;*
mgr inż. Daniel Dopierała, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, wyb. Wyspiańskiego 27, 50-370, Wrocław, E-mail: daniel.dopierała@pwr.wroc.pl

Zbigniew NADOLNY

Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki

Ocena efektu termicznego wywołanego wyładowaniami niezupełnymi na modelach wysokonapięciowych układów izolacyjnych przy użyciu kamery termowizyjnej

Streszczenie. *W artykule zamieszczono analizę wpływu wyładowań ślizgowych na wzrost temperatury na powierzchni materiałów izolacyjnych. Badanymi materiałami były elastomery silikonowe, kompozycja żywiczna oraz szkło – epoksydowa. Pomiar temperatury przeprowadzono metodą bezprzewodową przy użyciu kamery termowizyjnej. Zbadano wpływ przenikalności elektrycznej materiałów na wzrost temperatury na ich powierzchni.*

Abstract*. The article describes analysis of influence of flashover partial on the increase of temperature on insulation material surface. Silicone, resin and glass – epoxy materials were investigated. Temperature measurement was done using un-contact method, using infrared camera. Material permittivity influence on temperature increase was investigated. (**Thermal effect analysis caused by partial discharges on high voltage system models using infrared camera**).*

Słowa kluczowe: wyładowania niezupełne, efekt termiczny, materiały izolacyjne.
Keywords: partial discharges, thermal effect, insulation materials.

Wstęp

Jednym z czynników przyspieszających proces degradacji materiałów izolacyjnych są wyładowania niezupełne (wnz). Wyładowania te mogą oddziaływać na wiele sposobów. Mogą one prowadzić do wzrostu chropowatości powierzchni i erozji materiałów, utraty właściwości hydrofobowych, czy też wzrostu temperatury. Wszystkie te zjawiska negatywnie wpływają na właściwości izolacyjne materiałów [1, 2, 3, 4].

Cel i zakres badań

Celem badań była ocena efektu termicznego na powierzchni próbek wybranych materiałów izolacyjnych, będącego skutkiem oddziaływania wyładowań ślizgowych. Oczekiwano odpowiedzi na dwa pytania. Po pierwsze, czy wyładowania ślizgowe mogą wywołać wzrost temperatury materiału w stopniu grożącym termiczną degradacją materiału. Po drugie, czy mierząc przyrost temperatury na powierzchni dielektryku można, w warunkach eksploatacyjnych, zlokalizować wyładowania i ocenić ich intensywność.

Pomiar temperatury został przeprowadzony techniką bezprzewodową przy użyciu kamery termowizyjnej o wysokiej czułości. Wyładowania ślizgowe generowane były w wysokonapięciowym układzie elektrod płyta – ostrze, między którymi znajdowały się próbki.

Obiekty badań i układ pomiarowy

Badano próbki elastomerów silikonowych, wyrobów szło – epoksydowych oraz kompozycji żywicznej. W tablicy 1 podano nazwy handlowe analizowanych materiałów oraz ich uproszczony opis, a na rysunku 1 przedstawiono zdjęcie próbek badanych materiałów.

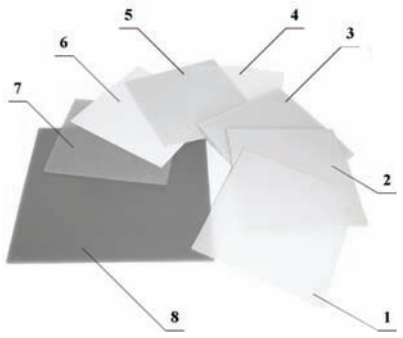
Pomiar prowadzono w układzie dwóch elektrod płyta - ostrze, między którymi znajdowała się próbka materiału, co przedstawiono na rysunku 2. Rolę elektrody wysokonapięciowej pełniła elektroda ostrzowa, w sąsiedztwie której generowały się wnz. Do elektrod przykładano napięcie równe 25 kV.

Ze względu na różną grubość próbek poszczególnych materiałów (1÷3 mm) zdecydowano, że między elektrodami będzie taka ich liczba, by całkowita grubość równa była zawsze 3 mm. Próbki materiału przylegały do elektrod.

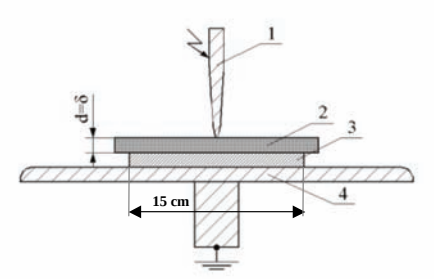
Pomiar temperatury przeprowadzony był przy użyciu kamery termowizyjnej (rys. 3). Zastosowanie kamery umożliwiło pomiar pola temperaturowego na całej

Tabela 1. Nazwy handlowe i rodzaje analizowanych materiałów izolacyjnych

Lp.	Nazwa handlowa materiału	Rodzaj materiału
1	Bayer – Silopren LSR Electro 242-1	Elastomer silikony LSR
2	Dow Corning – HV 1551/70P	
3	Dow Corning GP/60/D	Elastomer silikony HTV
4	Dow Corning GP/60/D + 50% vol. SiO_2	
5	Dow Corning GP/60/D + 50% vol. ATH	
6	Izoerg Gliwice – prepreg	Kompozycja szkło-epoksydowa
7	Żywica – Epidian 5, utwardzacz – Bepolit, wypełniacz – SiO_2, przyspieszacz – K54	Kompozycja żywiczna



Rys. 1. Próbki badanych materiałów izolacyjnych



Rys. 2. Układ próbka – elektrody: 1 – elektroda ostrzowa wysokonapięciowa, 2 – próbka badanego materiału izolacyjnego, 3 – płaska uziemiona płyta aluminiowa o grubości 2 mm, 4 – elektroda uziemiona, d – odległość między elektrodą wysokonapięciową a elektrodą uziemioną (d=δ), δ – grubość próbki równa 3 mm

powierzchni badanych próbek materiałów, co pozwalało na rejestrację najwyższej temperatury oraz miejsca jej wystąpienia. Omawiana kamera posiada czułość termiczną równą 0,05°C, zakres spektralny równy był 3÷5 μm lub 8÷12 μm, a pomiar wykonywany był z rozdzielczością 240 x 240 punktów. Obraz przechwytywany był przez zespół zwierciadeł i soczewek i ogniskowany w detektorze typu HgCdTe. Pomiar przy użyciu specjalnego programu transmitowany był do komputera za pośrednictwem magistrali USB. Wynik pracy kamery przedstawiany był w postaci termogramów lub w postaci macierzy wartości temperatury. Pomiar kamerą termowizyjna zapewniał obrazowanie pola temperatury w całej dostępnej optycznie powierzchni obiektu, możliwość wielokrotnej rejestracji, archiwizacji i obróbki komputerowej termogramów.



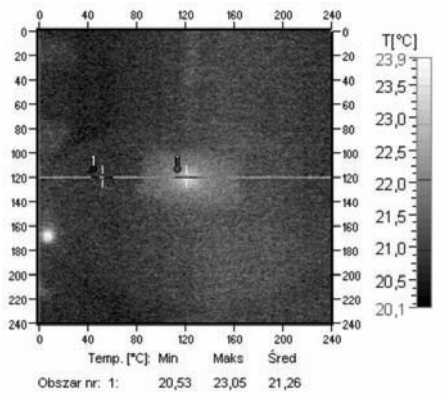
Rys. 3. Kamera termowizyjna, model V-20ER005-25 firmy VIGO System

Wyniki pomiarów

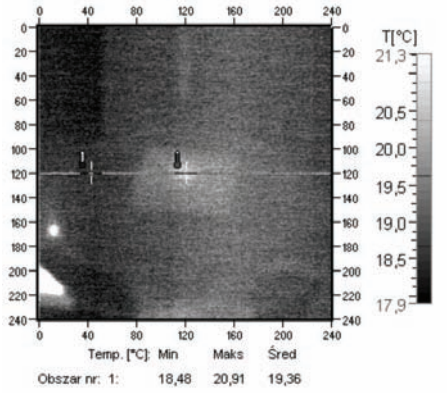
Pomiar temperatury został przeprowadzony po 30 minutach oddziaływania wyładowań ślizgowych na powierzchni próbek w układzie elektrod przedstawionym na rysunku 2. W trakcie oddziaływania wnz na próbki nie dokonywano pomiaru temperatury ze względu na wysokie prawdopodobieństwo uszkodzenia kamery. Uszkodzenie to mogło mieć miejsce na skutek bardzo negatywnego oddziaływania zakłóceń radioelektrycznych na podzespoły elektroniczne kamery, źródłem których były generowane wyładowania. Równolegle przeprowadzano pomiar temperatury otoczenia, by na tej podstawie móc wyznaczyć przyrost temperatury na powierzchni próbek.

Na rysunku 4 przedstawiono obrazy pola temperaturowego na powierzchni wszystkich badanych próbek. Jak widać, najwyższa temperatura była zarejestrowana najczęściej w środkowej części powierzchni próbek, w miejscu gdzie znajdowała się elektroda wysokonapięciowa.

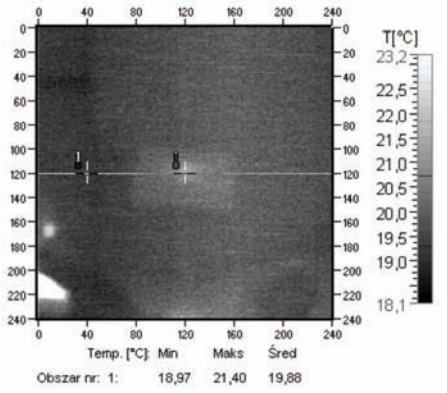
Na rysunku 5 przedstawiono rozkład temperatury na powierzchni próbki wykonanej z elastomeru silikonowego LSR (Bayer – Silopren LSR Electro 242-1 – materiał numer 1). Jak widać, najwyższa temperatura wystąpiła w środkowej części próbki i równa była 23,0^{o}C. Temperatura otoczenia w czasie eksperymentu równa była 20,5^{o}C. Na tej podstawie wyznaczono maksymalny przyrost temperatury, który równy był 2,5^{o}C. Z kolei na rysunku 6 przedstawiono, analogiczny jak na rysunku 5, rozkład na powierzchni próbki wykonanej z kompozycji żywicznej (materiał numer 7). Najwyższa temperatura, zarejestrowana w środkowej części próbki, równa była 21,0^{o}C, przy temperaturze otoczenia równej 19,5^{o}C. Jak zatem widać, maksymalny



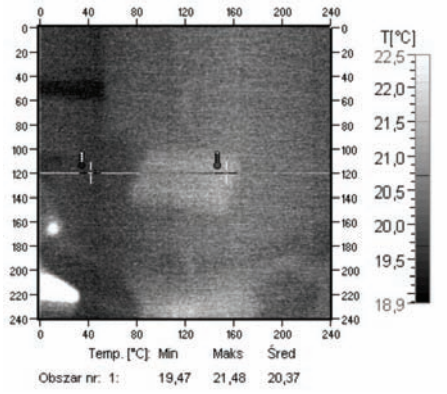
materiał nr 1



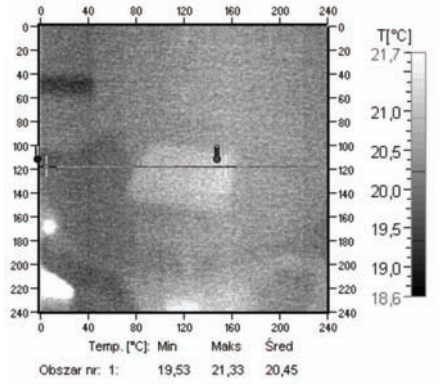
materiał nr 2



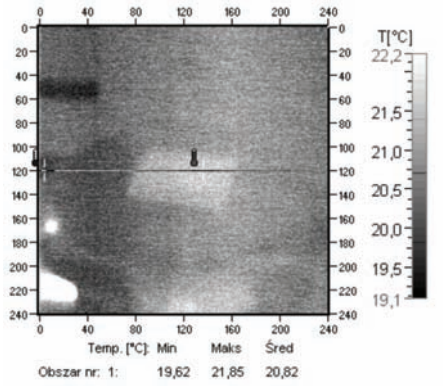
materiał nr 3



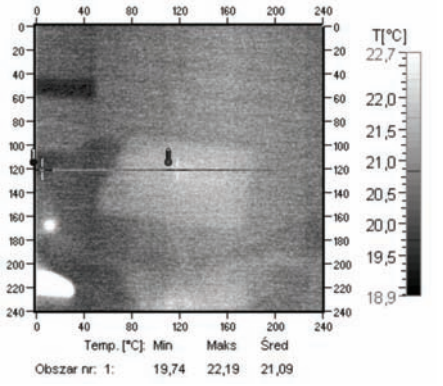
materiał nr 4



materiał nr 5



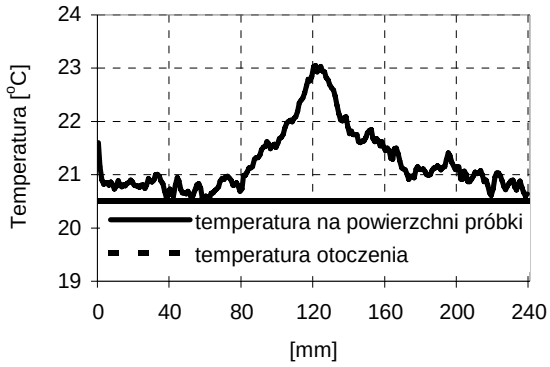
materiał nr 6



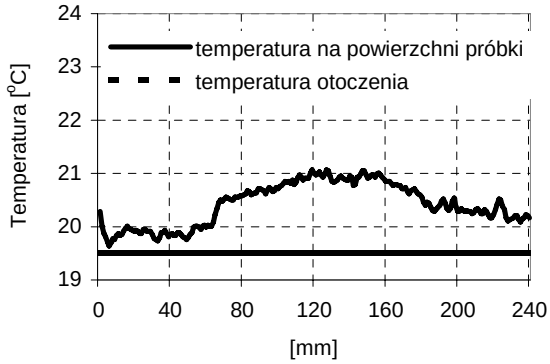
materiał nr 7

Rys. 4. Obrazy pola temperaturowego na powierzchni próbek badanych materiałów izolacyjnych, poddanych działaniu wyładowań ślizgowych przez okres 30 minut, odległość między elektrodami równa 3 mm, U = 25 kV

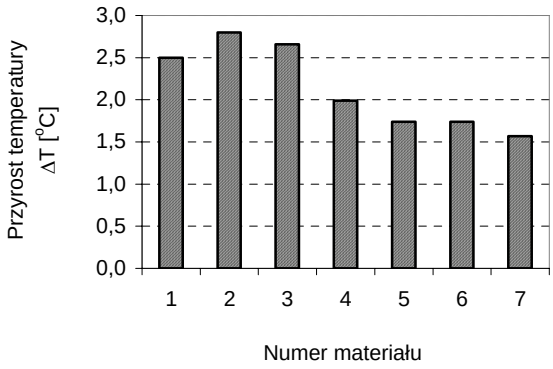
przyrost temperatury równy był 1,5°C. Rozkład temperatury w kompozycji żywicznej jest bardziej spłaszczony (rys. 6) i nie eksponuje się wyraźny pik temperaturowy, jak to ma miejsce w przypadku elastomeru silikonowego (rys. 5). Jest to wynikiem prawdopodobnie różnych przewodności cieplnych badanych materiałów. W podobny sposób wyznaczono maksymalne przyrosty temperatury na powierzchni próbek pozostałych materiałów izolacyjnych. Porównanie wszystkich materiałów przedstawiono na rysunku 7. Jak widać, maksymalny przyrost temperatury po 30 minutach oddziaływania wyładowań ślizgowych równy był kilka stopni. Najwyższym maksymalnym przyrostem temperatury charakteryzowały się elastomer silikony LSR, następnie elastomer silikonowy HTV, a najmniejszym kompozycje szkło – epoksydowa oraz żywiczna.



Rys. 5. Rozkład temperatury na powierzchni próbki wykonanej z elastomeru silikonu LSR (Bayer – Silopren LSR Electro 242-1 – materiał numer 1) po 30 minutach oddziaływania wyładowań ślizgowych, odległość między elektrodami równa grubości próbek (3 mm), temperatura otoczenia równa 20,5 °C, U=25 kV

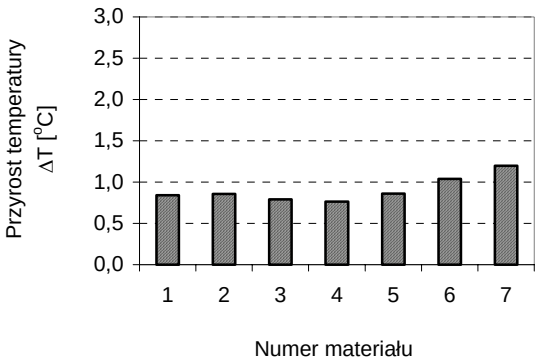


Rys. 6. Rozkład temperatury na powierzchni próbki wykonanej z kompozycji żywicznej (Żywica – Epidian 5, utwardzacz – Bepolit, wypełniacz – SiO_2, przyspieszacz – K54 – materiał numer 7) po 30 minutach oddziaływania wyładowań ślizgowych, odległość między elektrodami równa grubości próbek (3 mm), temperatura otoczenia równa 19,5 °C, u = 25 kV

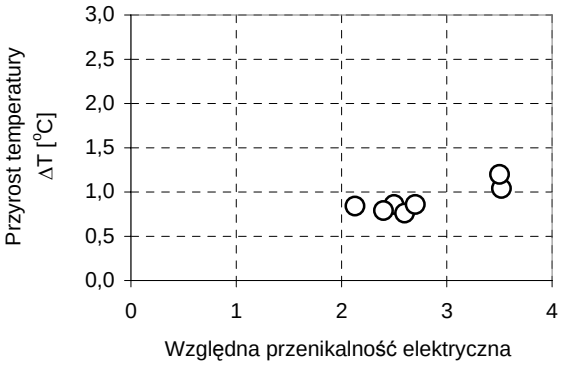


Rys. 7. Największy przyrost temperatury na powierzchni badanych próbek materiałów izolacyjnych, wywołany oddziaływaniem wyładowań ślizgowych przez okres 30 minut, odległość między elektrodami równa grubości próbki (3 mm), U = 25 kV

Na rysunku 8, przedstawiono średni przyrost temperatury na powierzchni próbek badanych materiałów. Najwyższą wartość średniego przyrostu zarejestrowano w przypadku kompozycji żywicznej (materiał numer 7). Posłużono się w tym miejscu średnim (w przestrzeni) przyrostem temperatury, aby zniwelować wpływ różnej przewodności cieplnej materiałów.



Rys. 8. Średni przyrost temperatury na powierzchni próbek wysokonapięciowych materiałów izolacyjnych, wywołany oddziaływaniem wyładowań ślizgowych przez okres 30 minut, odległość między elektrodami równa grubości próbki (3 mm), U=25 kV



Rys. 9. Związek między przenikalnością elektryczną materiałów izolacyjnych ε_w, a średnim przyrostem temperatury ΔT na powierzchni próbek, wywołanym oddziaływaniem wyładowań ślizgowych w czasie 30 minut, odległość między elektrodami równa grubości próbek (3 mm), U=25 kV

Kolejnym etapem badań było powtórzenie eksperymentu z tą różnicą, że czas oddziaływania wyładowań ślizgowych wydłużono do 60 minut. Wyznaczone przyrosty temperatury nie różniły się znacząco od tych, jakie uzyskano po 30 minutach oddziaływania wnz. Oznacza to, że po 30 minutach uzyskano stan równowagi termicznej, dlatego dalsze oddziaływanie wyładowań nie powodowało już dalszego wzrostu temperatury.

Na intensywność wyładowań ślizgowych na powierzchni materiałów izolacyjnych duży wpływ ma przenikalność elektryczna materiału. Wyższej przenikalności odpowiada mniejsza wartość napięcia zapłonu wyładowań. Można się zatem spodziewać, że na powierzchni materiałów o wyższej przenikalności elektrycznej wyładowania ślizgowe będą intensywniejsze przy tej samej wartości przyłożonego napięcia, a co za tym idzie efekt termiczny, wywołany oddziaływaniem wyładowań ślizgowych, będzie również intensywniejszy. Z tego też względu autor podjął próbę zbadania wpływu przenikalności elektrycznej na intensywność efektu termicznego.

W tablicy 2 zamieszczono wyznaczone wartości względnej przenikalności elektrycznej badanych materiałów izolacyjnych, a na rysunku 9 zamieszczono na wspólnym wykresie przenikalność elektryczną oraz średni przyrost temperatury na powierzchni próbek. Jak widać, w przypadku materiałów o większej przenikalności średni przyrost temperatury jest nieco wyższy. Na tej podstawie można stwierdzić, że materiały o większej przenikalności mogą być narażone na większy wzrost temperatury wywołany oddziaływaniem wyładowań ślizgowych.

Tablica 2 Przenikalność elektryczna badanych materiałów izolacyjnych

Lp.	Nazwa handlowa materiału	Względna przenikalność elektryczna ε_w	Rodzaj materiału
1	Bayer – Silopren LSR Electro 242-1	2,13	Elastomer silikonowy LSR
2	Dow Corning – HV 1551/70P	2,50	
3	Dow Corning GP/60/D	2,40	Elastomer silikonowy HTV
4	Dow Corning GP/60/D + 50% vol. SiO_2	2,60	
5	Dow Corning GP/60/D + 50% vol. ATH	2,70	
6	Izoerg Gliwice – prepreg	3,52	Kompozycja szkło-epoksydowa
7	Żywica – Epidian 5, utwardzacz – Bepolit, wypełniacz – SiO_2, przyspieszacz – K54	3,50	Kompozycja żywiczna

Wnioski

Wyładowania ślizgowe są źródłem wyraźnego lokalnego wzrostu temperatury na powierzchni materiałów izolacyjnych. Lokalny wzrost temperatury osiągnął wartość od 1,6°C do 2,8°C w przypadku badanych materiałów (grubość próbek 3 mm, napięcie 25 kV).

Wzrost temperatury ustabilizował się po około 30 minutach oddziaływania wyładowań ślizgowych. Dalsze oddziaływanie wyładowań nie spowodowało już sukcesywnego wzrostu temperatury.

Okazało się, że istnieje zależność między średnim wzrostem temperatury a przenikalnością elektryczną materiałów izolacyjnych. Materiały o większej przenikalności charakteryzowały się nieco intensywniejszym efektem termicznym.

Stwierdzony wzrost temperatury jest wystarczający, by metodą termowizyjną można było w trakcie badań eksploatacyjnych lokalizować wyładowania niezupełne powierzchniowe i określać ich skalę intensywności.

LITERATURA

[1] Chybowski R., Rybiński J., Bednarek M., Badanie za pomocą kamery termowizyjnej błędów występujących przy pomiarach temperatury izolowanych przewodów elektrycznych, VIII Sympozjum „Problemy eksploatacji układów izolacyjnych wysokiego napięcia", Zakopane, 18-20 października 2001, 71-76

[2] Szeloch R., Gotszalk T.P., Radojewski J., Janus P., Orawski W., Pędrak R., Gumienny Z., Termograficzny system dalekiego I bliskiego pola, IV konferencja naukowa "Postępy w Elektrotechnologii", 14-15 września 2000, Jamrozowa Polana, 221-227

[3] Boczar T., Frącz P., Zmarzły D., Widma optyczne wyładowań elektrycznych, VII Ogólnopolskie Sympozjum „Inżynieria Wysokich Napięć", Poznań/Będlewo, 26-28 maja 2004, 19-22

[4] Polacki B., Zastosowanie podczerwieni do oceny stopnia zestarzenia folii polietylenowej, VI konferencja naukowo-techniczna, 15-16 luty, 1972, Poznań, 150-153

***Autor**: dr inż. Zbigniew Nadolny, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: zbigniew.nadolny@put.poznan.pl;*

Wiesław NOWAK, Rafał TARKO

Akademia Górniczo-Hutnicza, Katedra Elektroenergetyki

Ocena poziomu przepięć atmosferycznych w rozdzielni elektroenergetycznej 110 kV

Streszczenie. *W artykule przedstawiono model rozdzielni 110 kV oraz wyniki analizy narażeń przepięciowych, wywołanych uderzeniem pioruna w przewód fazowy linii. Podstawą opracowanego modelu linii elektroenergetycznych jest wyodrębnienie istotnych zjawisk zachodzących w elementach konstrukcyjnych mających zasadniczy wpływ na kształtowanie się przebiegów przepięć.*

Abstract*. In this paper a 110 kV substation model and analysis results of surge hazards generated by lightning stroke to the phase conductor of overhead line are presented. The developed model is based on some selected significant phenomena, which occur in structural elements seriously influence shapes of overvoltages.* ***(Estimation of lightning surges level in 110 kV substation****).*

Słowa kluczowe: układy elektroenergetyczne, przepięcia atmosferyczne, modelowanie.
Keywords: electrical power systems, lightning surges, modelling.

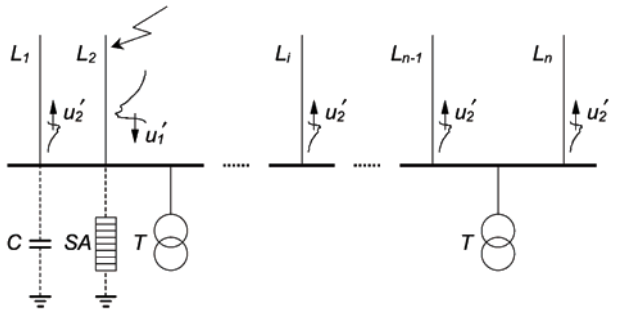
Wstęp

Pomimo stosowania przewodów odgromowych ochrona linii elektroenergetycznych nie jest całkowicie niezawodna, a tym samym możliwe jest uderzenie pioruna w przewód fazowy. Efektem tego jest powstanie przepięć stanowiących narażenie dla układu izolacyjnego linii oraz stacji, do których linia ta jest przyłączona. Kształt przepięć i ich wartości zależne są od konstrukcji linii, wartości szczytowej prądu pioruna oraz miejsca jego uderzenia (np. [1, 2, 3, 4]).

O poziomie przepięć atmosferycznych decydują warunki ich powstawania w linii, a także efekty falowe wewnątrz stacji oraz zastosowane środki ochrony przeciwprzepięciowej. Traktując szyny zbiorcze stacji jako węzeł (w myśl teorii Bewleya fal wędrownych), do którego przyłączone jest n linii o jednakowej impedancji falowej Z_f (rys. 1), związek między napięciem $u_2'(t)$ tego węzła a falą padającą $u_1'(t)$ wyraża się zależnością:

$$u_2'(t) = u_1'(t)\frac{2}{n} \tag{1}$$

Równanie (1) wskazuje na fakt, że najbardziej niekorzystny jest przypadek stacji końcowej ($n = 1$) Jednocześnie dla $n > 2$ występuje efekt samoochrony stacji ($u_2' < u_1'$), wynikający z przejścia fali z linii o impedancji falowej Z_f na równoległe połączenie $(n-1)$ linii o równoważnej impedancji falowej wynoszącej $Z_f/(n-1)$.



Rys.1. Fala nadchodząca u_1' do stacji i fale przepuszczone u_2'

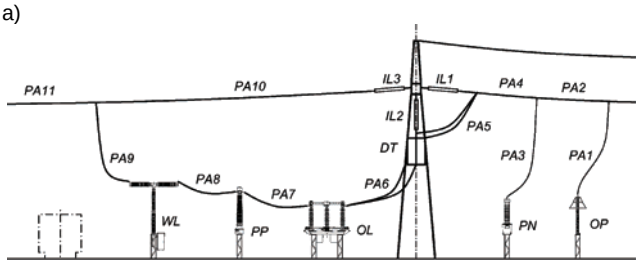
W rzeczywistości przepięcia nadchodzące do stacji podlegają w niej skomplikowanym zjawiskom falowym, wynikającym ze złożonej przestrzennej struktury, którą tworzy wyposażenie rozdzielni. Ze wzrostem napięcia znamionowego rozmiar tej struktury zwiększa się, także w coraz większym zakresie staje się ona zbiorem elementów o stałych rozłożonych, pomiędzy którymi usytuowane są węzły nieciągłości. Powoduje to, że o poziomie przepięć decyduje nie tylko ilość przyłączonych i czynnych linii oraz zastosowane ograniczniki przepięć, ale również efekty falowe – przede wszystkim odbicia wielokrotne – wewnątrz stacji.

W artykule przedstawiono opracowany dla programu *EMTP/ATP* (*ElectroMagnetic Transients Program/Alternative Transients Program*) model rozdzielni, który uwzględnia zachodzące wewnątrz nich zjawiska falowe pod wpływem docierających przepięć atmosferycznych, a także wyniki analizy przepięć atmosferycznych w napowietrznej rozdzielni o napięciu 110 kV.

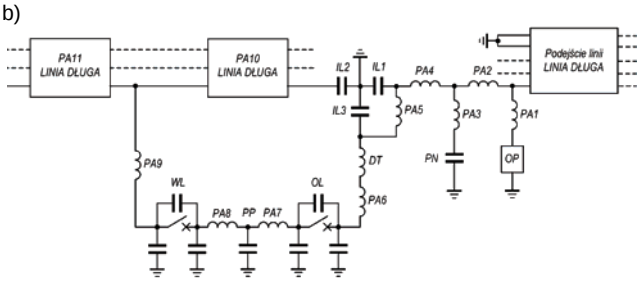
Model rozdzielni napowietrznej

Zainstalowana w rozdzielni aparatura, jest zbiorem punktów nieciągłości na drodze propagacji fal przepięciowych, które wpływają na kształt i wartości narażeń przepięciowych. Pomimo nieznacznego wpływu pojedynczego aparatu (poza pojemnościowymi przekładnikami napięciowymi), muszą one jednak zostać uwzględnione w modelu, biorąc pod uwagę fakt, że na drodze propagacji fali może znajdować się znaczna ich ilość.

a)



b)



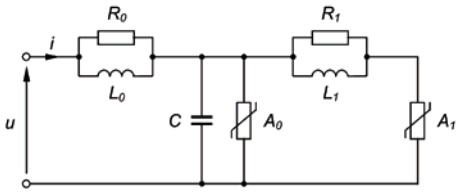
Rys.2. Fragment pola liniowego rozdzielni (a) oraz jego model do analizy przepięć atmosferycznych (b) *OP* – ogranicznik przepięć, *PN* – przekładnik napięciowy, *DT* –dławik telefonii energetycznej nośnej *OL* – odłącznik liniowy, *PP* – przekładnik prądowy, *WL* – wyłącznik liniowy, *IL* – izolator liniowy, *PA* – połączenie aparatowe

Szyny zbiorcze i połączenia aparatowe reprezentowane są przez odcinki trójfazowych linii długich. Jednak należy wziąć pod uwagę zależność pomiędzy długością odcinka a krokiem czasowym wymaganym do przeprowadzenia obliczeń numerycznych, która jest odwrotnie proporcjonalna. Z tego względu dla odcinków o długościach poniżej 15 metrów przyjmuje się model w postaci indukcyjności skupionych o wartości jednostkowej 1 μH/m [5].

W strukturze modelu istotne jest wyodrębnienie aparatów i urządzeń (rys. 2) stanowiących węzły nieciągłości oraz określenie, które odcinki szyn zbiorczych oraz połączenia będą reprezentowane jako obwody o parametrach rozłożonych, a które jako obwody skupione – rysunek 3.

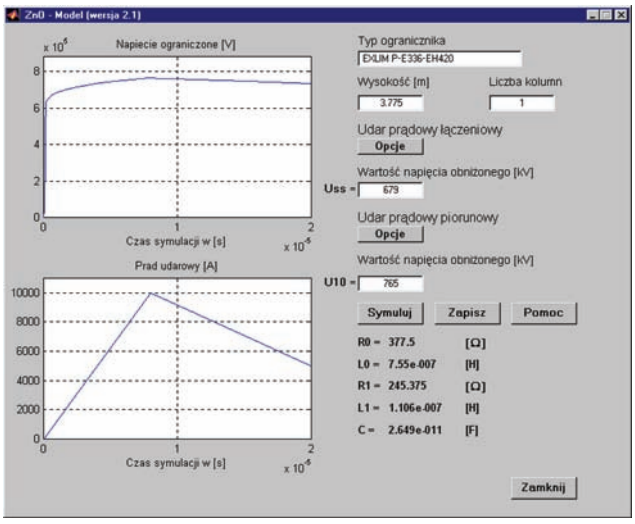
Pomimo złożonych zjawisk falowych w uzwojeniach transformatorów, zjawiska na zaciskach liniowych są analogiczne, jak na końcu nieobciążonej linii długiej. Konsekwencją tego jest możliwość zastosowania uproszczonych modeli, będących równoległym połączeniem rezystancji reprezentującej impedancję falową transformatora oraz pojemności doziemnej uzwojenia. Model taki nie jest jednak adekwatny na przykład do analizy transformacji przepięć.

Dla szybkich zmianach napięcia, model ogranicznika tlenkowego powinien uwzględniać zjawiska fizyczne zachodzące w strukturze warystorów. Modelem, który ma zastosowanie w analizie przepięć atmosferycznych, jest między innymi model proponowany przez IEEE Working Group [6], którego schemat zastępczy przedstawia rysunek 3.



Rys.3. Model ogranicznika przepięć z tlenków metali

Estymacja parametrów modelu ogranicznika (rys. 4) stanowi złożony problem. W celu wyeliminowania niedogodności w stosowaniu modelu, opracowano dla środowiska *MATLAB* program *ZnO – Model* [4], wspomagający proces modelowania. Program *ZnO – Model* daje jednocześnie możliwość utworzenia pliku, który jest bezpośrednio wykorzystywany w programie *EMTP – ATP*.



Rys.4. Program komputerowy *ZnO – Model* do estymacji parametrów modeli beziskiernikowych ograniczników przepięć

Analiza narażeń przepięciowych rozdzielni 110 kV

Przedmiotem analizy była rozdzielnia 110 kV w układzie H4 z modułami typu *COMPASS* w polach liniowych i transformatorowych (rys. 5).



Rys.5. Moduł *COMPASS* [7]

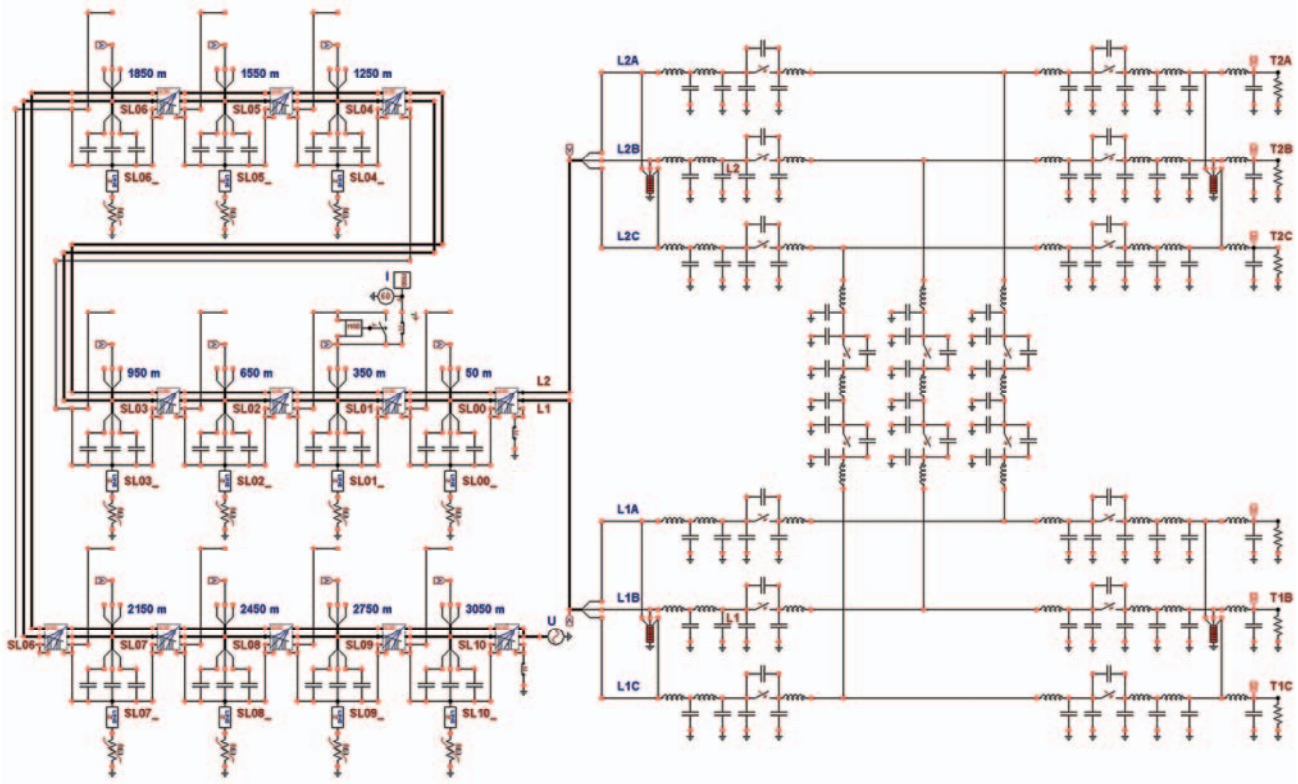
Analizę przeprowadzono w programie *EMTP-ATP*, dla którego opracowano przedstawiony na rysunku 6 model rozdzielni w preprocesorze graficznym *ATPDraw*. W modelu wyodrębnić można dwie zasadnicze części.

Jedną z nich stanowi model rozdzielni w postaci zbioru elementów odwzorowujących jej istotne wyposażenie. Wyodrębniono w nim aparaty i urządzenia stanowiące węzły nieciągłości na drodze fal przepięciowych i określono, które odcinki szyn zbiorczych oraz połączenia międzyaparatowe będą reprezentowane jako obwody o parametrach rozłożonych, a które jako obwody skupione. Ponieważ długości odcinków szyn i połączeń nie przekraczają 15 metrów, odwzorowano je jako indukcyjności skupione o wartości jednostkowej 1 μH/m, pomiędzy którymi znajdują się pojemności doziemne poszczególnych aparatów.

Drugą część rozważanego układu stanowi kompleksowy model [1, 4] dwutorowej linii zasilającej 110 kV prowadzonej na słupach serii OS24. W linii wyodrębniono dziesięć trzystumetrowych odcinków, reprezentujących ostatnich dziesięć przęseł przed wprowadzeniem linii do rozdzielni i jeden odcinek pięćdziesięciometrowy – reprezentujący podejście do stacji. Odcinki połączone są szeregowo i odwzorowane w programie *EMTP* – ATP jako modele wieloprzewodowe linii długiej o parametrach zależnych od częstotliwości. Do węzłów pomiędzy odcinkami linii podłączone są dodatkowo elementy [4] reprezentujące zjawiska falowe w konstrukcjach wsporczych, wytrzymałość udarową izolacji linii oraz udarowe właściwości uziemień słupów.

Wyładowanie piorunowe zostało odwzorowane jako trójkątny impuls prądowy biegunowości ujemnej, przyłożony do atakowanego przewodu fazowego. Wartość szczytowa impulsu odpowiada krytycznej wartości szczytowej prądu pioruna, powyżej której – w myśl teorii elektrogeometrycznej [8] – nie jest możliwe uderzenie pioruna w przewód fazowy linii. Przeprowadzona analiza stref ochronnych wykazała, że dla zastosowanych w liniach słupów OS24 konstrukcji mocnej, krytyczna wartość szczytowa prądu wynosi 14,9 kA. Wartości tej odpowiada równoważny czas trwania czoła 0,78 μs. Analiza wykazała również, że najbardziej narażona jest faza środkowa (faza B), która jest najbardziej odsunięta od osi linii.

Celem analizy było określenie poziomów przepięć atmosferycznych, jako efektu bezpośrednich wyładowań atmosferycznych do przewodów fazowych linii.



Rys.6. Schemat analizowanego układu 110 kV w programie *ATPDraw*

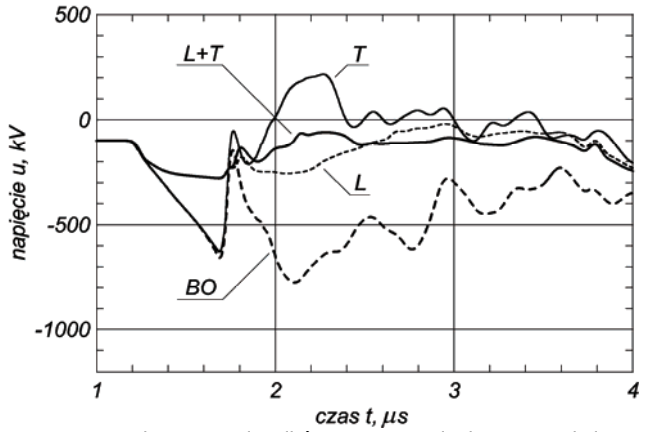
Symulacje komputerowe narażeń przepięciowych rozdzielni przeprowadzono w programie EMTP-ATP, rozpatrując między innymi wpływ następujących czynników:
— odległość od rozdzielni miejsca uderzenia pioruna,
— udarowa wytrzymałość izolacji linii,
— udarowa rezystancja uziemień słupów,
— warianty eksploatacji układu – zasilanie z jednego lub dwóch torów, poprzeczka zamknięta albo otwarta itp.,
— warianty lokalizacji ograniczników przepięć.

Wyniki analizy

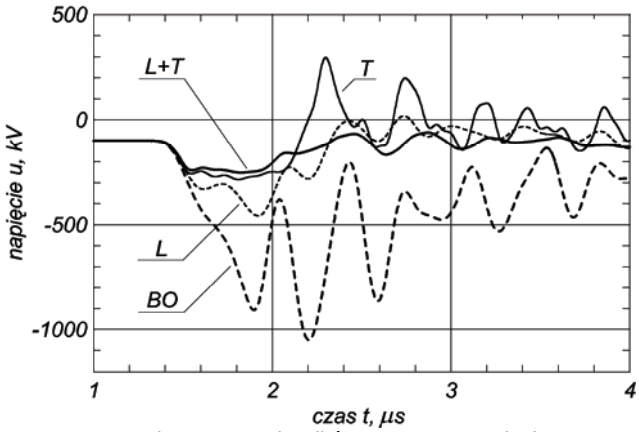
Przeprowadzone symulacje wykazały, że przy zasilaniu rozdzielni z dwóch torów linii L1 i L2 największe poziomy przepięć w rozdzielni występują przy otwartej poprzeczce układu H. Analogiczna sytuacja ma miejsce również przy zasilaniu rozdzielni z jednego toru (np. L1), przy czym nie występują wówczas istotne różnice, co do tego, czy poprzeczka jest otwarta czy też pozostaje zamknięta.

O kształcie przepięć i ich wartościach decyduje zasadniczo zastosowana ochrona przeciwprzepięciowa. Na rysunkach 7 i 8 przedstawiono przykładowe przepięciaw punkcie przyłączenia toru L1 i na transformatorze T1 wynikające
z uderzeniem pioruna w odległości 350 m od rozdzielni. Przebiegi te otrzymano dla czterech wariantów ochrony:
1) brak ograniczników przepięć (BO),
2) ograniczniki w punkcie przyłączenia linii (L),
3) ograniczniki w polach transformatorów (T),
4) ograniczniki w punkcie przyłączenia linii i w polach transformatorów (L+T).

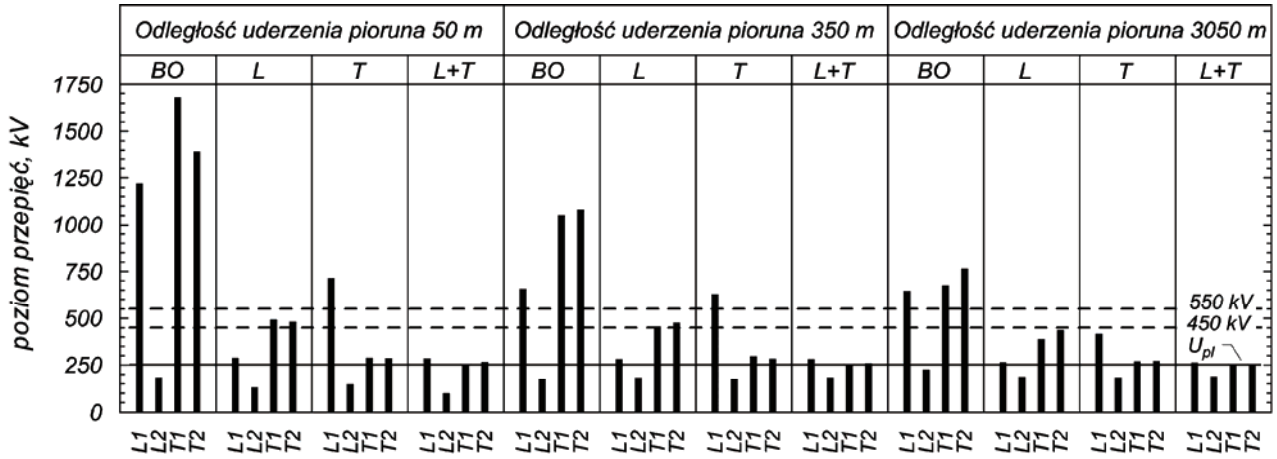
Na rysunku 9 zestawiono wyniki analizy, które pozwalają ocenić wpływ miejsca uderzenia pioruna oraz sposobu ochrony przeciwprzepięciowej, na wartości maksymalne przepięć, występujących w charakterystycznych punktach rozdzielni: początek toru nr 1 i toru nr 2 linii zasilającej L1 i L2 oraz na zaciskach transformatorów T1 i T2.



Rys.7. Wpływ ograniczników na przepięcia w punkcie przyłączenia toru L1, (wartość szczytowa prądu pioruna 14,9 kA, odległość uderzenia 350 m, zasilanie z toru L1)



Rys.8. Wpływ ograniczników na przepięcia na transformatorze T1(wartość szczytowa prądu pioruna 14,9 kA, odległość uderzenia 350 m, zasilanie z toru L1)



Rys.9. Poziomy przepięć w wybranych punktach analizowanej rozdzielni 110 kV – zasilanie z toru L1

Prezentowane wyniki zostały uzyskane dla miejsca uderzenia pioruna w linię w odległości 50, 350 oraz 3050 m od rozdzielni. Na rysunku tym zaznaczono również znamionowe poziomy udarowych napięć probierczych urządzeń o napięciu znamionowym 110 kV oraz piorunowy poziom ochrony U_{pl} = 249 kV dla znamionowego prądu wyładowczego 8/20 μs, 10 kA zastosowanych ograniczników.

Największe wartości przepięć występują przy uderzeniu pioruna w pierwszy słup linii od strony rozdzielni (50 m od punktów L1 oraz L2). Dla większych odległości uderzenia poziom przepięć ulega zmniejszeniu, a ich wartości szczytowe zależne są wówczas od sposobu ochrony przeciwprzepięciowej.

Skuteczność ochrony związana jest również z liczbą i rozmieszczeniem ograniczników w rozdzielni. Wskutek wewnętrznych zjawisk falowych, usytuowanie ograniczników tylko w miejscu przyłączenia linii skutkuje znacznym wzrostem poziomu przepięć na zaciskach transformatora. Analogicznie przedstawia się sytuacja przy lokalizacji ograniczników tylko w polach transformatorów, co prowadzi do intensyfikacji przepięć w polach liniowych. Należy nadmienić, że oba te warianty są spotykane w eksploatacji rozdzielni 110 kV. Najlepszym wariantem ochrony przeciwprzepięciowej jest zastosowanie ograniczników zarówno w polach liniowych, jak i polach transformatorowych analizowanego układu H rozdzielni 110 kV.

Podsumowanie

Opracowany model rozdzielni elektroenergetycznej odwzorowuje zachodzące wewnątrz zjawiska falowe. Jego istotę stanowi zbiór odpowiednio połączonych elementów o parametrach rozłożonych oraz elementów skupionych, który uwzględnia strukturę przestrzenną rozdzielni, zastosowane wyposażenie oraz ochronę przeciwprzepięciową.

Istotnymi urządzeniami, które w zasadniczy sposób decydują o kształcie narażeń przepięciowych i ich wartościach, są beziskiernikowe ograniczniki przepięć. Opracowanie i zastosowanie programu komputerowego wspomagającego modelowanie ograniczników, umożliwiło aplikację modelu rozdzielni w obszarach badań, związanych z ochroną przed przepięciami atmosferycznymi.

Opracowany model wykorzystano w badaniach przepięć wybranej rozdzielni elektroenergetycznej 110 kV w układzie H. Otrzymane wyniki pozwalają stwierdzić, że skuteczność ograniczników przepięć zależna jest nie tylko od ich charakterystyk ochronnych, ale również od kształtu i wartości szczytowej docierających przepięć oraz struktury przestrzennej rozdzielni. Istotnym wnioskiem jest stwierdzenie, że ograniczenie wartości szczytowych narażeń do piorunowych poziomów ochrony deklarowanych przez wytwórców ograniczników, jest spełnione tylko w bezpośrednim otoczeniu lokalizacji ograniczników. Jednak wskutek występujących efektów falowych możliwe jest znaczne przekroczenie wartości szczytowych narażeń przepięciowych w pozostałych miejscach rozdzielni.

LITERATURA

[1] Nowak W., The analysis of backflashovers in high voltage overhead lines, *Archives of Electrical Engineering*, vol. LIV-No 213-3/2005, pp. 321 – 341

[2] Nowak W.: Numerical modelling of lightning surges in high voltage substations. *Archives of Electrical Engineering*, vol. LVI-No 215-1/2006

[3] Nowak W., Tarko R., Florkowska B.: Wpływ ulotu elektrycznego na poziom przepięć atmosferycznych w rozdzielni 110 kV. *Przegląd Elektrotechniczny,* 1'2005, str. 180-183

[4] Nowak W., *Identyfikacja narażeń przepięciowych układów elektroenergetycznych wysokich napięć przy wyładowaniach atmosferycznych*, Rozprawy i Monografie nr 139, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Kraków 2005

[5] IEEE Modeling and Analysis of System Transients Working Group, Modeling guidelines for fast front transient, *IEEE Trans. on PWRD*, Vol. 11, No. 1, January 1996, 493-506

[6] IEEE Working Group 3.4.11, Modeling of metal oxide surge arresters, *IEEE Trans. on PWRD*, Vol. 7, No. 1, January 1992, 302-309

[7] COMPASS. Solutions for High Voltage Substations. Compass-Layout, Instruction Manual, ABB 2004.11

[8] CIGRÉ Working Group 33-01 of Study Committee 33 Overvoltages and Insulation Coordination, *Guide to procedures for estimating the lightning performance of transmission lines*, CIGRÈ Publication No. 63, 1991

***Autorzy**: dr inż. Wiesław Nowak, AGH, Katedra Elektroenergetyki, Al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, E-mail: wiesio@agh.edu.pl; mgr inż. Rafał Tarko, AGH, Katedra Elektroenergetyki, Al. Miciewicza 30, 30-059 Kraków, E-mail: rtarko@agh.edu.pl*

Marek OLESZ

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

Wpływ drzewienia elektrycznego na poziom ładunku w obszarze przyelektrodowym izolacji polietylenowej

Streszczenie. *W referacie przedstawiono wyniki badań prądów depolaryzacyjnych I(t) w próbkach polietylenu sieciowanego XLPE w układzie ostrze – płyta uziemiona. Charakterystyki I(t) zmierzone po ładowaniu próbki napięciem stałym 5 kV różnej biegunowości, przez czas 10 lub 30 minut przedstawiają w układzie współrzędnych logarytm I – czas t postać prostych równoległych. W przypadku braku drzewka elektrycznego obserwuje się zależność wykładniczą, natomiast przy wystąpieniu drzewka dla krótkich czasów relaksacji obserwuje się wzrost prądu. Prądy depolaryzacyjne mogą zostać przeliczone na empiryczne współczynniki starzenia związane z poziomem ładunku w miejscach niejednorodności izolacji kabla. Metoda ta wymaga znalezienia stałych a_i oraz stałych czasowych relaksacji ładunków τ_i sumy funkcji wykładniczych zgodnie z teorią Simonsa i Tamma.*

Abstract. *The paper presented polarization and depolarization current measurements in needle – polyethylene – plate arrangement. Current characteristics in semi logarithmic coordinate-system are parallel straight lines (without electrical tree), but for shortest times of relaxation increasing of current was observed (electrical tree - 1,5 mm length). The paper analyze results of measurements for different polarities and times of polarization by some parameters (aging constant, electrical charge, time constant of depolarization) according to Simons and Tamm theory.* ***(The influence of electrical treeing on level of charges in polyethylene insulation).***

Słowa kluczowe: izolacja polietylenowa, drzewienie elektryczne, prądy polaryzacji I depolaryzacji
Key words: polyethylene insulation, electrical treeing, polarization and depolarization currents

Wstęp

Ładunki przestrzenne lub powierzchniowe w dielektrykach gromadzą się zazwyczaj w miejscach niejednororodnego pola elektrycznego w wyniku wysokoenergetycznego promieniowania lub wyładowań niezupełnych (wnz). Pułapkowany ładunek przestrzenny, w układach izolacji wysokiego napięcia może znacząco zmienić natężenie pola elektrycznego, a nawet zapoczątkować przedwczesne uszkodzenie przy naprężeniach poniżej zaprojektowanej wartości.

Poziom pulapkowanego ładunku zależy od rodzaju styku (metal – dielektryk, dielektryk – dielektryk), przyłożonego napięcia, temperatury, oraz morfologii polimeru [1, 2]. W trakcie ładowania próbki płaskiej napięciem stałym powstaje hetero ładunek o największych wartościach w warstwie przyelektrodowej. Natomiast w obszarze nieznacznie oddalonym od elektrod pojawiają się ładunki indukowane wytwarzające pole o kierunku przeciwnym do pola wywołującego polaryzację.

W przypadku oddziaływania napięcia probierczego przemiennego lub udarowego może się pojawić nieskompensowany ładunek przestrzenny wskutek np. wnz, we wtrącinach gazowych. Sytuacja taka może mieć miejsce w czasie inkubacji, a potem w okresie rozwoju drzewienia w izolacji kablowej. Po powstaniu pierwszych gałęzi drzewka istnieje możliwość pułapkowania ładunku przez powierzchnię kanału [3]. Przykładowo przy zmianie średnicy kanału z 25 μm do 400 μm napięcie przebicia maleje z 13,7 kV do 10 kV. Kanał prosty długości 3 mm i średnicy 25 μm pułapkuje ładunek 0,6 pC wytrzymując 10,3 kV, a z dodatkowym odgałęzieniem pod kątem 45° gromadzi już ładunek 1 pC przy napięciu przeskoku 12 kV. Wyniki te wskazują na możliwość pułapkowania przez rozwinięte drzewko dzięki pofałdowaniu powierzchni kanału dużej wartości ładunku, który skutecznie podnosi wytrzymałość napięciową drzewka.

W pracy [3] badano także wpływ wielkości napięcia na rozkład ładunku w sztucznym kanale. Okazuje się, że przy niewielkich napięciach ładunek kumuluje się przy elektrodzie ostrzowej, a dopiero przy pokonaniu określonego progu napięciowego jest przenoszony na koniec sztucznego kanału.

Iniekcja ładunku do polietylenu z elektrody

Zasadniczym problemem w opisie procesu starzenia z uwzględnieniem ładunku jest określenie głównego źródła pochodzenia ładunku.

Wprowadzenie ładunku z elektrody do polimeru może odbywać się różnymi sposobami. Z technik wytwarzania elektretów znane są sposoby implantowania ładunku poprzez np. ładowanie wiązką niskoenergetycznych elektronów, metodą przebiciową, wyładowaniem koronowym i inne. W przypadku izolacji rzeczywistej np. kablowej lub w maszynie elektrycznej można wyróżnić dwa zasadnicze mechanizmy przejścia nośników prądu z elektrody do polimeru:

- poprzez barierę potencjału – opisywany wzorem Schottky'ego lub Fowlera – Nordheima,
- przez wytworzenie ładunku wskutek jonizacji cząsteczek obojętnych gazu we wtrącinach powietrznych izolacji lub poprzez wnz w miejscach niejednorodności, prowadzące do pojawienia się nadmiarowego ładunku dodatniego lub ujemnego.

Miejsca takich niejednorodności są zazwyczaj zlokalizowane na granicy elektrod i polimeru wskutek innego rozkładu temperatur w fazie krystalizacji na etapie produkcji, sprzyjającego powstawaniu defektów w objętości izolacji.

Ogólne równanie prądu iniekcji z metalu do dielektryka (1) sformułowane w roku 1956 zawiera dwa składniki wyrażone funkcjami eliptycznymi i nie posiada rozwiązania analitycznego [4].

W praktyce stosuje się przybliżenia równania (1) w określonych obszarach temperatury T i natężenia pola E zależnościami Richardsona – Schottky'ego (wysokie temperatury lub niskie pola – bariera prostokątna z uwzględnieniem sił Coulomba i pola elektrycznego – elektron przechodzi nad barierą) oraz Fowlera - Nordheima (niskie temperatury – bariera trójkątna – możliwe tunelowanie – rys. 1b). Oba mechanizmy Schottky'ego lub Flowlera – Nordheima oparto na prostym modelu pasmowym układu elektroda – dielektryk o pasmach różniących się barierą potencjału Φ. Prostokątny kształt bariery może ulec zmianie wskutek uwzględnienia sił kolumbowskich i energii potencjalnej wprowadzanej przyłożonym polem elektrycznym (rys. 1 b) [5].

(1)

$$j(E)=\int_{-W_a}^{W_i}\frac{4\pi m^* ekT}{h^3}\cdot\left[1+\exp\frac{\left(4\sqrt{(2m^*|W|^3}\right)}{3\hbar eE}\sigma(Y)\right]^{-1}\cdot\log(1+\exp(\frac{-(W-\varsigma)}{kT})dW+\int_{W_i}^{\infty}\frac{4\pi m^* ekT}{h^3}\log(1+\exp(\frac{-(W-\varsigma)}{kT})dW$$

gdzie:

$W=-\sqrt{\frac{e^3E}{8\pi\varepsilon\varepsilon_0}}$

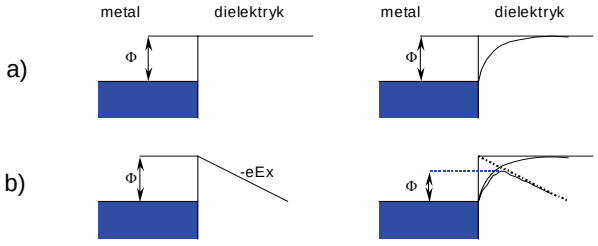
$Y=\sqrt{\frac{e^3E}{4\pi\varepsilon\varepsilon_0W^2}}$

$\hbar=\frac{h}{2\pi}$

k – stała Boltzmanna
h – stała Plancka
m* - masa efektywna elektronu
e – ładunek elektronu
ζ- poziom Fermiego
σ(Y) – funkcja eliptyczna
W_a - potencjał elektody wstrzykującej

Opisane wzory dotyczą wymuszeń stałych, niezmiennych w czasie, w związku z czym nie uwzględniają częstotliwości napięcia oraz wpływu ładunku przestrzennego.

Stosowalność obu wzorów w praktyce jest bardziej skomplikowana, gdyż zależą także od przenikalnośći elektrycznej i temperatury. W związku z tym w obszarze temperatury pokojowej wynoszącej około 293 K wzór Schottky'ego obejmuje pola E z zakresu 20 kV/mm ÷ 105 kV/mm (obliczenia własne dla ε = 2,3 na podstawie [4]). Dlatego można podważyć zasadność stosowania wzoru Schottkyego dla natężeń pola E mniejszych od 20 kV/mm typowo występujących w praktyce izolacyjnej, szczególnie w obszarach o niewielkim współczynniku niejednorodności pola. Natomiast wzór Fowlera – Nordheima powinien być stosowany dopiero przy E>280 kV/mm (T=293 K). Dokładne obliczenia z wykorzystaniem procedur obliczeń funkcji eliptycznych dają w 293 K przy założonej pracy wyjścia Φ=0,8 eV, natężeniu pola E=0, gęstość prądu rzędu 8 nA/mm^2, a przy E=40 kV/mm około 840 nA/mm^2. Dla nieznacznie wyższej pracy wyjścia tj. Φ= 1 eV podaje się w [4] dla natężeń pola do 20 kV/mm zerowy poziom prądu iniekcji. Uwzględniając równania: ciągłości prądu (2), transportu ładunku (3) i Poissona (4) otrzymuje się w symulacjach komputerowych gęstości ładunków rzędu 300 C/m^3 dla „tępej" igły oraz 3000 C/m^3 dla ostrza o promieniu zaokrąglenia 5 μm, przy odstępie do elektrody płaskiej d=2 mm, pracy wyjścia 1 eV i napięciu stałym 10 kV. Stabilny ładunek o podanych powyżej wartościach powstaje już po 6 μs i zanika w czasie 200 ms [4].



Rys. 1. Podstawowe sposoby określenia wielkości pracy wyjścia z metalu do dielektryka, a) bariery prostokątna i z uwzględnieniem sił Coulomba, b) bariery dla iniekcji wg zależności Fowlera – Nordheima i Schottky'ego

(2) $$\nabla j+\frac{\partial\rho}{\partial t}=0$$

(3) $$j=\mu\rho E$$

(4) $$\nabla E=\frac{\rho}{\varepsilon_0\varepsilon}$$

gdzie: j – gęstość prądu, ρ - gęstość ładunku, ε - przenikalność elektryczna, μ - ruchliwość ładunku, E – natężenie pola elektrycznego

Dynamikę zanikania ładunku przestrzennego wprowadzonego do polimeru przez napięcie udarowe nałożone na składową stałą pozwala oszacować także praca Brawdwella [6], jak również eksperymenty z drzewkami zwarciowymi przedstawione w [7].

Powyższe zależności wskazują na możliwość silniejszego wprowadzania i pułapkowania ładunków w izolacji w czasie działania przepięć udarowych, przy założeniu braku ograniczania pola elektrycznego w sąsiedztwie elektrody ostrzowej przez wprowadzony ładunek przestrzenny.

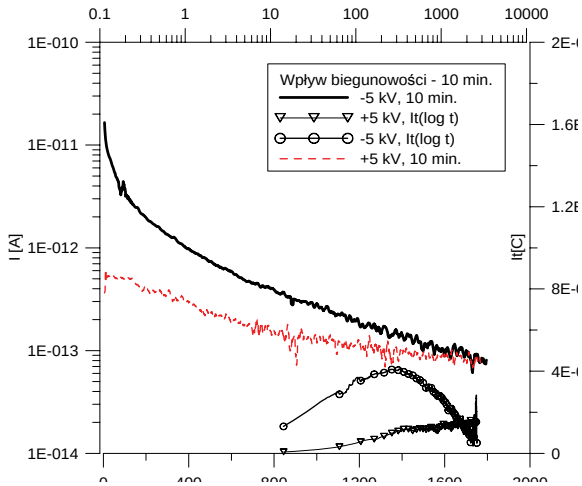
Wyniki badań

Pewne informacje dotyczące wielkości pułapkowanego ładunku można uzyskać z pokazanych na rysunkach 2 i 3 charakterystyk I(t) prądów depolaryzacyjnych w próbkach polietylenu w układzie ostrze – płyta uziemiona w odległości 3 mm z drzewkiem elektrycznym o długości 1,5 mm. Charakterystyki te zmierzone po ładowaniu próbki napięciem 5 kV przez czas 10 lub 30 minut przedstawiają w układzie współrzędnych logarytm I – czas t postać prostych równoległych. W krótkich czasach relaksacji przy biegunowości ujemnej na ostrzu obserwuje się w przypadku występowania drzewka wzrost prądu związany najprawdopodobniej z uwalnianiem ładunków z płytkich pułapek w obszarze drzewko - polimer. Wzrost ten nie występuje przy badaniu igły bez drzewka, co świadczy o relatywnie mniejszych wartościach ładunków pułapkowanych w obszarze ostrze – polimer w czasie inkubacji drzewka [8]. Ujemna biegunowość napięcia stałego na ostrzu wymusza przepływ większych prądów depolaryzacyjnych w stosunku do biegunowości dodatniej, co potwierdza łatwiejsze wprowadzanie i pułapkowanie ładunków ujemnych w obszarze przyelektrodowym izolacji (rys. 2,3).

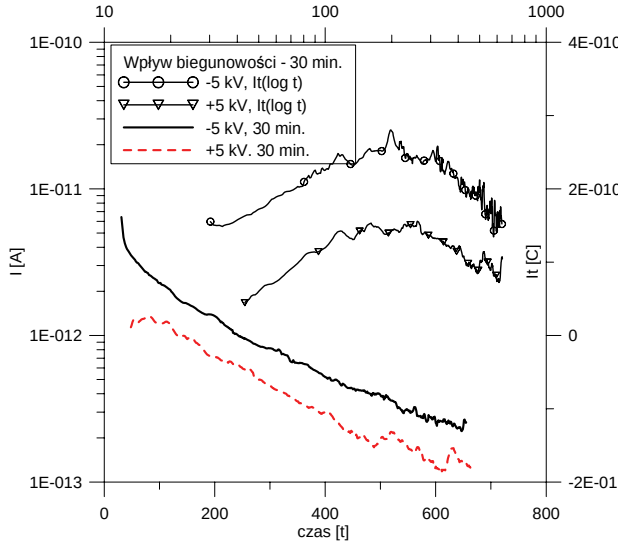
Wydłużenie czasu ładowania próbki z 10 do 30 minut w niewielkim zakresie zmienia poziom prądów depolaryzacyjnych co wynika z ograniczonych możliwości penetrowania ładunku w głąb polimeru. Na podstawie otrzymanych charakterystyk prądu depolaryzacyjnego wyliczono empiryczne współczynniki starzenia określające stan izolacji polietenowej – tj. układu elektroda – drzewko - polimer. Metoda ta wymaga aproksymowania empirycznego przebiegu prądu depolaryzacji wzorem (5) przez wyznaczenie stałych a_i oraz stałych czasowych relaksacji ładunków τ_i sumy funkcji wykładniczych. Sposób ten daje poprawne wyniki wykrywania drzewienia wodnego i elektrycznego w kablach XLPE [9].

(5) $$I(t)=I_0+\sum_{i=1}^{3}a_ie^{-\frac{t}{\tau_i}}$$

Prostszym sposobem stosowanym niekiedy w praktyce jest obliczenie wskaźnika degradacji jako stosunku zaabsorbowanego ładunku podzielonego przez iloczyn pojemności i napięcia ładowania próbki [10].



Rys. 2. Prądy depolaryzacji zmierzone po 10 minutach ładowania układu ostrze – płyta w polietylenie XLPE



Rys. 3. Prądy depolaryzacji zmierzone po 30 minutach ładowania układu ostrze – płyta w polietylenie XLPE

Po usunięciu pola elektrycznego, w polimerze dokonują się rozłożone w czasie procesy odwrotne do polaryzacji związane z uwalnianiem i wyrównywaniem nośników ładunku, które wywołują prąd relaksacji izotermicznej (IRC). Teoria Simonsa i Tamma [11] umożliwia określenie podstawowych energii aktywacji ze stanów pułapkowych na podstawie zapisu prądu izotermicznej depolaryzacji wzorem 5. Zastosowanie do analizy dodatkowej funkcji równej iloczynowi prądu i(t) oraz czasu t pozwala na wyznaczenie dynamiki relaksacji nośników ładunku ze stanów o określonej energii aktywacji [11].

W pracach [12, 13] zaadaptowano teorię IRC do diagnostyki kabli XLPE, uzyskując dobre narzędzie pomiarowe do śledzenia procesu degradacji izolacji polietylenowej. Do oceny izolacji stosuje się tzw. współczynnik zestarzenia A (przy założeniu $_3$>3 $_2$, $_2$>3 $_1$) określony stosunkiem ładunku w defektach izolacji do ładunku zgromadzonego w pułapkach na granicy faz (6).

(6) $$A = \frac{Q(\tau_3)}{Q(\tau_2)} = \frac{1 + \frac{a_2\tau_2}{a_1\tau_1}\left(1 - e^{-\frac{\tau_3}{\tau_2}}\right) + \frac{a_3\tau_3}{a_1\tau_1}\left(1 - \frac{1}{e}\right)}{1 + \frac{a_2\tau_2}{a_1\tau_1}\left(1 - \frac{1}{e}\right) + \frac{a_3\tau_3}{a_1\tau_1}\left(1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_3}}\right)}$$

Należy nadmienić że w obu przypadkach są rozważane płytkie stany pułapkowe, jeśli pomiary wykonywano w temperaturach pokojowych np. 293 K. Nośniki ładunku o stałych czasowych τ_i (kilka – kilkaset sekund) są uwalniane z pułapek o energii aktywacji zawartej w granicach od 0,66 do 0,8 eV. Wartości typowych stałych czasowych oraz odpowiadające im głębokości pułapek zawarte w pracach [11, 12] zestawiono w Tabeli 1.

Źródło nośników	Czas relaksacji T [s]	Poziom pułapkowania W [eV]
1-Objętość izolacji	3 do 6	0,66 do 0,68
2-Powierzchnie graniczne	12 do 80	0,70 do 0,76
3-Uszkodzenia	150 do 250	0,77 do 0,80

Tabela 1. Czasy relaksacji i poziomy pułapkowania w XLPE

Na podstawie wzorów (5, 6, 7, 8) obliczono w Tabeli 2 charakterystyczne wartości stałych czasowych, składowych prądów relaksacyjnych i współczynnika A.

Tabela 2. Obliczone czasy relaksacji ładunków z układu elektrod ostrze – płyta w XLPE

Napięcie ładowania próbki	+ 5 kV		- 5 kV	
$t_{polaryzacji}$=10 minut	τ_i [s]	a_i [pA]	τ_i [s]	a_i [pA]
objętość izolacji	0,004	1	2,7	49
powierzchnie graniczne	397	0,4	41	10,4
defekty	1079	0,1	364	3,2
współczynnik zestarzenia A	1,6		2,5	
$t_{polaryzacji}$=30 minut	τ_i [s]	a_i [pA]	τ_i [s]	a_i [pA]
objętość izolacji	18	-0,3	54	-2,3
powierzchnie graniczne	122	0,6	67	2,8
defekty	621	1,1	332	0,9
współczynnik zestarzenia A	3,1		3,0	

Znając stałe a_i oraz τ_i można wyliczyć z zależności (7) i (8) wartość ładunku pułapkowanego w obszarach granicznych $Q(\tau_2)$ oraz uszkodzeń $Q(\tau_3)$:

(7) $$Q(\tau_2) = a_1\tau_1\left(1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_1}}\right) + a_2\tau_2\left(1 - \frac{1}{e}\right) + a_3\tau_3\left(1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_3}}\right)$$

(8) $$Q(\tau_3) = a_1\tau_1\left(1 - e^{-\frac{\tau_3}{\tau_1}}\right) + a_2\tau_2\left(1 - e^{-\frac{\tau_3}{\tau_2}}\right) + a_3\tau_3\left(1 - \frac{1}{e}\right)$$

Powstanie drzewka elektrycznego zwiększa poziom prądu uwalnianych ładunków szczególnie podczas ładowania miejsc niejednorodności napięciem o biegunowości ujemnej, ale także skraca czas ich relaksacji co wynika z wzrostu wymiarów obszaru o lepszych właściwościach przewodzących. Stałe czasowe są wystarczająco długie, aby umożliwić oddziaływanie zgromadzonego ładunku na rozkład pola elektrycznego. Wartości ładunku przy napięciu 5 kV wynoszą odpowiednio około 500 pC i 1300 pC w przestrzeniach granicznych i defektach dla ostrza ujemnego. Dla ostrza dodatniego ładunki te wynoszą 160 pC na granicy elektroda – polimer oraz 500 pC dla zadrzewionej części izolacji. W zakresie poziomu ładunku w obszarze powierzchnia - polimer uzyskano wyniki w przybliżeniu zgodne z badaniami termicznie stymulowanej depolaryzacji [14] wykonanymi w równoległym połączeniu igieł w układzie ostrze – płyta uziemiona w polietylenie LDPE. W badaniach stosowano igły o promieniu ostrza 10 μm znajdujące się w odległości 2 mm od elektrody płaskiej. Ładowanie napięciem stałym do 12 kV włącznie pozwoliło oszacować w pracy [14] głębokość wnikania ładunku na odległość 20 ÷ 70 μm. Przy napięciu ładowania 5 kV uzyskano tę samą głębokość wnikania niezależnie od biegunowości napięcia stałego. Dla napięć niższych występuje głębsza penetracja przy biegunowości ujemnej i taką sytuację ze względu na niewielkie poziomy pola elektrycznego w polietylenie należy przyjąć dla dielektryków kablowych w normalnej eksploatacji. Ładunek pułapkowany w obszarze elektroda – polimer wynosi około 500 pC dla igły o biegunowości dodatniej i tylko 100 pC więcej dla biegunowości ujemnej. Podane wartości są tego samego rzędu jak oszacowane poziomy ładunku w obszarze igła – polimer na podstawie przebiegów prądu depolaryzacji tj. 160 pC i 250 pC odpowiednio dla ostrza dodatniego i ujemnego. Różnice wynikają z zastosowania innych napięć ładowania próbki 8 kV w [14] i 5 kV w niniejszej pracy.

W celu porównania otrzymanych wielkości z wynikami badań pracy [4] założono średnicę kanałów drzewka 5 μm, sumaryczną długość około 10 gałęzi po 1,5 mm, tj. 15 mm oraz głębokość wnikania ładunku 50 μm według [14]. Objętość tak zdefiniowanego rozkładu ładunku wyniesie około 0,004 mm^3, co przy założeniu poziomu ładunku Q=1,5 nC daje gęstość 375 nC/mm^3 zgodną z symulacjami komputerowymi pracy [4] dla igły o promieniu ostrza większym od 5 μm.

Wnioski

Prądy depolaryzacyjne przy obecności drzewka osiągają wyższe wartości, a ich początkowy przebieg odbiega od zależności wykładniczej. Zastosowanie wyższych napięć polaryzacji próbki pozwala skutecznie wykrywać drzewienie elektryczne i ładunek przestrzenny w próbce.

Ładowanie próbki napięciem ujemnym wymusza wyższe wartości prądu depolaryzacyjnego (ładunku) w stosunku do napięć dodatnich. Poziom ładunku w obszarze drzewka oszacowano na poziomie 375 nC/mm^3.Wartości ładunku przy napięciu 5 kV wynoszą odpowiednio około 500 pC i 1300 pC w przestrzeniach granicznych i defektach dla ostrza ujemnego. Dla ostrza dodatniego ładunki te wynoszą 160 pC na granicy elektroda – polimer oraz 500 pC dla zadrzewionej części izolacji.

Dłuższy czas ładowania powoduje obniżenie poziomu ładunku w obszarze przyelektrodowym przy ujemnej biegunowości ostrza ze względu na pułapkowanie nośników, które zmniejsza natężenie pola elektrycznego i uniemożliwia ich dalszą penetrację.

LITERATURA

[1] Aida F., Wang S., Fujita M., Tanimoto G., Fujiwara Y., Study of the mechanism of space charge formation in polyethylene, Journal of Electrostatics 42, (1997), 3 – 15

[2] Wang X., Yoshimura N., Murata K., Tanaka Y., Takada T., Space charge characteristics in polyethylene, Journal of Applied Physics, Vol. 84, No. 3, (1998), 1546-1550

[3] Aucland D., Kabir S., Varlow B., Space-charge and Breakdown in Artificial Tree Channels, VI Intern. Conf. on DMMA, (1992), 197-200

[4] Hare R. W., Hill R. M, Budd C. J., Modelling charge injection and motion in solid dielectrics under high electric field, J. Phys. D: Appl. Phys. 26, (1993), 1084-1093,

[5] Dissado L.A., Forthergill J.C., Electrical degradation and breakdown in polymers, The Redwood Press ,England, (1992)

[6] Bradwell A., Cooper R., Varlow B., Conduction in PE with Strong Electric Fields and the Effect of Prestressing on the Electric Strength, Proc. IEE, Vol.118, (1971), 247 –254

[7] Kawamura H., Nawata M., DC electrical treeing phenomena and space charge, IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 5, no. 5, (1998), 741 – 747

[8] Olesz M., Wpływ drzewienia elektrycznego na prądy polaryzacyjne i depolaryzacyjne w izolacji polietylenowej, X Sympozjum Problemy Eksploatacji Układów Izolacyjnych Wysokiego Napięcia, EUI '05, Krynica 27-30.09.2005 r., Przegląd Elektrotechniczny, Konferencje, (2005), 193-196,

[9] Wojtas S., Olesz M., Michalski R., Analiza prądu relaksacji izotermicznej w polietylenie kablowym, Przegląd Elektrotechniczny, Konferencje nr 1, Materiały VII Ogólnopolskiego Sympozjum Inżynieria Wysokich Napięć - IW 2004, Poznań-Będlewo, 26-28.05.2004 r., 247-250

[10] Oyegoke B., Hevonen P., Aro M., Gao N., Application of dielectric response measurement on power cable systems, IEEE Trans. on DEI, vol. 10, no. 5, (2003), 862-872

[11] Simons J. G., Tamm M. C., Theory of Isothermal Currents and Direct Determination of Trap Parameters in Semiconductors and Insulators Containung Arbitrary Trap Distributions, Physcal Rev., vol. 7, No 8 (1973)

[12] Hofmann R., Kranz H. G., IRC – Analysis: Destruction Free Dielectric Diagnosis of Mechanical and Service Aged Polymeric Insulation, IEE High Voltage Symposium, Conference Publication No 467, vol. 4, (1999)

[13] Das-Gupta D. K., Scarpa P. C. N., Modeling of Dielectric Relaxation Spectra of Polymers in the Condensed Phase, IEEE Electrical Insulation Magazine, vol. 15, No 2, (1999)

[14] Fukuzawa M., Iwamoto M., TSC Measurement of Space Charge in Low-density PE under a Needle-plane Electrode System, IEEE Trans. On DEI, vol. 6, no. 6, (1999), 858-863

Autor: *dr inż. Marek Olesz, Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, Katedra Wysokich Napięć i Aparatów Elektrycznych, ul. Własna Strzecha 18A, 80-952 Gdańsk, E-mail: molesz@ely.pg.gda.pl*

Marek OLESZ

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

Charakterystyka wyładowań niezupełnych w izolacji polietylenowej przy nakładaniu udarów łączeniowych na napięcie przemienne

Streszczenie. *Przedstawione w referacie badania wyładowań niezupełnych (wnz) dotyczą dynamiki zmian prądu wnz w układzie ostrze – płyta uziemiona w polietylenie sieciowanym poddawanym oddziaływaniu przepięć łączeniowych biegunowości dodatniej lub ujemnej nakładanych w momencie przejścia napięcia przemiennego przez zero oraz przy kącie fazowym 90^o. Analizę zmian wybranych parametrów wnz w funkcji czasu wzrostu drzewka elektrycznego przeprowadzono metodą sekwencyjną. Porównanie wartości maksymalnych i średnich prądów wnz dla biegunowości dodatniej i ujemnej udaru łączeniowego pozwala uzyskać informacje, które mogą być przydatne dla wykrycia zmian w izolacji we wczesnej fazie ich rozwoju.*

Abstract. *The paper discusses the analysis of PD in treeing channel connected with the charge trapping during switching impulses superimposed on AC voltage. Based on the understanding the partial discharge (PD) behaviors in the aging process of insulating materials is possible to evaluate the cable condition in power networks.* ***(Partial discharges in polyethylene insulation under switching impulses superimposed on AC voltage).***

Słowa kluczowe: izolacja polietylenowa, pułapkowanie ładunku, drzewienie elektryczne, przepięcia
Keywords: polyethylene insulation, charge trapping, electrical treeing, overvolatges

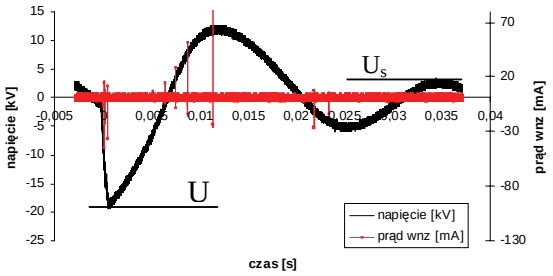
Wstęp

Izolacja polimerowa urządzeń wysokiego napięcia jest narażana w eksploatacji przez szereg czynników: elektrycznych, cieplnych, mechanicznych i środowiskowych, które działając pojedynczo lub synergicznie powodują stopniowe pogarszanie własności fizyko-chemicznych materiału izolacyjnego i w konsekwencji prowadzą do jego przebicia. Mimo, że wiedza o ich wpływie na stan materiału izolacyjnego jest już obszerna, określenie czasu życia izolacji pozostaje nadal niepewne. W związku z tym istnieje potrzeba badań koncentrujących się na dokładniejszym poznaniu mechanizmów degradacji materiałów izolacyjnych, a w szczególności polietylenu stosowanego jako izolacja wysokonapięciowa kabli energetycznych.

Dla układów polimerowych szczególnie groźne są wyładowania powstające w miejscach o zwiększonym natężeniu pola elektrycznego np. w warstwie granicznej polimeru i wtrąciny stałej lub gazowej. Wyładowania te, zwane niezupełnymi (wnz) mają charakterystyczny kształt kanalików rozgałęziających się z punktu o największym natężeniu pola, a obserwowane pod mikroskopem przypominają drzewo.

W warunkach eksploatacyjnych czynnikiem inicjującym wnz mogą być przepięcia łączeniowe (udar długi) lub piorunowe, które nakładają się na napięcie robocze [1, 2]. Układ izolacyjny jest naprężany wówczas tzw. napięciem skojarzonym o współczynniku przepięcia k_p będącym stosunkiem wartości maksymalnej przepięcia U_m do amplitudy napięcia przemiennego U_s (rys. 1). Tego rodzaju przebiegi występują w falownikowych układach zasilania silników elektrycznych średniego napięcia, a także w stanach przejściowych w instalacjach elektroenergetycznych podczas operacji łączeniowych, wyładowań atmosferycznych, w czasie zwarć doziemnych oraz podczas lokalizacji uszkodzeń kabli i ich badania metodami diagnostycznymi wykorzystującymi napięcia oscylacyjne.

W próbach starzeniowych próbek polietylenu usieciowanego w układzie elektroda igłowa – elektroda płaska, obserwowano zjawisko podtrzymywania wnz inicjowanych przepięciem prowadzące do zmniejszenia wytrzymałości długotrwałej izolacji [3]. Jest to jeden z wniosków pracy [1], w której podkreśla się również spostrzeżenia pracowników energetyki o często występujących przebiciach izolacji polimerowej kabli sieci rozdzielczych 15 kV, w czasie burzy lub po jej przejściu.



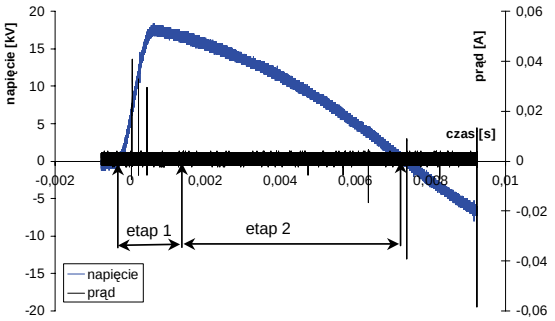
Rys. 1. Napięcie skojarzone dodatnie o parametrach: amplituda składowej przemiennej 50 Hz U_s = 3 kV, wartość maksymalna napięcia skojarzonego U_m = 18,3 kV

Szczegółowe badania związane z cyfrową rejestracją degradacji izolacji w układzie modelowym igła – płyta wskazują, że zjawisko przechwytywania wnz zachodzi w czasie inkubacji i rozwoju drzewienia elektrycznego i jest związane z obecnością ładunku przestrzennego w obszarze przyelektrodowym [3, 4].

W literaturze spotyka się niewiele prac dotyczących zachowania izolacji w czasie narażeń napięciowych skojarzonych tj. udar i napięcie przemienne, a szczególnie związanych z pomiarem wnz przy napięciach impulsowych w izolacji polietylenowej [5]. Informacje o wpływie napięć skojarzonych na izolację kabli elektroenergetycznych są ważne z eksploatacyjnego punktu widzenia, jak np. w [1], gdzie dodatnie impulsy prostokątne, o czasie trwania 200 µs i amplitudzie z zakresu 25 kV÷120 kV nakładano na niewielką składową przemienną w półfali ujemnej napięcia przemiennego. Kable eksploatowane, posiadające silnie rozwinięte drzewka wodne, przebijały w czasie przyłożenia składowej udarowej. Izolacja kabli nowych, poddanych przyspieszonemu starzeniu w obecności wody, przebijała pod wpływem działania składowej przemiennej dopiero po pewnym czasie od doprowadzenia udaru. W obu przypadkach stwierdzono skrócenie czasu do przebicia izolacji kabli starzonych napięciem skojarzonym w stosunku do próbek poddanych działaniu tylko napięcia przemiennego.

Metodyka badań

Chcąc umożliwić pomiar wnz w funkcji czasu zaproponowano metodę sekwencyjną. Polega ona na wykorzystaniu napięcia skojarzonego w którym udar łączeniowy jest nakładany w określonych np. 2 sekundowych odstępach czasowych na napięcie przemienne. Przyłożenie udaru intensyfikuje zjawiska wnz, a ich charakterystyczne wielkości mierzone w czasie stanu przejściowego bezpośrednio po udarze są detektorem zjawisk starzeniowych w izolacji, ponieważ wzrost wnz na grzbiecie udaru wynika z pułapkowania ładunku w polimerze zależnym od rozmiarów i kształtu jego defektów.



Rys. 2. Charakterystyczne etapy występowania wyładowań niezupełnych na tle napięcia probierczego

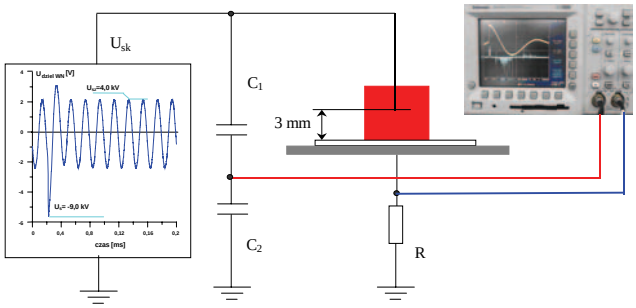
Celem przeprowadzonej analizy jest uwidocznienie charakterystycznych wielkości w rozpatrywanych etapach 1 i 2 w kolejnych sekwencjach udarów łączeniowych skojarzonych z napięciem przemiennym przykładanych do izolacji XLPE. Dla dokładniejszej analizy przebieg podzielono na dwa etapy występowania wnz w otoczeniu udaru łączeniowego co pokazano na rysunku 2. Próbowano określić zasadność tezy, że postępująca degradacja izolacji związana z wzrostem długości drzewka elektrycznego powoduje gromadzenie większego ładunku na powierzchni kanału drzewka powodującego wzrost wnz wstecznych wskutek większych wartości pola elektrycznego w obszarze przyelektrodowym.

Do analizy otrzymywanych w układzie z rys. 1, 2 przebiegów wnz przyjęto kilka podstawowych parametrów:

- liczba impulsów prądowych wnz,
- suma wartości szczytowych prądu wnz,
- średnia wartość prądu wnz,
- histogram czasu wystąpienia wnz wraz z jego parametrami statystycznymi
- histogram prądu wnz wraz z jego parametrami statystycznymi
- trajektoria na płaszczyźnie napięcie zapłonu wnz – prąd wyładowania

W celu przyspieszenia wieloparametrycznego procesu analizy zebranych danych pomiarowych napisano program wspomagający obliczenia w środowisku Matlab. Przykładowe wyniki analizy sumy wartości wnz w poszczególnych okresach w funkcji liczby przyłożonych udarów (tj. czasu starzenia izolacji) dla drzewka w początkowej fazie rozwoju (długość L=0,1 mm) i w stanie zaawansowanego drzewienia (L=1 mm) pokazano na rysunku 4 i 5.

Pomiary impulsów wnz wykonano w układzie na rysunku 3 poprzez rejestrację napięcia przyłożonego do próbki oraz spadku napięcia na rezystancji 50 Ω włączonej szeregowo pomiędzy elektrodę płaską, a uziemienie. Po przekroczeniu wartości progowej zapłonu wyładowań niezupełnych pojawiają się impulsy prądowe na tle składowych: rezystancyjnej i pojemnościowej prądu próbki. Oscyloskop cyfrowy pracujący w trybie detekcji wartości maksymalnych zapisuje w czasie około 1 s dane z obu kanałów do pamięci komputera i pozwala na archiwizację kolejnych udarów łączeniowych przykładanych co 2 s. Ilość rejestracji jest ograniczona rozmiarami arkusza kalkulacyjnego Excel.



Rys. 3. Układ pomiarowy do badań impulsów prądowych wnz w układzie elektroda igłowa – płyta uziemiona w polietylenie sieciowanym. U_{sk} – źródło napięcia skojarzonego, C_1, C_2 – dzielnik pojemnościowy, R – rezystor bezindukcyjny o wartości 50 Ω

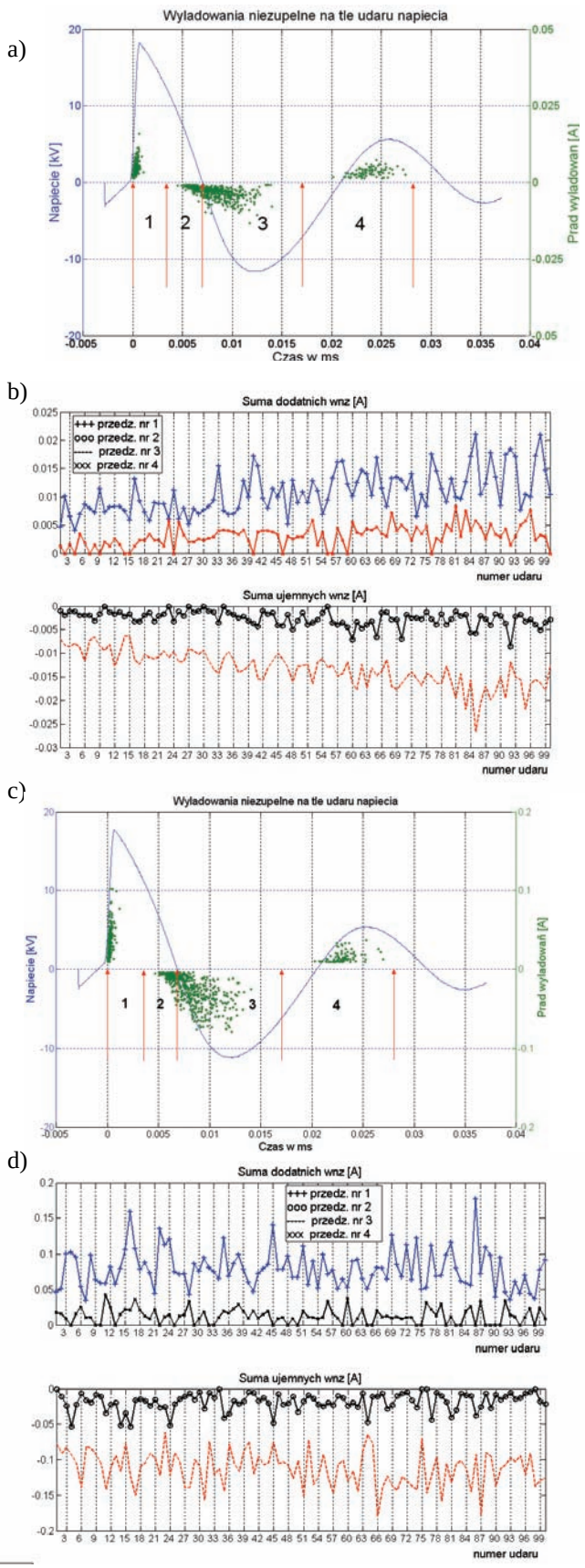
Wyniki badań

Przykładowe wyniki badań wnz dla biegunowości dodatniej i ujemnej udaru łączeniowego pokazano na rysunkach 4 i 5. Do wstępnej oceny dynamiki wnz posłużono się maksymalnymi i średnimi wartościami prądów wnz oraz sumą prądów wnz dla kolejnych udarów.

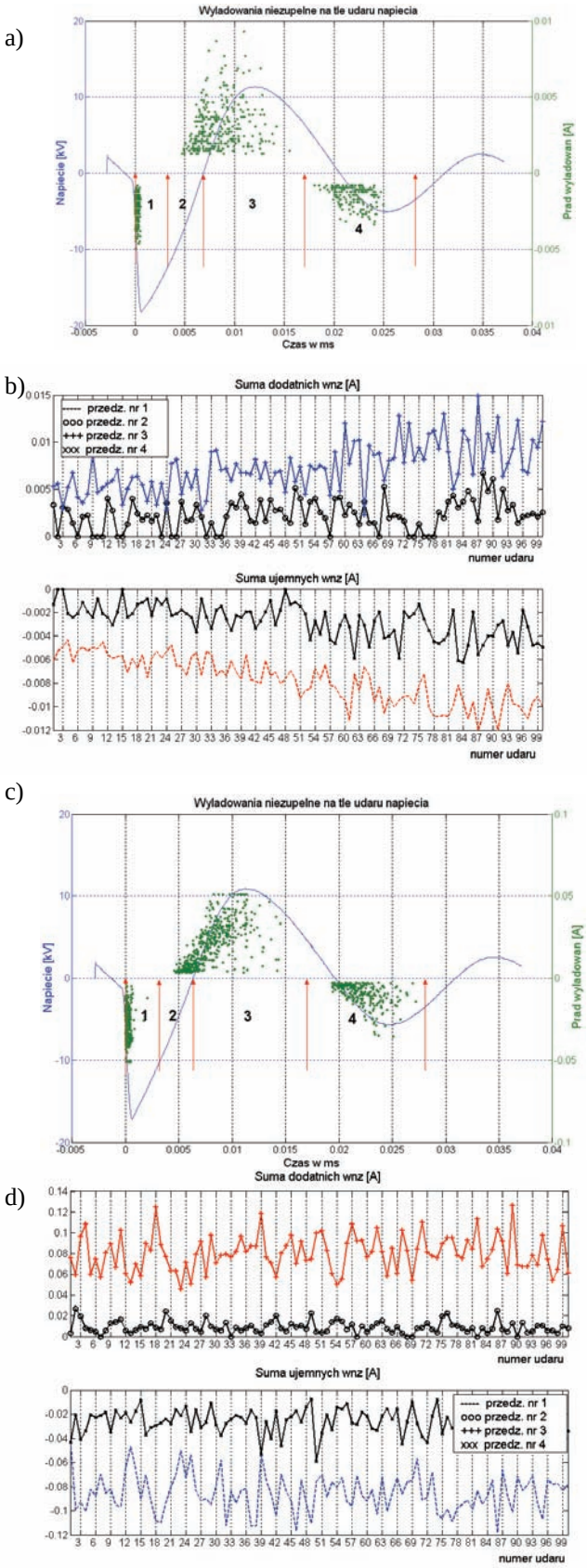
Po naniesieniu wyników na wykres maksymalnego prądu wnz w funkcji długości drzewka dla kolejnych 3 serii pomiarowych zaobserwowano następujące zależności:

- udar ujemny daje mniejsze wartości sum prądów (rys. 4, rys. 5) i prądów maksymalnych wnz (rys. 6). w stosunku do dodatniego,
- na czole udaru obserwowano poziom wnz dodatnich w stosunku do ujemnych przynajmniej dwukrotnie większy,
- podobna zależność dotyczy wyładowań wstecznych w stanie przejściowym (etap 2) na grzbiecie udaru, przed przejściem napięcia przez zero,
- analizując wartości średnie nie pokazane na rysunkach otrzymuje się podobne wnioski jak podano powyżej.

Istotna jest także zależność pomiędzy prądami wnz w etapie 1 – czoło udaru i 2 – opadanie udaru do chwili przejścia napięcia przez zero. Zakładając brak pułapkowania ładunku średnia wartość prądu wnz w czasie czoła i grzbietu udaru powinna być podobna. Tak jednak nie jest, gdyż istnieje pewien nieskompensowany ładunek (prąd), związany z pułapkowaniem ładunku przy elektrodzie, a dokładnie w obszarze drzewko – elektroda – polimer. Zjawisko to dobrze pokazują wykresy różnicy prądu dla etapów 1 i 2 obliczone z wartości średnich, które dla udarów dodatnich są większe niż dla ujemnych (rys. 7). Wskazuje to na możliwość tworzenia większych ładunków w obszarze przyelektrodowym przy udarach dodatnich. Ze względu na obserwowanie większych zmian wartości maksymalnych prądu w stosunku do średnich można przypuszczać, że duże poziomy ładunku przy udarach dodatnich są związane z pułapkami głębokimi o długim czasie relaksacji.



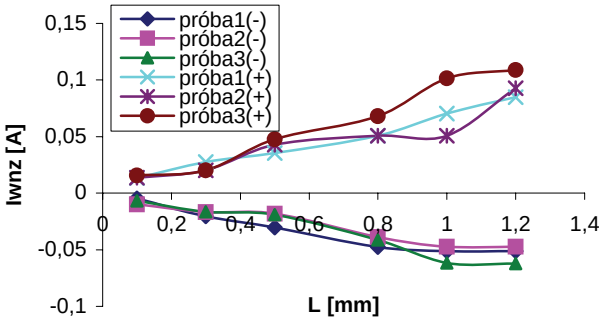
Rys. 4. Wnz w układzie ostrze – płyta uziemiona przy udarze łączeniowym dodatnim (18,3 kV) nałożonym na na napięcie przemienne (wartość szczytowa 3 kV), a) wnz akumulowane w okresie 100 udarów, L drzewka 0,1 mm, c) 1 mm, b) d) suma wnz zarejestrowana w poszczególnych okresach w funkcji kolejnych udarów dla długości drzewka 0,1 mm (b) i 1 mm (d)



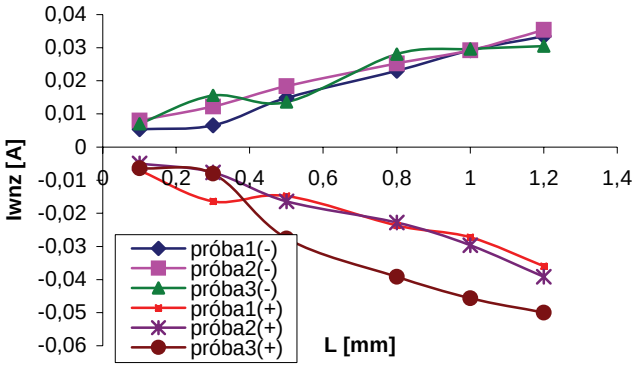
Rys. 5. Wnz w układzie ostrze – płyta uziemiona przy udarze łączeniowym ujemnym (-18,3 kV) nałożonym na na napięcie przemienne (wartość szczytowa 3 kV), a) wnz akumulowane w okresie 100 udarów, L drzewka 0 0,1 mm, c) 1 mm, b) d) suma wnz

zarejestrowana w poszczególnych okresach w funkcji kolejnych udarów dla długości drzewka 0,1 mm (b) i 1 mm (d)

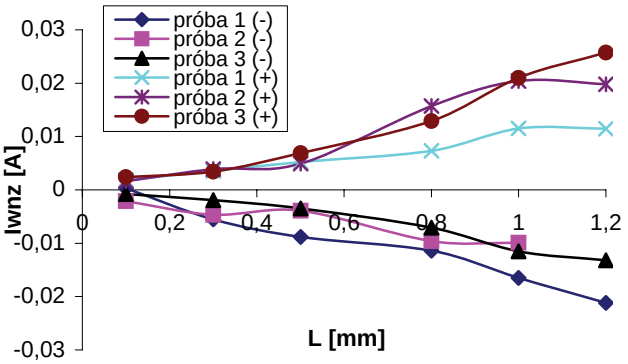
a) czoło udaru



b) grzbiet udaru do momentu przejścia napięcia przez zero



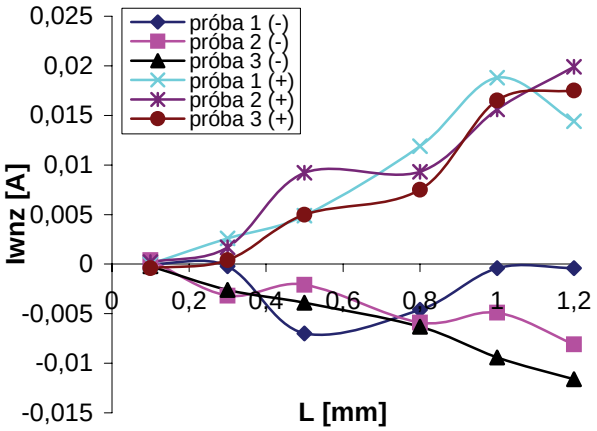
Rys. 6. Maksymalny prąd wnz w funkcji długości drzewka dla udarów dodatnich i ujemnych nakładanych przy przejściu napięcia przez zero



Rys. 7. Różnica wartości średnich wnz występujących na czole udaru i na grzbiecie udaru do momentu przejścia napięcia przez zero – nakładanie udaru w zerze napięcia

Pozostający nieskompensowany ładunek dodatni w głębokich pułapkach będzie wpływał w czasie kolejnych stanów przejściowych napięcia – szczególnie składowych o biegunowości ujemnej na wzrost naprężeń elektrycznych w obszarze drzewka i większą intensywność wnz.

Inaczej przedstawia się zależność dla udarów nakładanych w maksimum (minimum) napięcia. W tym przypadku obserwowano znaczne wartości średnie na grzbiecie udarów ujemnych. W tym przypadku występuje kompensacja ładunku wprowadzanego na czole ładunkiem wyprowadzanym w czasie opadania grzbietu udaru. Ze względu na łatwość powstawania znacznych wnz na grzbiecie udaru ich występowanie najprawdopodobniej wiąże się z opróżnianiem płytkich pułapek w obszarze przyelektrodowym (rys. 8).



Rys. 8. Różnica wartości średnich wnz występujących na czole udaru i na grzbiecie udaru do momentu przejścia napięcia przez zero – nakładanie udaru przy kącie faz. 90°

Wnioski

1. Dla analizowanych długości drzewka wyładowania koncentrują się na czole udaru łączeniowego. Większe wartości przy udarach dodatnich wynikają z istnienia w izolacji ujemnego ładunku przestrzennego. W stanach przejściowych największa koncentracja wyładowań występuje w otoczeniu przejścia napięcia przez zero.
2. Na grzbiecie udarów dodatnich nakładanych przy przejściu napięcia przez zero obserwowano większe wartości prądu maksymalnego wnz co wiąże się z usuwaniem ładunku z głębokich stanów pułapkowych.
3. Na grzbiecie udarów ujemnych nakładanych przy kącie fazowym 90° obserwowano większe wartości prądu średniego wnz co wiąże się z usuwaniem ładunku z płytkich stanów pułapkowych.
4. Dla kolejnych etapów rozwoju drzewka stwierdzono, że w miarę postępu degradacji izolacji (rozwój drzewka) wzrastają wartości prądów wnz zarówno w fazie składowej udarowej jak i przejściowej.

LITERATURA

[1] Hartlein R. A., Harper V. S., Harry NG., Effects of Voltage Surges on Extruded Dielectric Cable Life Project Update, IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 9, (1994), No. 2, 611-619.
[2] Jaglarz A., Gniadek Z., Wybrane zagadnienia eksploatacyjne w zakresie izolacji SN w ZET S.A., Materiały VIII Sympozjum „Problemy eksploatacji układów izolacyjnych wysokiego napięcia', EUI'01, Zakopane 2001, 219-224.
[3] Olesz M., Rozwój drzewienia elektrycznego przy udarach łączeniowych nałożonych na napięcie przemienne, Materiały IV Ogólnopolskiego Sympozjum Inżynieria Wysokich Napięć 1998, Poznań – Kiekrz, 199-202.
[4] Olesz M., Prądy termicznie stymulowane w foliach polimerowych poddanych starzeniu elektrycznemu, VIII Sympozjum, Problemy Eksploatacji Układów Izolacyjnych Wysokiego Napięcia, Zakopane 2001, 351-355.
[5] Jenkinson C. G., Reynders J. P., Partial Discharge Measurements using Tailored Excitation Waveforms, IEEE Trans. on EI, vol. 28, no. 6, (1993), 1068 - 1074

Autor: *dr inż. Marek Olesz, Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, Katedra Wysokich Napięć i Aparatów Elektrycznych, ul. Własna Strzecha 18A, 80-952 Gdańsk, E-mail: molesz@ely.pg.gda.pl*

Marcin OLSZEWSKI, Zbigniew NADOLNY

Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki

Analiza związku pola temperaturowego z polem elektrycznym na przykładzie izolatora kompozytowego liniowego na napięcie 220 kV

Streszczenie. *W artykule opisano związek między polem temperaturowym a polem elektrycznym na powierzchni kompozytowego izolatora liniowego 220 kV. Założono, że izolacja obiektów wysokonapięciowych nagrzewa się w zmiennym polu elektrycznym w wyniku strat dielektrycznych. Pole temperaturowe rejestrowane było techniką bezprzewodową przy użyciu kamery termowizyjnej. Obraz pola elektrycznego otrzymano jako wynik symulacji komputerowej. Następnie, analizowano związek między wartościami natężenia pola elektrycznego a przyrostem temperatury.*

Abstract*. The article describes relationship between temperature field and electric field on composite insulator 220 kV surface. The assumption was made, that high voltage insulation heats itself in AC electric field as a result of dielectric losses. Temperature field was recorded using wireless technology using infrared camera. Electric field was obtained as a result of computer simulation. Then, relationship between electric field intensity and temperature increase was analysed.* ***(Analysis of relationship between temperature field and electric field on example of composite power transmission line insulator 220 kV).***

Słowa kluczowe: natężenie pola elektrycznego, izolatory kompozytowe, symulacja komputerowa, kamera termowizyjna.
Keywords: electric field intensity, composite insulators, computer simulation, infrared camera.

Wstęp

Znajomość rozkładu natężenia pola elektrycznego na powierzchni układów izolacyjnych jest bardzo przydatna ze względu na fakt, iż powierzchnia jest najsłabszym ogniwem izolacyjnym. Powierzchniowa wytrzymałość elektryczna jest znacznie mniejsza w porównaniu z wytrzymałością skrośną.

Istnieje szereg metod wyznaczania rozkładu natężenia na powierzchni układów izolacyjnych. Należą do nich użycie iskiernika, czy kilowoltomierza. Metody te posiadają jednak dwie zasadnicze wady. Po pierwsze, elementy układu pomiarowego znacząco ingerują w obraz pola elektrycznego głównie dlatego, gdyż są wykonane z metalu. Po drugie, otrzymany rozkład natężenia jest wyznaczany na podstawie pomiaru spadków napięcia, z których każdy obejmuje stosunkowo duży fragment izolacji. Dlatego też rozkład natężenia pola wyznaczony będzie na podstawie kilku uśrednionych wartości [1, 2].

Metody, stosunkowo mało zniekształcające obraz pola, bazują na użyciu sond wykonanych z materiałów dielektrycznych. Przykładem tego może być sonda optyczna, której zasada działania opiera się na efekcie Pockels'a lub Kerr'a [3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12].

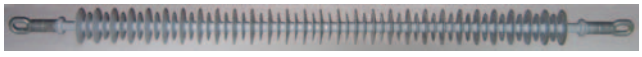
Metoda idealna powinna być oparta na zdalnym, bezprzewodowym pomiarze i dodatkowo nie powinna wymagać żadnych sond czy czujników. Takie warunki spełnia pośrednia metoda wyznaczania rozkładu natężenia pola na obiekcie wysokonapięciowym proponowana przez autorów. W metodzie tej wykorzystuje się fakt zależności pola temperaturowego od pola elektrycznego. Izolacja obiektu wysokonapięciowego nagrzewa się w zmiennym polu elektrycznym w wyniku strat dielektrycznych. Pole temperaturowe wyznacza się przy użyciu kamery termowizyjnej. Znajomość obrazu pola temperaturowego pozwala na wyznaczenie obrazu pola elektrycznego [13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20].

Cel i zakres badań

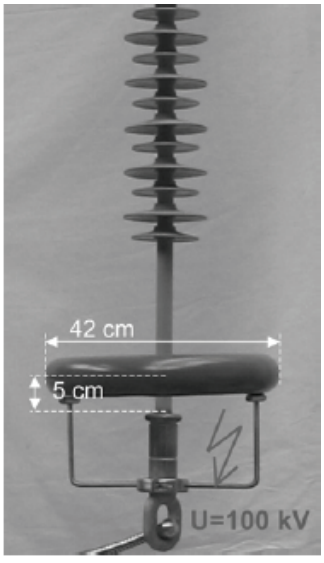
Celem podjętych badań było znalezienie ilościowej zależności między rozkładem przestrzennym temperatury i rozkładem natężenia pola elektrycznego na powierzchni wysokonapięciowego izolatora kompozytowego na napięcie 220 kV. W tym celu przeprowadzono symulację komputerową obrazu pola elektrycznego by wyznaczyć rozkład natężenia pola elektrycznego. Jednocześnie przeprowadzono pomiar temperatury na powierzchni izolatora metodą bezprzewodową przy użyciu kamery termowizyjnej. Równolegle mierzono temperaturę otoczenia, co umożliwiło wyznaczenie przyrostu temperatury na powierzchni izolatora. Ostatnim etapem badań było porównanie rozkładu natężenia pola elektrycznego z rozkładem przyrostu temperatury.

Obiekt badań

Obiektem badań był kompozytowy izolator liniowy na napięcie 220 kV (rys. 1). W naturalnych warunkach pracy między okuciami izolatora panuje napięcie fazowe równe 127 kV. Badany izolator zbudowany był z rdzenia szkło-epoksydowego (ε_w=5) oraz materiału osłonowego z elastomeru silikonowego (ε_w=3). Pierścień przeciwulotowy był w płaszczyźnie odległej od okucia wysokonapięciowego o 5 cm (rys. 2).



Rys. 1. Kompozytowy, długopniowy izolator liniowy na napięcie 220 kV

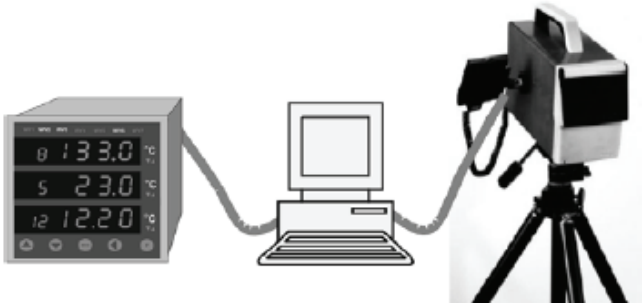


Rys. 2. Badany izolator wraz z pierścieniem przeciwulotowym

Układ pomiarowy

Układ pomiarowy składał się z kamery termowizyjnej, zestawu dziesięciu czujników temperatury wraz z rejestratorem, oraz komputera, co pokazano na rysunku 3. Czułość kamery oraz czujników równa była 0,05°C. Kamera termowizyjna umożliwiała bezprzewodowy pomiar temperatury na powierzchni izolatora będącego pod napięciem. Zestaw 10 czujników umożliwiał z kolei pomiar temperatury otoczenia na całej długości izolatora.

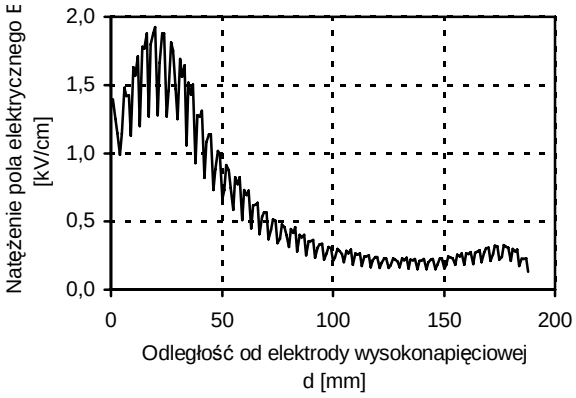
Pomiary prowadzono przy napięciu 100 kV.



Rys. 3. Układ pomiarowy: zestaw 10 czujników temperatury, komputer, oraz kamera termowizyjna

Wyniki

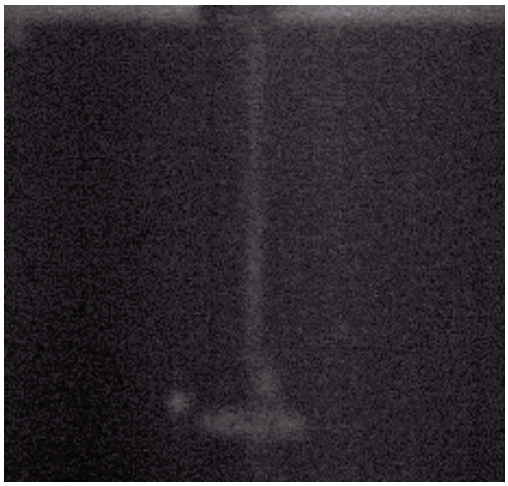
Na rysunku 4 przedstawiono rozkład natężenia pola elektrycznego na powierzchni izolatora, uzyskany na drodze symulacji komputerowej. Jak widać, maksimum natężenia równe było około 1,9 kV/cm w odległości równej około 20 cm od elektrody wysokonapięciowej.



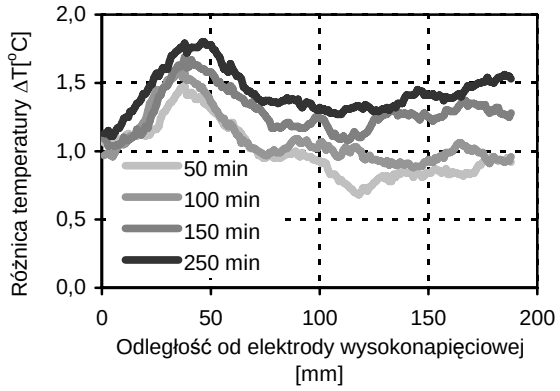
Rys. 4. Rozkład natężenia pola elektrycznego na powierzchni izolatora, otrzymany jako wynik symulacji komputerowej

Na rysunku 5 przedstawiono termogram na powierzchni izolatora po 50 minutach od przyłożenia napięcia, zarejestrowany kamerą termowizyjną. Na rysunku tym widoczne są kontury izolatora oraz jednego z pierścieni przeciwulotowych, umieszczonego przy elektrodzie wysokonapięciowej.

Korzystając z termogramu izolatora oraz wyników pomiaru temperatury powietrza otaczającego izolator wyznaczono przyrost temperatury w różnych miejscach izolatora powodowany oddziaływaniem napięcia. Rozkłady przyrostu temperatury wzdłuż izolatora przedstawiono na rysunku 6. Rozkłady przyrostu temperatury zostały wyznaczone po różnym czasie oddziaływania pola elektrycznego na izolator. Jak widać na rysunku, maksima przyrostu temperatury zlokalizowane były w odległości około 20 cm od elektrody wysokonapięciowej, niezależnie od czasu oddziaływania pola elektrycznego. Zatem można stwierdzić, że największy przyrost temperatury zarejestrowany był w miejscu, gdzie występowało maksimum natężenia pola elektrycznego. Wraz z upływem czasu przyrost temperatury zwiększał swoją wartość na całej powierzchni izolatora.

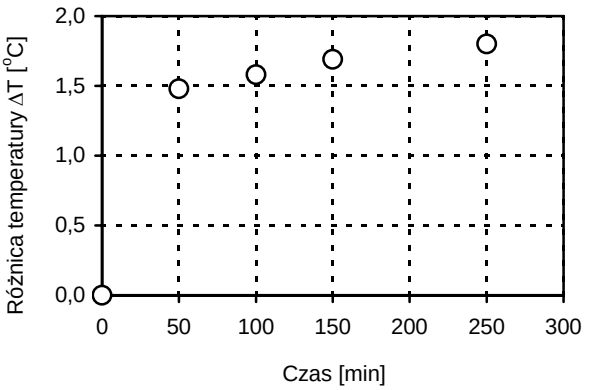


Rys. 5. Termogram na powierzchni izolatora liniowego po 50 minutach od przyłożenia napięcia 100 kV



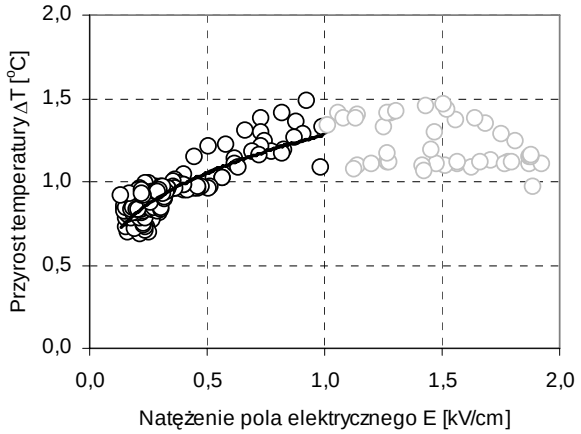
Rys. 6. Rozkłady przyrostu temperatury na powierzchni izolatora po różnym czasie oddziaływania pola elektrycznego

Na rysunku 7 przedstawiono wartości maksymalnego przyrostu temperatury po różnym czasie oddziaływania pola elektrycznego. Jak widać, po upływie 250 minut maksymalny przyrost temperatury równy był 1,8°C. Widać również, że z upływem czasu dochodzi do równowagi termicznej na powierzchni izolatora.



Rys. 7. Wartości maksymalnego przyrostu temperatury na powierzchni izolatora w zależności od czasu oddziaływania pola elektrycznego

Znając wartości natężenia pola elektrycznego oraz przyrostu temperatury na powierzchni izolatora można było zamieścić obie wielkości na wspólnym wykresie, co przedstawiono na rysunku 8. Jak widać, wraz ze wzrostem natężenia rośnie przyrost temperatury. Wyjątek stanowią punkty o natężeniu przekraczającym wartość 1,5 kV/cm, które na wykresie zaznaczono kolorem szarym. Prawdopodobnie bliskie sąsiedztwo metalowego okucia sprawiło, że przylegający do niego fragment izolatora charakteryzował się lepszymi warunkami chłodzenia. Z tego też względu punkty te nie były brane pod uwagę w dalszej analizie.



Rys. 8. Wpływ natężenia pola elektrycznego na różnicę temperatury na powierzchni izolatora po 50 min

W opisanym eksperymencie przyrost temperatury izolatora był zależny od natężenia pola elektrycznego, dlatego charakterystyka jest przedstawiona jako $\Delta T = f(E)$. Celem badań było jednak wyznaczenie natężenia pola na podstawie znajomości przyrostu temperatury, dlatego wyznaczono matematyczną zależność $E = f(\Delta T)$, opisaną poniższym wzorem:

$$E = 0{,}38 \cdot \Delta T^{2{,}58} \text{ [kV/cm]}$$

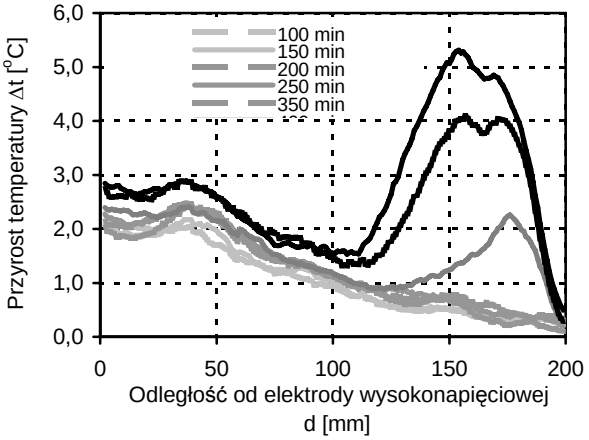
gdzie: E - natężenie pola elektrycznego na powierzchni izolatora kompozytowego [kV/cm], ΔT - różnica temperatury między powierzchnią izolatora a otoczeniem [^{o}C].

W trakcie wykonywania termogramów należy zwrócić baczną uwagę na warunki panujące w laboratorium. W laboratorium są w dachu okna z grubego zbrojonego szkła. Przenikające światło słoneczne jest rozproszone, ale może w istotny sposób skomplikować pomiary.

Na rysunku 9 przedstawiono termogram izolatora częściowo oświetlonego światłem słonecznym. Jak widać na termogramie, wyraźny był wzrost temperatury na oświetlonej, górnej części izolatora. Z kolei na rysunku 10 przedstawiono odpowiadające omawianej sytuacji rozkłady przyrostu temperatury na powierzchni izolatora, po różnym czasie oddziaływania pola elektrycznego, analogicznie jak na rysunku 6. Należy dodać, że światło słoneczne zaczęło bezpośrednio oddziaływać na powierzchnię izolatora po 350 minutach. Jak widać na rysunku, po upływie 500 minut przyrost temperatury w górnej, oświetlonej części izolatora jest znacznie większy od przyrostu na pozostałej powierzchni o około 4^{o}C. Można zatem stwierdzić, że wzrost temperatury, wywołany bezpośrednim oddziaływaniem światła słonecznego jest znacznie większy od przyrostu temperatury spowodowanego stratami dielektrycznymi materiału izolacyjnego. Na tej podstawie można jednoznacznie stwierdzić, że w trakcie przeprowadzania pomiaru temperatury należy zadbać o poprawność procedury pomiarowej.



Rys. 9. Termogram na powierzchni izolatora, częściowo oświetlonego promieniami słonecznymi



Rys. 10. Rozkład przyrostu temperatury na powierzchni izolatora, wywołanego stratami dielektrycznymi oraz bezpośrednim oddziaływaniem promieniowania słonecznego

Wnioski

Istnieje wyraźny wpływ pola elektrycznego na pole temperaturowe na powierzchni izolatora kompozytowego. Wpływ ten może posłużyć do opracowania metody oceny wartości natężenia pola elektrycznego na powierzchni wysokonapięciowych układów izolacyjnych na podstawie pomiaru temperatury.

Przy napięciu 100 kV temperatura na powierzchni izolatora kompozytowego 220 kV wzrosła po 250 minutach o około 1,8^{o}C. Jest to wystarczający przyrost temperatury, by posługując się czułą kamerą termowizyjną, można było wyznaczyć pole temperaturowe skorelowane z polem elektrycznym.

Na rozkład temperatury na powierzchni izolatora, oprócz pola elektrycznego, istotny wpływ ma również oddziaływanie rozproszonego światła słonecznego, co należy uwzględnić w procedurze pomiarowej.

LITERATURA

[1] Miernik H., Kapuściński M., Metody wyznaczania rozkładu napięcia wzdłuż izolatora kompozytowego, VI Ogólnopolskie Sympozjum „Inżynieria Wysokich Napięć IW-2002", Poznań/Kiekrz, 20-22 maja, 2002, 193-196

[2] Gielniak J., Optymalizacja warunków pola elektrycznego wysokonapięciowego izolatora kompozytowego napięcia stałego z uwzględnieniem modyfikacji kształtu i doboru materiałów izolacyjnych, rozprawa doktorska, Instytut Elektroenergetyki, Wydział Elektryczny, Politechnika Poznańska, wrzesień 2001
[3] Fleszyński J., Tymań A., Elektroenergetyczne izolatory kompozytowe: aktualne problemy badawcze, III konferencja naukowa „Postępy w elektrotechnologii", Szklarska Poręba, 8-11 września, 1998, 205-208
[4] Kumada A., Sugihara T., Chiba M., Hidaka K., Two dimensional distribution measurement of surface discharge with sub-nano second resolution, XIIth International Symposium on High Voltage Engineering, Bangalore, India, 20-24 August, 2001
[5] Kohler W., A New High Bandwidth Electrical Field with VCSEL Laser Diode, XIIth Workshop on High Voltage Engineering, 20-24 August, 2004, Lubbenau, Germany [6] Hidaka K. , Electrical field and voltage measurement by using electro-optic sensor, XIth International Symposium on High Voltage Engineering, London, United Kingdom, 23-27 August, 1999
[7] Sumiyoshitami S. , Improvement of phase shift signal to noise ratio in electro optic field measurement methods, 11th International Symposium on High Voltage Engineering, London, United Kingdom, volume 2, 23-27 August 1999
[8] Kraub T., Kohler W., Feser K., Improved high bandwidth potential-free magnetic field probe, 11th International Symposium on High Voltage Engineering, London, United Kingdom, volume 2, 23-27 August 1999,
[9] Takahashi T. , Electric field measurement in discharge space by using Pockels sensor, 11th International Symposium on High Voltage Engineering, London, United Kingdom, volume 2, 23-27 August 1999
[10] Takahashi T., Okamoto T., Hidaka K., Development of new small optical-waveguide Pockels sensor for measuring electric fields, 10th International Symposium on High Voltage Engineering, Quebec, Canada, 25-29 August 1997
[11] Takahashi T., Hidaka K., Kouno T., New optical – waveguide Pockels sensor for measuring electric fields, IXth International Symposium on High Voltage Engineering, Graz, Austria, 28 August - 1 September 1995
[12] Trzaska H., Pomiary pól elektromagnetycznych w polu bliskim, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa-Wrocław, 1998
[13] Florkowska B., Kurendo Z., Metody przetwarzania obrazów termowizyjnych w diagnostyce urządzeń elektroenergetycznych, VII Sympozjum „Problemy eksploatacji układów izolacyjnych wysokiego napięcia", Zakopane, 21÷23 października 1999,
[14] Chybowski R., Rybiński J., Bednarek M., Badanie za pomocą kamery termowizyjnej błędów występujących przy pomiarach temperatury izolowanych przewodów elektrycznych, VIII Sympozjum „Problemy eksploatacji układów izolacyjnych wysokiego napięcia", Zakopane, 18÷20 października 2001
[15] Chybowski R., Bednarek M., Rybiński J., Diagnostyka termograficzna w podczerwieni kabla 110 kV, IX Sympozjum „Problemy eksploatacji układów izolacyjnych wysokiego napięcia", Zakopane, 9÷11 października 2003,
[16] Szeloch R., Gotszalk T.P., Radojewski J., Janus P., Orawski W., Pędrak R., Gumienny Z., Termograficzny system dalekiego i bliskiego pola, IV konferencja naukowa „Postępy w Elektrotechnologii", Jamrozowa Polana, 14÷15 września 2000,
[17] Boczar T., Frącz P., Zmarzły D., Widma optyczne wyładowań elektrycznych, VII Ogólnopolskie Sympozjum „Inżynieria Wysokich Napięć", Poznań/Będlewo, 26÷28 maja, 2004
[18] Przybyłek P., Nadolny Z., Thermal effect in moistened paper oil insulation caused by dielectric losses, 12th Workshop on High Voltage Engineering, Lubbenau, Germany, 20-24 September 2004
[19] Kurowski Z., Polczyk L., Termograficzne badania urządzeń w energetyce, Ogólnopolska konferencja naukowo-techniczna „Pomiary wysokonapięciowe w elektroenergetyce", Poznań, październik 1998
[20] Polacki B., Zastosowanie podczerwieni do oceny stopnia zestarzenia folii polietylenowej, VI konferencja naukowo-techniczna, Poznań, 15-16 luty 1972

***Autorzy**: dr inż. Zbigniew Nadolny, mgr inż. Marcin Olszewski, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: zbigniew.nadolny@put.poznan.pl*

Jarosław PELWECKI

Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii

Jonowe kompozyty: polimer – metal, jako nowoczesne aktuatory i sensory

Streszczenie. *Niski poziom przyłożonego sygnału napięciowego, szybki czas odpowiedzi oraz duże generowane odkształcenia mechaniczne jonowych kompozytów polimer – metal (ang. IPMC) świadczą o atrakcyjności tych materiałów, które mogą być wykorzystane do konstruowania nowoczesnych aktuatorów i sensorów. W artykule opisano technikę wytwarzania IPMC, mechanizm ich aktuacji oraz potencjalne wykorzystanie tych materiałów w przemyśle i medycynie.*

Abstract*. Low applied voltage signal, quick time response, huge bending motion of Ionic Polymer – Metal Composites constituted them as new class of materials for the construction of modern type actuators and sensors. The text below describes IPMC manufacturing technique, actuation principle, industrial and biomedical applications . (**Ionic composites polymer/metal as tool for modern actuators and sensors**).*

Słowa kluczowe: IPMC, sztuczny mięsień, aktuator, sensor.
Keywords: IPMC, artificial muscle,actuator,sensor.

1. Wstęp

Polimery elektroaktywne od ponad wieku znajdują się w obszarze zainteresowań i badań naukowców, chociaż sama nazwa funkcjonuje stosunkowo od nie dawna. Pochodzi ona od materiałów, które odkształcają się mechanicznie pod wpływem pobudzenia elektrycznego. Pierwszy udokumentowany eksperyment nad polimerami elektroaktywnymi przeprowadził Roentgen w roku 1890 następnie kontynuował go Sacerdote (rok 1899). Zauważyli oni, że kauczuk odkształca się mechanicznie pod wpływem pola elektrycznego. To odkrycie wzbudziło szersze zainteresowanie tą klasą związków chemicznych oraz umożliwiło głębsze ich poznanie w kontekście szeroko rozumianych właściwości związanych z elektrycznością.

W zależności od rodzaju przewodnictwa czy mechanizmu aktywacji, jakie wykazują polimery elektroaktywne, możemy je podzielić na dwie grupy: elektronowe i jonowe.

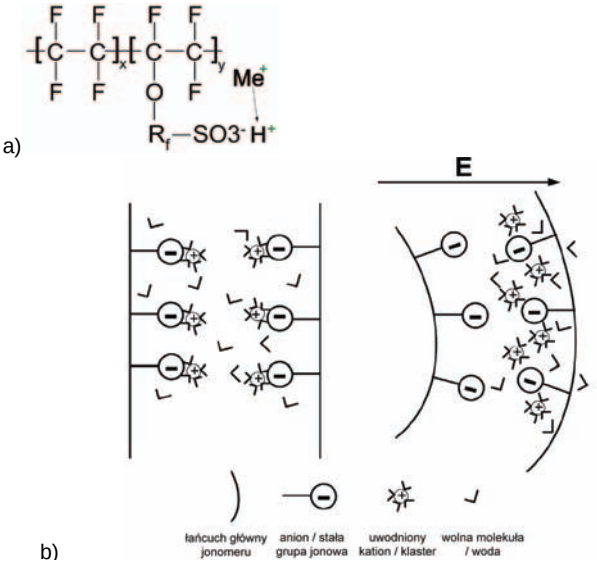
Polimery elektronowe, takie jak polimery ferroelektryczne, elektrety, elastomery dielektryczne i elektrostrykcyjne elastomery szczepione uaktywniane są przez silne pola elektryczne, w których ulegają odkształceniom. Kurczą się one w kierunku pola i rozszerzają w kierunku do niego prostopadłym. Zjawisko to nazywane jest naprężeniem Maxwella. Polimery elektronowe wykazują szybką odpowiedź na pobudzenie elektryczne i reagują ze znaczną siłą. Napięcie aktywacji niekiedy przyjmuje krytyczne dopuszczalne wartości powodując nieprzyjemne elektrowstrząsy a czasami nawet całkowite uszkodzenie materiału. Nie wymagają one powłok ochronnych i prawie nie potrzebują prądu do utrzymania przyjętej pozycji.

Polimery jonowe działają na zasadzie migracji, czy też dyfuzji jonów. Pod wpływem słabych pól elektrycznych (napięcie aktywacji jest rzędu pojedynczych woltów) ulegają odkształceniom zginającym. Do polimerów jonowych zaliczamy jonowe kompozyty polimer-metal, nanorurki, żele jonowe czy polimery przewodzące. Polimery jonowe do właściwej pracy potrzebują pewnego stałego poziomu hydratacji, dotyczy to zwłaszcza jonowych kompozytów polimer – metal. Stąd konieczność ich szczelnego zamykania w elastycznych koszulkach. Stanowi to trudny do rozwiązania problem techniczny i jest ich zasadniczą wadą.

W ostatnim dziesięcioleciu dużym zainteresowaniem, spośród jonowych polimerów elektroaktywnych, cieszą się jonowe kompozyty polimer-metal (ang. Ionic polymer – metal composites, IPMC). Prekursorami w tej dziedzinie byli M. Shahinpor, Sia Nemat-Nasser i Y. Bar – Cohen. Oni, jako pierwsi, opisali zasadę działania i proces wytwarzania IPMC oraz prowadzili badania nad możliwością zastosowania tychże materiałów. Od tamtego czasu na temat IPMC powstało wiele publikacji. Praca ta jest próbą podsumowania danych literaturowych na temat dotychczasowych osiągnięć w dziedzinie jonowych polimerów elektroaktywnych.

2. Ogólna charakterystyka IPMC

Polimery jonowe wraz z przewodzącym medium, jakim jest metal tworzą kompozyty, które ulegają dynamicznym odkształceniom, pod wpływem zmiennego napięcia elektrycznego (pola elektrycznego). Materiały te mogą również pracować w konfiguracji odwrotnej tzn. pod wpływem zewnętrznej siły, powodującej ich odkształcenie, generują zmienne pole elektryczne na powierzchni elektrod. IPMC mogą być wykorzystane jako aktuatory, sensory lub sztuczne mięśnie do zastosowań przede wszystkim w przemyśle i medycynie. Poniżej zaprezentowane zostaną podstawowe wiadomości dotyczące techniki wytwarzania, zasady działania, właściwości elektromechanicznych oraz potencjalnego zastosowania IPMC.



Rys.1. (a) Struktura Nafionu; (b) Mechanizm aktuacji kompozytu IPMC; po lewej w stanie beznapięciowym, po prawej, po przyłożeniu pola elektrycznego.

2.1. Technika wytwarzania kompozytów IPMC

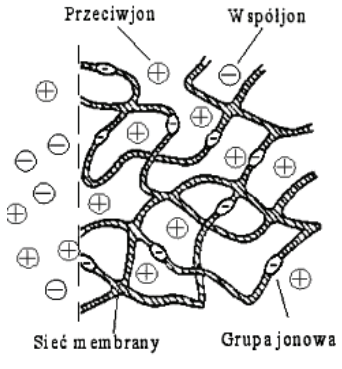
Polimery jonowe (jonomery) obejmują klasę materiałów polimerowych zawierających organiczny łańcuch główny, na którym znajduje się nieznaczna liczba grup funkcyjnych ulegających jonizacji. Organiczne łańcuchy główne jonomerów są zwykle polimerami węglowodorowymi, fluorowęglowodorowymi lub węglofluorowymi, a grupami funkcyjnymi są grupy karboksylowe lub sulfonowe [1,2,3,4]. Te grupy funkcyjne, zajmujące około 10% jednostek monometrycznych polimeru, mogą być zobojętniane jonami metali alkalicznych. Obecność grup jonowych nadaje polimerowi większą wytrzymałość mechaniczną i odporność chemiczną.

W literaturze opisano różne jonomery m.in. kopolimer styrenu z kwasem akrylowym czy akrylan metylu z kwasem metakrylowym [1,2,3,4]. Na rysunku 1a przedstawiono strukturę komercyjnie dostępnego polimeru jonowego - Nafionu, który w latach 80. został wyprodukowany przez firmę DuPont. Jonomer ten zawiera karbofluorowy łańcuch główny**,** do którego przyłączona jest grupa perfluoroeterowa R_f. Z grupą tą związana jest kowalencyjnie elektroujemna grupa sulfonowa, zobojętniona elektrododatnim wodorem, który w procesie wymiany jonowej może być wymieniony na metal alkaliczny.

Jonomery otrzymuje się w wyniku kopolimeryzacji monomerów węglowodorowych, fluorowęglowodorowych lub węglofluorowych z odpowiednimi nienasyconymi kwasami lub estrami. Używane są do wyrobu membran jonoselektywnych. W naszym przypadku membrany te służą jako materiał wyjściowy do wytwarzania kompozytów polimer – metal.

Wytwarzanie kompozytu składa się z dwóch różnych procesów: procesu inicjacyjnego i procesu nanoszenia elektrod na powierzchnię polimeru.

Proces inicjacyjny polega na pokryciu podpowierzchniowej warstwy polimeru metalem szlachetnym, poprzez zainicjowanie chemicznej reakcji redukcji odpowiednich związków chemicznych [5,6,7]. Surowy jonomer zanurzony w roztworze polarnego rozpuszczalnika np. wody z odpowiednim związkiem chemicznym zawierającym jony metalu szlachetnego, posiada silne właściwości absorpcyjne. Kationy lub aniony, w zależności od charakteru procesu wymiany jonowej, dyfundują do wnętrza matrycy polimeru zobojętniając ją. Następnie w obecności odpowiedniego czynnika redukcyjnego następuje zobojętnienie metalu i w konsekwencji wytrącenie go wewnątrz matrycy polimeru. W ten sposób powstają elektrody, które mają posta**ć** dendrytów.



Rys.2. Uproszczony proces wymiany jonowej; membrana kationowymienna

Tak wytworzony materiał charakteryzuje się silnie porowatą powierzchnią o dużej rezystancji. W celu wygładzenia powierzchni i zwiększenia kondunktancji powierzchniowej kompozytu stosuje się elektrochemiczne nanoszenie drobin innego metalu szlachetnego np.: złota (proces nanoszenia elektrod) [5,7].

W celu polepszenia właściwości mechanicznych IPMC przeprowadzany jest proces wymiany jonowej. Zamiana kationów wodorowych (pierwotnie związanych z grupami SO_3-), na jony metalu alkalicznego umożliwia uzyskanie większych naprężeń mechanicznych wewnątrz materiału. Tym samym możliwe jest generowanie większych sił odkształcających kompozyt. Proces wymiany jonowej przebiega analogicznie jak w przypadku membran jonowymiennych i w sposób uproszczony zostanie przedstawiony poniżej.

IPMC pozostawiony w roztworze odpowiedniego związku chemicznego, np.: roztworu wodnego NaCl, stanowi uformułowaną z polimeru przegrodę, przez którą możliwe jest tylko selektywne wnikanie jonów do wnętrza kompozytu. Na rysunku 2 możemy wyróżnić *sieć (matrycę)polimerową*, z którą kowalencyjnie związane są stałe *grupy jonowe oraz mobilne jony (przeciwjony i współtony, których* znak ładunku elektrycznego jest odpowiednio przeciwny oraz zgodny ze znakiem ładunku stałych grup jonowych). Ze względu na fakt, iż ładunki elektryczne grup sulfonowych i jonów chlorkowych są równoimienne, wnikanie jonów Cl^- do roztworu wewnętrznego jonomeru jest ograniczone. Zjawisko to nazywamy wykluczaniem donanowskim (od nazwiska F.G. Donnana). W przypadku kationów Na^+, które mają znak przeciwny w stosunku do stałych grup jonowych, następuje przenikanie ich do wnętrza jonomeru, gdzie zastępują kationy wodoru. W konsekwencji ustala się nowa równowaga jonowa.

2.2. Jak działają IPMC

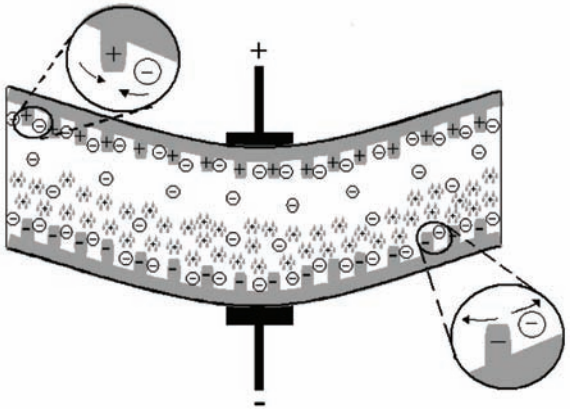
Kompozyt IPMC w postaci cienkiego paska, o określonej grubości, umieszczony pomiędzy elektrodami, do których przyłożone jest napięcie elektryczne wygina się w ustalonym kierunku. Zjawisko to jest złożeniem dwóch znanych procesów zachodzących na poziomie molekularnym [8,9,10,11].

Pierwszy z nich to wewnętrzny ruch klasterów, czyli jonów otoczonych wodą, w kierunku zgodnym z wektorem natężenia pola elektrycznego. Gromadzące się po jednej stronie kompozytu klastery wytwarzają duże naprężenia rozciągające, natomiast ich niedobór po drugiej stronie kompozytu powoduje naprężenia ściskające (rys.1b.). Innymi słowy, odkształcanie się materiału jest konsekwencją wewnętrznego elektro - osmotycznego ciśnienia spowodowanego migrację ładunku.

Obecność wody, która wraz z jonami tworzy klastery, ma zasadnicze znaczenie dla efektywności procesu odkształcania mechanicznego. Doświadczalnie stwierdzono, że migracja samych jonów wewnątrz materiału nie powoduje tak znacznych naprężeń rozciągających, jak w przypadku migracji klasterów. Jest to wynikiem ograniczonej ruchliwości jonów wewnątrz kompozytu i ich małych rozmiarów w porównaniu z rozmiarami klasterów. Istotną wadą kompozytów IPMC jest wyciekanie wody z materiału w trakcie ich pracy. Obecnie prowadzone są intensywne badania nad rozwiązaniem tego problemu.

Drugi z procesów dotyczy oddziaływań Coulombowskich w przestrzeni podpowierzchniowej kompozytu, pomiędzy dendrytycznymi elektrodami z metalu szlachetnego a stałymi (nie ulegającymi migracji) elektroujemnymi grupami sulfonowymi. Grupy te w pobliżu anody są odpychane, natomiast w pobliżu katody przyciągane, co daje dodatkowe naprężenia ściskające i rozciągające (rys.3).

Oczywiście, możliwy jest też wariant pracy odwrotnej. Jeżeli przyłożymy siłę, która spowoduje odkształcenie mechaniczne kompozytu wówczas wytworzone ciśnienie osmotyczne wywoła ruch klasterów w kierunku rozciąganej powierzchni (strony) materiału W konsekwencji na elektrodach pojawi się napięcie elektryczne. Widzimy więc, że kompozyt IPMC może pracować zarówno jako aktuator, jak i sensor.

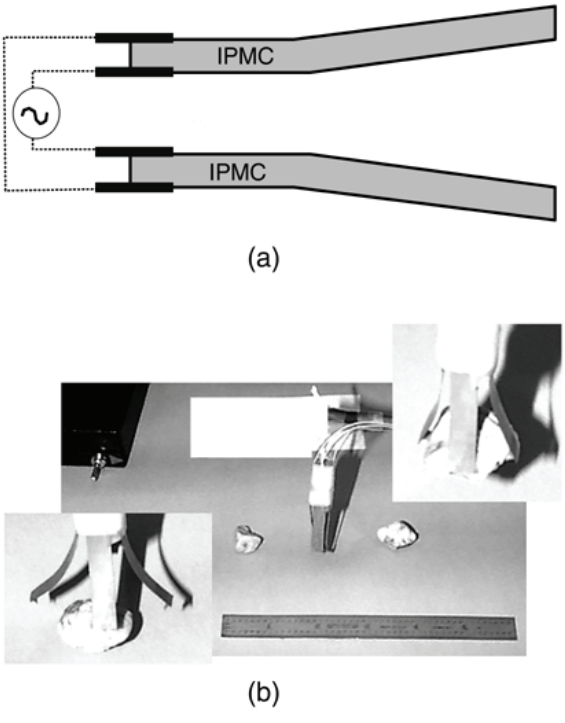


Rys.3. Oddziaływania Coulombowskie pomiędzy dendrytycznymi elektrodami z metalu szlachetnego a stałymi grupami jonowymi; transport ładunku wewnątrz kompozytu IPMC

3. Zastosowanie IPMC

IPMC może być wykorzystany do skonstruowania zarówno mikro-, jak i makro- podnośników. Na rysunku 4a została zaprezentowana koncepcja takiego urządzenia [9,10].

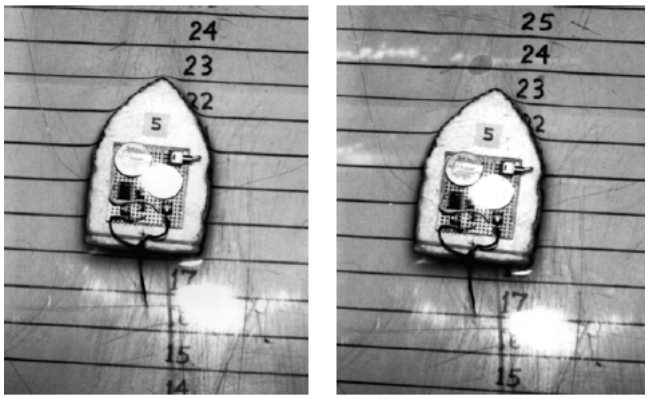
Dwa równolegle ułożone względem siebie paski IPMC umieszczone są pomiędzy dwoma elektrodami, do których podłączono źródło napięcia zmiennego. Konfiguracja połączeń, taka, jak na rysunku 4a, zapewnia ruch cienkich filmów IPMC w przeciwnych kierunkach.



Rys.4. (a) Schemat połączeń elektrycznych, oraz zasada działania podnośnika wykonanego z materiału IPMC, (b) Urządzenia do podnoszenia skał wykonane na bazie IPMC

Na rysunku 4b został przedstawiony rzeczywisty podnośnik, który zawiera cztery membrany równomiernie rozmieszczone na obwodzie kołowych elektrod [9,10]. Prototyp takiego podnośnika jest zasilany sygnałem o kształcie prostokątnym, którego amplituda wynosi 5V. Częstotliwość sygnału jest tak dobrana, aby umożliwić dostatecznie długi czas wykonywania całej operacji tj. chwytania, podnoszenia oraz opuszczania przedmiotu i wynosi 0,1 Hz. Masa, jaką może przenieść tak skonstruowany dźwig, wynosi 10,3 g. Potencjalne wykorzystanie tego typu podnośników możliwe jest w programach kosmicznych NASA do pobierania próbek gruntów z powierzchni planet. Urządzenia te mają istotną przewagę nad konwencjonalnie skonstruowanymi metalowymi, ciężkimi dźwigami kosmicznymi. Jest nią mała masa w stosunku do generowanej siły. Obecnie NASA finalizuje badania nad aktuatorami IPMC.

Jak już wcześniej wspomniano, aktuatory / sensory IPMC dla zapewnienia prawidłowej pracy potrzebują stałego poziomu ich uwodnienia. Wydaje się zatem oczywistym, że doskonałym rozwiązaniem tej kwestii jest ich przystosowanie do pracy w środowisku wodnym. Rysunek 5 przedstawia prototyp pływającego robota, który został zrobiony z odpowiednio upakowanych pasków IPMC o odpowiednio dobranym kształcie i wymiarach, zasilanych niewielkim napięciem przemiennym [8,9,10]. Prędkość tak skonstruowanej jednostki napędowej można regulować zmieniając częstotliwość podawanego sygnału napięciowego. W ten sposób pływający robot, zawierający wodoodporny układ sterująco – zasilający, może również zachowywać się jak łódź podwodna, gdzie zmianę głębokości reguluje się poprzez zmianę wyporu hydrostatycznego. Istotną zaletą takiego napędu, z punktu widzenia militarnego, jest jego bezszelestna praca i w konsekwencji niska wykrywalność przez radary. Badania nad tego typu napędami prowadzone są, głównie przez marynarkę USA.



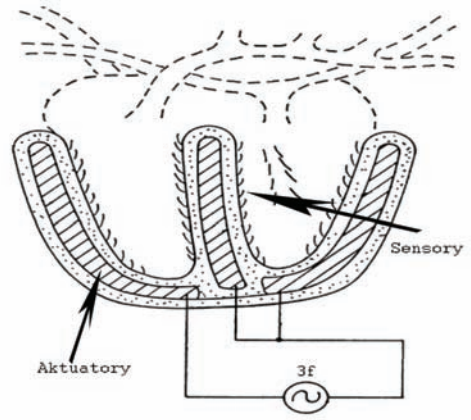
Rys.5. Pływający robot, którego napęd został wykonany na bazie kompozytu IPMC (rufa łodzi)

Mała waga, duża elastyczność, szybki czas odpowiedzi, niski poziom sygnału zasilającego, bioneutralność stanowią zasadnicze zalety IPMC, które można z powodzeniem wykorzystać do zastosowań w biomedycynie.

Poniżej została zaprezentowana koncepcja urządzenia na bazie IPMC, które umożliwia wspomaganie pracy komór serca dla pacjentów, którzy cierpią na arytmię.

Jest to zintegrowany system tworzący sztuczny mięsień, w którym wykorzystano dwa możliwe warianty zastosowania IPMC (pracę jako biosensor i aktuator). Sztuczny mięsień, mający postać implantu, można chirurgicznie umieścić w pobliżu komór sercowych bez ingerencji w wewnętrzny obieg krwi w sercu. Jest to jego dużą zaletą, ponieważ w ten sposób unika się komplikacji pooperacyjnych, jakie

często zdarzają się w przypadku wszczepiania komercyjnie dostępnych urządzeń wspomagających pracę serca. Jednym z wielu możliwych urazów pooperacyjnych jest powstawanie zakrzepli w sercu, które tworzą się w wyniku kontaktu krwi z tworzywami biologicznie nie neutralnymi. W przypadku, gdy skrzeplina wydostanie się z wnętrza serca i dostanie się do naczyń wieńcowych, może spowodować zawał i w konsekwencji śmierć pacjenta.



Rys.6. Sztuczny mięsień wspomagający pracę serca

Na rysunku 6 została przedstawiona koncepcja urządzenia do wspomagania pracy serca. Składa się ono z folii IPMC, które zasilane z odpowiedniego źródła wykonują ruch podobny do pracy serca, czyli skurcze i rozkurcze [10]. Folie te otoczone są odpowiednią warstwą ochronną, którą stanowi poduszka wykonana z materiału bioneutralnego wypełnionego wodą, by nie uszkadzać powierzchni serca. Do niej przymocowane są rzęski IPMC, których zadaniem jest monitorowanie siły ściskającej dostarczanej do serca. Biosensory te zintegrowane są ze źródłem zasilania, w celu zapewnienia odpowiedniej szybkości skurczów i rozkurczów w przypadku wzmożonego wysiłku pacjenta i szybszej pracy serca.



Rys.7. Koncepcja urządzenia do korekcji wad wzroku wykonana na bazie kompozytu IPMC

Innym możliwym zastosowaniem IPMC w medycynie jest urządzenie do korekcji wad wzroku (nadwzroczności i krótkowzroczności). Opisany poniżej aparat i metoda służą do automatycznego korygowania załamania światła w oku poprzez użycie komputerowo sterowanego sztucznego mięśnia, wykonanego z kompozytu IPMC.
Na rysunku 7 przedstawiony został model takiego urządzenia, który poprzez zabieg chirurgiczny umieszczany jest na powierzchni globu oka [10]. Ma on postać opaski, której rolą jest odpowiednie ściskanie (korekcja nadwzroczności) lub rozciąganie (korekcja krótkowzroczności) twardówki, które zmieniają załamanie światła w oku tak aby promień świetlny padał na żółtą plamkę znajdującą się na powierzchni siatkówki.

4. Podsumowanie

IPMC są kompozytami, które posiadają unikalną zdolność efektywnej pracy zarówno jako sensory, jak i aktuatory. Dzięki specyficznym i wyjątkowo dobrym właściwościom elektro – chemiczno – mechanicznym mogą w przyszłości zastąpić konwencjonalne materiały używane w wielu dziedzinach przemysłu i medycyny.

Wytwarzanie IPMC jest skomplikowanym procesem łączącym w sobie wiele etapów, takich jak wykonanie elektrod w warstwie podpowierzchniowej i zewnętrznej materiału, wymianę jonową, problem zachowania stałego poziomu hydratacji itp. Zoptymalizowanie poszczególnych etapów jest zasadniczym celem prac, które w dalszym ciągu są prowadzone.

W podsumowaniu można stwierdzić, że IPMC są stosunkowo mało poznaną klasą materiałów i wymagają dalszych gruntownych badań.

LITERATURA

[1] Florjańczyk Z., Peczka S., Chemia polimerów, tom III, *Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej*, Warszawa 1998
[2] Shahinpoor M., Kwang J.K., Ionic polymer – metal composites I. Fundamentals, *Artificial Muscle Research Institute, The University of New Mexico Albuquerque NM 81137, USA, Received 23 march (2001)*
[3] Malone E., Lipson S., Freeform Fabrication of Ionomeric Polimer – Metal Composites Actuators, *Mechanical and Aerospace Engineering, Cornell University, USA*, Grant DE-FG02-01ER45902
[4] Nicholson J.W., Chemia polimerów, *WNT* Warszawa
[5] Shahinpoor M., Kwang J.K., Ionic polymer – metal composites II, III. Fundamentals, *Artificial Muscle Research Institute, The University of New Mexico Albuquerque NM 81137, USA, Received 21 march (2004)*
[6] Shahinpoor M., Kwang J.K., The Efekt of Surfach-Electrode Resistance on the Performance of Ionic Polimer-Metal Composites (IPMC) Artificial Muscle, *Smart Materiale and Structures Journal*, 9 (2000), n. 4, 543-551
[7] Supriya L., Claus O.R., Fabrication of Electrodes for Polimer Actuators and Sensors via Self-Assembly, *Macromolecular Science and Engineering Program & Elektro-Optics Research Center*, Wirginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg VA 24061 USA
[8] Yamakita M., Kamamichi N.,Kozuki T., Asaka K., Control of Bied Walking Robot with IPMC Lineał Actuator, *International Conference on Advanced Inteligent Mechatronics*, Monterey, Kalifornia, USA, 24-28 July, (2005)
[9] Paquette J., Kwang J.K., Ionomeric Electroactive Polimer Artificial Muszle for Naval Application, *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 29 (2004), n.3
[10] Shahinpoor M., Kwang J.K., Ionic polymer – metal composites IV. Fundamentals, *Artificial Muscle Research Institute, The University of New Mexico Albuquerque NM 81137, USA, Received 19 August (2004)*

***Autorzy**: mgr inż. Jarosław Pelwecki, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, pl. Grunwaldzki 13, 50-377 Wrocław, E-mail: jaroslaw.pelwecki@pwr.wroc.pl, tel.: (0-71)320 - 3636*

Krzysztof PIETRZAK, Jerzy NADACZNY, Piotr ZUBIELIK

Instytut Energetyki, Zakład Izolacji – Poznań

Badanie układów izolacyjnych generatorów dużej mocy metodą pomiaru i analizy wyładowań niezupełnych

Streszczenie. *Artykuł przedstawia metody badań izolacji uzwojeń stojanów generatorów dużej mocy z wykorzystaniem komputerowej techniki analizy wyników pomiarów wyładowań niezupełnych, prowadzonych w trybach off-line, czyli w czasie postoju maszyny oraz on-line – podczas ruchu maszyny. Na bazie analiz wyników i porównań z opracowanymi kryteriami i parametrami bazy odniesienia, dokonuje się oceny stanu technicznego izolacji uzwojenia generatora na różnych etapach naturalnego procesu starzeniowego izolacji.*

Abstract. *Paper describes the results of original computer-aided measurements in high voltage generators insulation by off-line and on-line diagnosis. On base of analyses' of results and comparisons with worked out criterions and parameters of base of reference, makes on different stages of natural process the opinions of technical state of aging isolation winding generator. (**Investigation of the insulating system of power generators with the use of measurement and analysis of partial discharge**).*

Słowa kluczowe: izolacja stojana generatora, pomiary wyładowań niezupełnych, diagnostyka w trybie *off-line* i *on-line*.
Keywords: generator stator insulation, partial discharge measurement, *off-line* and *on-line* diagnosis.

Wstęp

Instytut Energetyki wprowadza w elektrowniach i elektrociepłowniach diagnostykę układów izolacyjnych uzwojeń stojanów generatorów dużej mocy, opartą głównie na pomiarach wyładowań niezupełnych.

Na bazie wyników pomiarów i analizy komputerowej wyładowań niezupełnych wykonywanych w trybie *off-line*, czyli w czasie postoju maszyny, Zakład Izolacji tworzy od 1994 roku, unikatowy na skalę światową bank danych o układach izolacyjnych uzwojeń stojanów maszyn elektrycznych wysokiego napięcia. Zawarte są w nim dane generatorów, hydrogeneratorów i silników wysokiego napięcia, zarówno nowych jak i eksploatowanych, o różnego typu izolacji uzwojeń. Ocena stanu izolacji maszyny dokonywana jest głównie drogą analizy porównawczej bazowych parametrów odniesienia uzyskanych w pierwszych pomiarach i w kolejnych powtarzanych w trakcie eksploatacji.

W elektrowniach wdrażane są także układy do pomiarów wyładowań niezupełnych wykonywanych w trybie *on-line* tj. w czasie ruchu maszyny. Umożliwiają one śledzenie trendów zmian wyładowań niezupełnych i mogą stanowić pomocny element w ich monitorowaniu w czasie rzeczywistym.

Metody pomiaru i analizy wyładowań niezupełnych

Obecnie główną metodę diagnostyczną do oceny stanu izolacji uzwojeń stojanów generatorów dużej mocy stanowią pomiary wyładowań niezupełnych. Takie badania są bardzo przydatne już na etapie produkcji uzwojenia w fazie kwalifikacji elementów uzwojeń (prętów czy cewek). Pręty o intensywności wyładowań niezupełnych nie spełniającej uzgodnionych kryteriów, nie zostają dopuszczone do procesu zwojenia. Dla uzyskania możliwie najwyższej jakości izolacji uzwojenia, producenci umieszczają pręty o najlepszych parametrach wyładowań niezupełnych w obszarach podziałów faz, gdzie występują największe narażenia elektryczne działające na układ izolacyjny. Bardzo istotnym jest wykonanie pomiarów wyładowań niezupełnych w trybie *off-line* w czasie badań odbiorczych nowego stojana lub po wymianie uzwojenia, które mają na celu oprócz sprawdzenia jakości izolacji uzwojenia, określenie jej parametrów wyjściowych do dalszej diagnostyki eksploatacyjnej. Jeśli takie pomiary nie zostały wykonane należy je przeprowadzić w możliwie najwcześniejszym okresie eksploatacji.

Eksploatatorzy generatorów odchodzą obecnie od okresowych, narzuconych instrukcjami przeglądów i remontów, w kierunku działań opartych na diagnostyce stanu technicznego maszyny. Podstawą wszelkich działań remontowych są wyniki badań i ocena diagnostyczna wydana przez eksperta. Monitorowanie stanu izolacji w czasie rzeczywistym, z uwagi na bardzo powolne zmiany parametrów dielektrycznych izolacji w początkowym okresie eksploatacji maszyn jest niecelowe i może spełnić jedynie swoje zadanie w przypadku, gdy wytwórcy generatorów nie mają opanowanej technologii produkcji uzwojeń i dysponują materiałami miernej jakości. Wtedy degradacja izolacji jest widoczna już po kilku latach eksploatacji.

Dla technologii układów izolacyjnych sprawdzonych w próbach starzeniowych, zauważalne istotne zmiany parametrów dielektrycznych izolacji występują dopiero po kilkunastu latach eksploatacji. Pozytywnego znaczenia nabiera stosowanie ostrych reżimów prób kontrolnych prowadzonych w trakcie produkcji uzwojeń, które eliminują wady materiałowe i błędy technologiczne. Uzwojenie wykonane z wysokiej jakości materiałów, nowoczesną technologią i pod nadzorem wysokiej klasy specjalistów, może być z powodzeniem bezawaryjnie eksploatowane w oparciu o oceny wyników okresowych badań wyładowań niezupełnych prowadzonych w trybie *off-line* (rys.1).

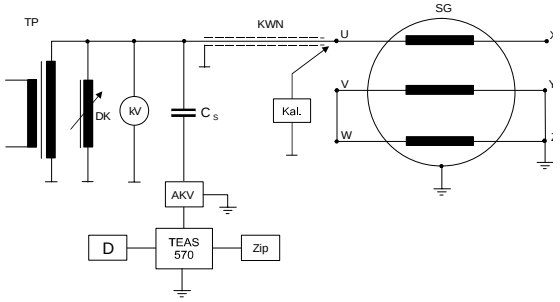


Rys.1. Pomiary wyładowań niezupełnych urządzeniem TEAS 570 izolacji turbogeneratora w elektrowni Money Point (Irlandia), prowadzone przez Zakład Izolacji Instytutu Energetyki.

Z analizy wyników otrzymanych w czasie długoletnich badań Zakładu Izolacji wynika, że dla poprawnej bezawaryjnej eksploatacji generatorów wystarczające jest powtarzanie pomiarów wyładowań niezupełnych od

uruchomienia nowego lub przezwojonego generatora, w cyklu nie krótszym niż czteroletnim. Natomiast pomiary wyładowań niezupełnych w trybie *on-line* nabierają znaczenia dla maszyn o długoletnim okresie eksploatacji, gdzie procesy starzeniowe w izolacji uwidaczniają się w coraz krótszych okresach. Izolacja uzwojeń wymaga coraz częstszych zabiegów konserwacyjnych i naprawczych, konieczne są uzupełnienia powłok przeciwjarzeniowych.

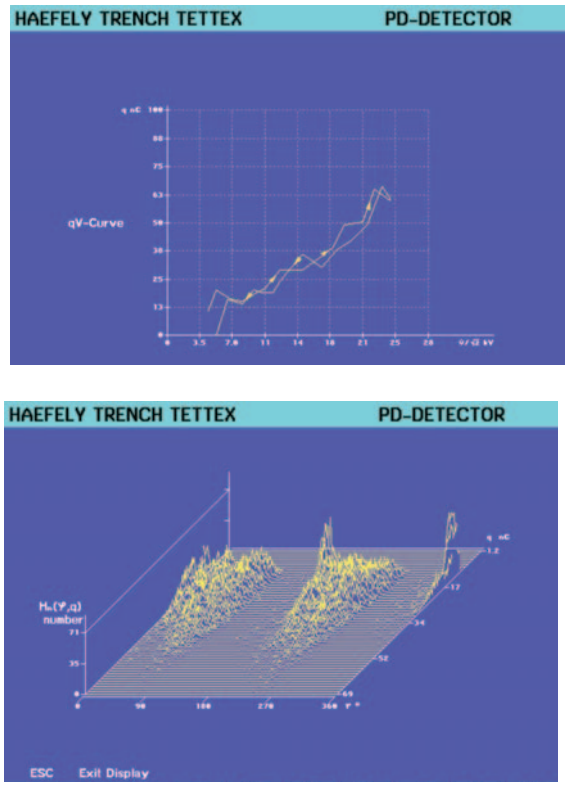
Pomiar wyładowań niezupełnych w trybie *off-line* wymaga odłączenia generatora od sieci elektroenergetycznej i użycia do pomiarów zewnętrznego źródła wysokiego napięcia. Schemat układu pomiarowego pokazano na rysunku 2.



Rys.2. Schemat układu do pomiaru wyładowań niezupełnych w trybie *off-line* przy użyciu systemu komputerowego TEAS-570 TP – transformator probierczy; DK – dławik kompensacyjny; kV – kilowoltomierz; C_s – kondensator sprzęgający; AKV – czwórnik sprzęgający; TEAS-570 – system komputerowy; D – drukarka; ZIP – dysk pamięci; KWN – kabel wysokiego napięcia; Kal. – kalibrator impulsu wyładowań niezupełnych; SG – stojan generatora; U, V, W – początki faz uzwojenia (zaciski od strony wysokiego napięcia); X, Y, Z – końce faz uzwojenia (zaciski od strony niskiego napięcia)

Podczas badań brane są pod uwagę przede wszystkim następujące wielkości: U_i – napięcie początkowe wyładowań niezupełnych mierzone w kV, Q_{max} – maksymalny ładunek pozorny wyładowań niezupełnych oraz $Q_{10/s}$ – największy ładunek pozorny wyładowań niezupełnych powtarzający się z częstością co najmniej 10/sekundę mierzony w nC, a także D – wskaźnik kwadratowy określany oddzielnie dla dodatniej i ujemnej połówki sinusoidy napięcia probierczego mierzony w $(\mu C)^2/s$. Duże wartości parametrów wyładowań dla dodatniej połówki sinusoidy wskazują na defekty w izolacji przy miedzi prętów, natomiast dla ujemnej połówki sinusoidy defekty izolacji od strony rdzenia i na jej powierzchni, głównie związane z brakiem skutecznej ochrony przeciwjarzeniowej. Wszystkie procedury pomiarowe oparte są na normach polskich, europejskich i amerykańskich [1-5].

Zakład Izolacji stosuje w diagnostyce izolacji dużych maszyn synchronicznych metodę polegającą na pomiarze wyładowań niezupełnych od strony zacisków wysokiego napięcia (HV) i od strony punktu neutralnego uzwojenia (LV). Pomiar od strony HV wskazuje najwyższe poziomy intensywności wyładowań powstające w wyniku działania narażeń elektrycznych na izolację. Wysoki poziom intensywności wyładowań w pomiarze od strony LV, wskazuje przede wszystkim na defekty powstałe w wyniku narażeń termodynamicznych i procesów naturalnego starzenia. Przyjęty sposób pomiarów wyładowań niezupełnych umożliwia także wykrycie i prawdopodobne umiejscowienie ich źródeł. Przykładowe wyniki pomiarów wyładowań niezupełnych uzwojenia stojana maszyny wirującej pokazano na rysunku 3.



Rys.3. Krzywa q-V dla trzech faz generatora mierzona w zakresie od 0 do $1{,}2 \cdot U_n$, która pozwala na wyznaczenie napięcia początkowego wyładowań niezupełnych i maksymalnego ładunku pozornego wyładowań niezupełnych (u góry) oraz trójwymiarowy obraz zależności liczby ładunków w funkcji kąta fazowego i wartości ładunku Hn(φ, q) dla trzech faz przy napięciu $0{,}6 \cdot U_n$, przy pomiarze w trybie analitycznym (u dołu)

Na podstawie licznych badań izolacji generatorów przyjmuje się, że dla nowych uzwojeń prętowych wykonanych w technologii typu Resin Rich (prasowania materiałów izolacyjnych wstępnie nasyconych) lub typu VPI (próżniowego-ciśnieniowego nasycania) powinny być spełnione następujące wymagania:

- U_i — napięcie początkowe wyładowań niezupełnych powinno być większe od $U_n/\sqrt{3}$, przy progu czułości ładunku pozornego 1 nC i prędkości podnoszenia napięcia probierczego 1 kV/s,
- Q — maksymalny ładunek pozorny wyładowań niezupełnych, powtarzający się z częstością przynajmniej 10/s i dla utrzymywanego napięcia $U_n/\sqrt{3}$ jest mniejszy lub równy 10 nC,
- Q_{max} — maksymalny ładunek pozorny wyładowań niezupełnych, który dla napięcia utrzymywanego U_n nie przewyższa 30 nC,
- Q_{max} — maksymalny ładunek pozorny wyładowań niezupełnych, który dla napięcia $1{,}2 \cdot U_n$ jest nie większy niż 50 nC.

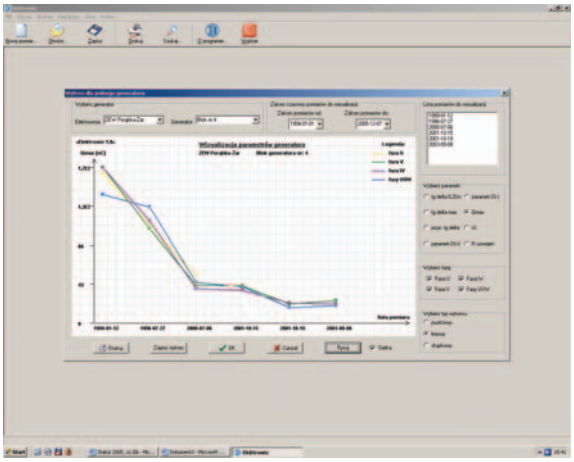
Przekroczenie powyższych wartości kryterialnych dla układu izolacyjnego nowego uzwojenia, wymaga przeprowadzenia wnikliwej analizy wszystkich parametrów otrzymanych w pomiarze analitycznym wyładowań niezupełnych i ich dynamiki zmian w czasie pomiaru, ustalenie ewentualnych przyczyn wysokiej intensywności i podjęcie decyzji o naprawie lub dopuszczeniu uzwojenia do eksploatacji przy określonych zaleceniach. W przypadku generatorów po określonym czasie eksploatacji ocenę stanu izolacji metodą pomiaru wyładowań niezupełnych przeprowadzać należy przez porównanie zmierzonej

intensywności wyładowań niezupełnych z otrzymaną podczas wcześniejszych badań.

Eksploatatorzy generatorów powinni wiedzieć, że dobrej jakości układy izolacyjne klasy ciepłoodporności F uzwojeń stojanów, praktycznie do około 12 lat eksploatacji, powinny spełniać wymagania jak dla nowych maszyn. Dla skutecznego diagnozowania stanu układów izolacyjnych uzwojeń, wymagane są po kilkunastu latach eksploatacji maszyn badania intensywności wyładowań niezupełnych w trybie *off-line* w cyklu co najmniej dwuletnim.

W Zakładzie Izolacji Instytutu Energetyki opracowano program komputerowy do wizualizacji parametrów dielektrycznych izolacji uzwojeń generatorów w polskich elektrowniach i zastosowano go dla potrzeb Elektrowni Bełchatów i Turów oraz ESP Porąbka-Żar.

Program specyfikuje szczegółowo parametry wyładowań niezupełnych, takie jak: U_i, Q_{max} i D oraz współczynnik strat dielektrycznych przy napięciu probierczym $0{,}2 \cdot U_n$, i maksymalny jego przyrost. Aplikacja pracuje w systemie Microsoft Windows w wersji od 95 do XP. Minimalne wymagania systemowe to: komputer PC z procesorem 100 MHz, 32 MB pamięci RAM, dysk 500 MB, napęd CD i FDD. Użytkownikami końcowymi systemu są osoby zainteresowane wizualizacją wyników pomiarów poszczególnych parametrów generatorów w określonym przedziale czasu.



Rys.4. Wizualizacja parametrów izolacji uzwojeń generatorów przy pomocy programu Elektrowiz 1.0

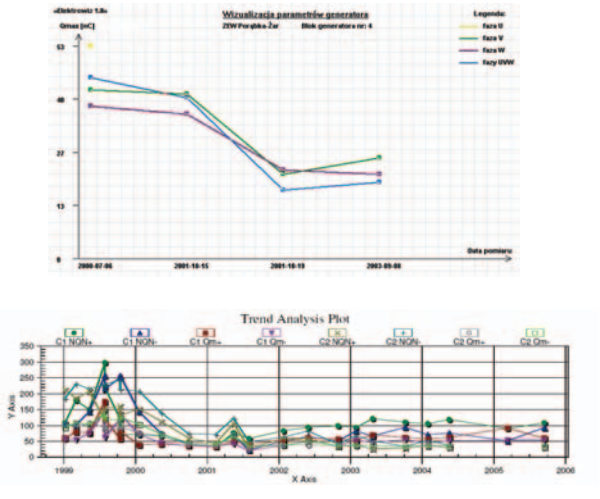
Wizualizacja parametrów turbogeneratora pozwala, podobnie jak w metodzie *on-line*, na prześledzenie trendów zmian istotnych parametrów izolacji maszyny. Poczyniono także przygotowania do wprowadzenia wersji programu umożliwiającego ocenę stanu izolacji maszyn wirujących wysokiego napięcia z uwzględnieniem rodzaju izolacji i sposobu jej chłodzenia, a także prognozowania terminu następnych pomiarów badanej maszyny. Na rysunku 4 pokazano przykładowy wygląd ekranu wyżej wymienionego programu.

Zainstalowanie na generatorach niezbędnych układów sprzęgających do prowadzenia pomiarów wyładowań niezupełnych w trybie *on-line* wydaje się wskazane po kilkunastu latach eksploatacji generatora. Instalowanie aparatury pomiarowej na stanowisku generatora nie jest konieczne, ponieważ prowadzenie pomiarów wyładowań niezupełnych w trybie *on-line* w ostępach np. miesięcznych w celu śledzenia zmian parametrów w wielkościach względnych jest wystarczające. Urządzenia do pomiaru wyładowań niezupełnych w trybie on-line we wczesnym okresie eksploatacji mogą służyć raczej do wykrywania wad produkcyjnych niż do kontroli procesu starzeniowego izolacji. Na obecnym etapie badań zadawalająca interpretacja pomiarów wyładowań niezupełnych w trybie *off-line* i *on-line*, może być dokonana tylko przez specjalistów o dużej wiedzy, którzy określą aktualny stan izolacji i trendy możliwych zmian.



Rys.5. Pomiar wyładowań niezupełnych uzwojeń stojana generatora w trybie *on-line* w Elektrowni Wodnej Porąbka-Żar

Monitoring wyładowań niezupełnych w trybie *on-line* w szerokim paśmie częstotliwości, może być czynnikiem sygnalizującym zachodzące zmiany w układzie izolacyjnym, wspomagającym interpretacje wyników pomiarów w trybie *off-line* do oceny stanu izolacji uzwojenia stojana generatora. Dla wykonania istotnych porównań wyników pomiarów wyładowań niezupełnych w trybach off-line i on-line Zakład Izolacji prowadził badania na generatorach ESP Porąbka-Żar. Dotychczasowe badania wskazują na możliwości porównań wyników pomiarów wyładowań niezupełnych izolacji na drodze analizy trendów zmian wielkości mierzonych w obu trybach.



Rys.6. Wizualizacja parametrów w trybie off-line (u góry) oraz on-line (u dołu) izolacji uzwojeń stojana generatora nr 4 w Elektrowni Wodnej Porąbka-Żar

Obecnie dostępne na rynku urządzenia do pomiaru wyładowań niezupełnych w trybie *on-line* przy bardzo wysokiej częstotliwości, można skutecznie stosować do obserwacji zmian intensywności wyładowań, na przykład w funkcji obciążenia i trendu zmian poziomu wyładowań niezupełnych w czasie. Ogólnie biorąc nie ma możliwości przeliczenia wskazań miernika na intensywność wyładowań niezupełnych, wyrażoną w jednostkach ładunku pozornego oraz brak podstaw do oceny stanu układu izolacyjnego uzwojenia stojana, jaka jest możliwa w trybie *off-line*. Pomiar wyładowań niezupełnych w trybie *on-line* w Elektrowni Szczytowo-Pompowej Porąbka-Żar pokazano na rysunku 5.

Dotychczasowa praktyka wskazuje, że system monitoringu układów izolacyjnych hydro- i turbogeneratorów powinien bazować na pomiarach wyładowań niezupełnych w trybie *off-line*, to jest w czasie postoju maszyny, wspomagany pomiarami w trybie *on-line* w eksploatacji. Wizualizacja tych działań pokazana została na rysunku 6.

Wnioski

Opracowany w Zakładzie Izolacji Instytutu Energetyki system monitoringu układów izolacyjnych hydro- oraz turbogeneratorów opiera się głównie na pomiarach wyładowań niezupełnych wykonywanych w czasie postoju maszyny (*off-line*), w których podstawowym parametrem intensywności wyładowań niezupełnych jest maksymalny ładunek pozorny. Pomiary prowadzone zgodnie z normą PN-EN 60270 dają bezpośrednią możliwość ilościowego pomiaru charakterystycznych wielkości wyładowań niezupełnych.

Oceny stanu technicznego izolacji opierają się na opracowanych w Zakładzie Izolacji kryteriach, które są ciągle uaktualniane i rozszerzane na maszyny po długoletniej eksploatacji.

Przeprowadzona analiza wyników pomiarów wyładowań niezupełnych izolacji uzwojeń różnych generatorów wykonanych od strony wyjść fazowych i punktu neutralnego, uwidoczniła potrzebę dalszych analiz wyników w ujęciu statystycznym w celu dokładnego poznania mechanizmów i narażeń występujących na długości uzwojenia w procesie starzeniowym izolacji.

Zaleca się instalowanie układów do pomiaru wyładowań niezupełnych pracujących w trybie *on-line* jako elementu wspomagającego pomiary w trybie *off-line* wykonywane w celu oceny stanu izolacji uzwojeń stojanów.

Układy pomiarowe *on-line* powinny być wprowadzane głównie w maszynach po długoletniej eksploatacji, gdy uwidaczniają się, poprzez wzrost intensywności wyładowań niezupełnych, skutki przyspieszonych procesów starzeniowych w izolacji.

Analiza parametrów wyładowań niezupełnych i trendu ich zmian pozwala na śledzenie procesu degradacji izolacji, wykrywanie ukrytych wad oraz stanów przedawaryjnych grożących przebiciem w czasie pracy maszyny, co umożliwia skuteczne podjęcie we właściwym czasie działań naprawczych.

LITERATURA

[1] PN-EN 60270-2003 Wysokonapięciowa technika probiercza. Pomiary wyładowań niezupełnych
[2] IEEE Std 1434-2000 IEEE Trial-Use Guide to the Measurement of Partial Discharges in Rotating Machinery
[3] IEEE Std 43-2000 IEEE Recommended Practice for Testing Insulation Resistance of Rotating Machinery
[4] IEEE P1434-2000, IEEE Guide to the Measurements of Partial Discharge in Rotating Machinery
[5] IEC 60034-Part 27, Rotating Electrical Machines – Part 27: Partial Discharge Off-line Measurements on the Stator Insulation of Rotating Machinery, Draft 1327/CD, January 2005

Autorzy: *mgr inż. Krzysztof Pietrzak, pietrzak@ien.poznan.pl*
mgr inż. Jerzy Nadaczny, nadaczny@ien.poznan.pl
dr inż. Piotr Zubielik, zubielik@ien.poznan.pl
Instytut Energetyki, Zakład Izolacji – Poznań,
Panny Marii 2, 60-962 Poznań

Tomasz PIOTROWSKI, Wojciech ROKOSZEWSKI

Politechnika Łódzka, Instytut Elektroenergetyki

Wykorzystanie technologii internetowych w udostępnianiu wiedzy o diagnostyce izolacji transformatorów energetycznych

Streszczenie: *Diagnostyka transformatorów podlega ciągłej ewolucji. Udostępnianie wiedzy na ten temat może być efektywnie i tanio realizowane poprzez Internet poza oficjalnym systemem edukacji akademickiej. W referacie przedstawiono koncepcje tworzenia serwisów poświęconych diagnostyce transformatorów. Zaprezentowano przykład rzeczywistego serwisu dedykowanego metodom DGA.*

Abstract: *Transformer diagnostic is still in progress. Knowledge about diagnostic tools could be effectively and cheaply transfer over WWW besides academic education system. This paper presents some ideas of development and implementation of WWW services devoted to transformer diagnostics. An example of real web service concerning DGA methods is also given. (**Utilization of WWW technology for the transfer of knowledge about insulation diagnostics of power transformers**)*

Słowa kluczowe: diagnostyka transformatorów, DGA, upowszechnianie wiedzy, internet.
Keywords: transformer diagnostics, DGA, knowledge transfer, WWW.

Wstęp

Każdego roku w kraju organizowane są przez przemysł przy współpracy z uczelniami technicznymi konferencje na temat eksploatacji i diagnostyki transformatorów energetycznych. Żywe zainteresowanie tą tematyką wynika z liczby użytkowanych transformatorów (ogółem ponad 230 tysięcy, w tym ok. 3000 na napięcia NN/NN+WN, WN/SN i SN/SN – stan z roku 2004 według [1]), wydłużającego się okresu ich eksploatacji oraz ciągłego rozwoju metod i urządzeń wykorzystywanych w diagnostyce. Świadczy to jednocześnie o potrzebie i konieczności upowszechniania wiedzy na ten temat wśród osób, które zakończyły swoją formalną edukację.

Do dotychczas stosowanej formy zdobywania informacji poprzez specjalistyczne kursy, wertowanie literatury (często trudno dostępnej) dołączyło nowe, dynamicznie rozwijające się medium jakich jest sieć WWW. Biorąc pod uwagę grupę docelową odbiorców zainteresowanych poszerzeniem wiedzy o diagnostyce izolacji transformatorów energetycznych właśnie internet wydaje się dobrym narzędziem służącym jej udostępnianiu.

Koncepcja serwisu na temat diagnostyki izolacji transformatorów energetycznych

Istnieje szereg profesjonalnych narzędzi służących udostępnianiu wiedzy (nauczaniu) na odległość, w tym również poprzez internet. W procesie tym wykorzystywane są systemy zarządzania nauczaniem LMS (Learning Management System) oraz LCMS (Learning Content Management System). Pierwszy z tych systemów umożliwia administrowanie kursami i prezentowanie ich treści, monitorowane są również postępy w nauce. Drugi z wymienionych systemów jest bardziej zaawansowany technologicznie i oprócz funkcji systemu LMS, posiada narzędzia służące do tworzenia treści dydaktycznych kursów.

Analizując grupę docelową odbiorców wiedzy o diagnostyce transformatorów, którą stanowią inżynierowie zajmujący się eksploatacją transformatorów, pracownicy firm diagnozujących transformatory i studenci wydziałów elektrycznych oraz brak konieczności kontrolowania stopnia przyswojenia prezentowanych informacji, do budowy portalu internetowego nie jest konieczne wykorzystanie wymienionych wyżej systemów. Portal taki może być zaprojektowany, wykonany i później administrowany wykorzystując tanie (lub darmowe) narzędzia programistyczne.

Projektując serwis na temat diagnostyki transformatorów można rozważać kilka koncepcji jego realizacji. Może to być:

- pojedynczy serwis obejmujący swoim zakresem szerokie spektrum zagadnień składających się na współczesną diagnostykę transformatorów
- zespół niezależnych serwisów, z których każdy poświęcony jest tylko jednemu obszarowi diagnostyki; serwisy mogą być powiązane poprzez system odsyłaczy
- zespół serwisów centralnie zarządzanych poprzez serwis nadrzędny, który jest jednocześnie źródłem współdzielonych informacji (np. bazy danych pozycji literaturowych, forum dyskusyjnego).

Przykład realizacji serwisu

W Zakładzie Wysokich Napięć w ramach prac [2, 3] opracowano serwis internetowy poświęcony prezentacji zagadnień związanych z metodą DGA. Stronę startową serwisu przedstawia rysunku 1.



Rys. 1. Strona startowa serwisu poświęconego diagnostyce transformatorów metodami DGA

Ze względu na zawartość serwisu oraz możliwości, do jego napisania wybrany został język HTML, JavaScript i PHP. Kod napisany w HTML i JavaScript jest wykonywany po stronie klienta, zaś skrypty w PHP wykonywane są na serwerze a do klienta wysyłany jest tylko wygenerowany kod wynikowy. Podejście takie pozwoliło na uzyskania zadowalającego kompromisu pomiędzy szybkością działania stron WWW i bezpieczeństwem informacji przechowywanych na serwerze. Język PHP został wykorzystany także z tego powodu, że obsługuje wiele systemów baz danych między innymi: MySQL, PostgreSQL, Microsoft SQL Server czy Oracle oraz gwarantuje przenośność kodu pomiędzy różnymi systemami operacyjnymi. Jako bazę danych wykorzystywaną przez serwis przyjęto MySQL ze względu na stosunkową prostotę użytkowania i praktycznie żadne koszty pozyskania o ile nie jest ona wykorzystywana w celach komercyjnych.

Aby strona była dostępna dla wszystkich użytkowników sieci WWW wykorzystano serwer HTTP o nazwie „Apache" dostępny w wersjach dla wielu systemów operacyjnych.

W opracowanym serwisie wyróżnić można standardową część informacyjną zawierającą teoretyczne podstawy formowania się gazowych produktów rozkładu oleju transformatorowego oraz izolacji stałej pod wpływem narażeń cieplnych i elektrycznych. Opisano również szereg stosowanych na świecie metod wiążących pomierzone stężenia gazów rozpuszczonych w oleju z zakłóceniami występującymi wewnątrz transformatora (przegrzania, wyładowania niezupełne, wyładowania). Ta część serwisu wraz z wykazem literatury przedmiotu oraz odnośnikami do powiązanych tematycznie portali WWW jest dostępna dla wszystkich użytkowników.

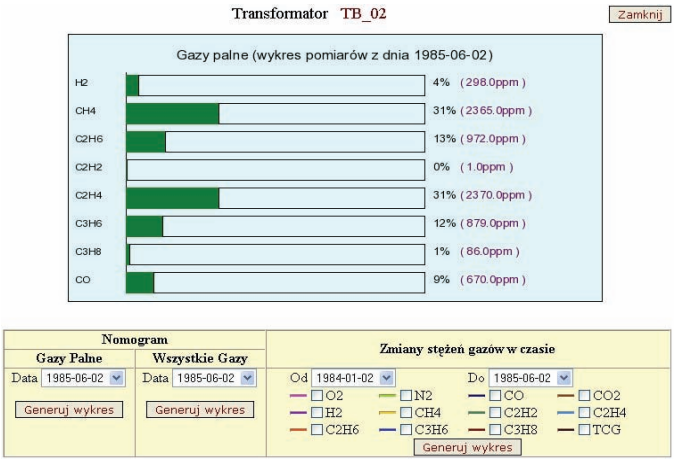
W serwisie wydzielono również część, która dostępna jest wyłącznie dla zarejestrowanych użytkowników. Mogą oni na stronie nazwanej „Moje DGA!" tworzyć bazę danych transformatorów i kojarzyć z nimi zestawy kolejno pomierzonych stężeń gazów rozpuszczonych w oleju. Widok, przechowywanej na serwerze w ramach bazy danych tabeli z wynikami badania chromatograficznego oleju przedstawiono na rysunku 2.



Rysunek 2. Tabela z wynikami badania chromatograficznego oleju

Wszystkie dane przechowywane w tabeli transformatorów i pomiarów podlegają edycji, a więc mogą być modyfikowane i usuwane.

Zapisane w bazie zestawy pomiarowe oprócz standardowej wizualizacji w postaci tabelarycznej mogą być na żądanie również przedstawiane w postaci graficznej. Użytkownik może oglądać dla pojedynczego zestawu pomiarowego nomogram wszystkich gazów lub tylko gazów palnych. W przypadku przedstawienia zmian stężeń gazów w czasie możliwe jest wybranie gazów, które mają być widoczne na wykresie oraz określenie interesującego przedziału czasowego. Przykład możliwości serwisu WWW w zakresie graficznej prezentacji danych pomiarowych pokazano na rysunku 3.



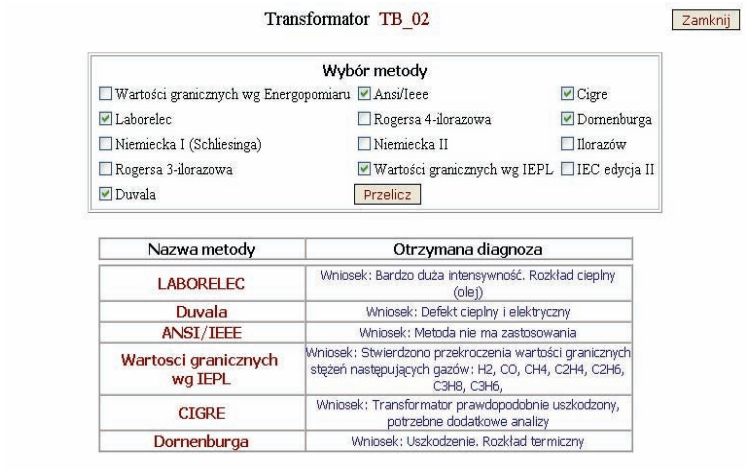
Rysunek 3. Nomogram gazów palnych

Dla osoby zajmującej się diagnostyką transformatorów istotne jest stwierdzenie, czy pomierzone stężenia gazów rozpuszczonych w oleju wskazują na normalne procesy starzeniowe, czy też na rozwijający się defekt. Opracowany serwis internetowy umożliwia uzyskanie takiej diagnozy na podstawie zaimplementowanych kilkunastu metod (między innymi: Rogersa, Duvala, Doernengurga, Schliesinga, stosowanej przez Energopomiar, czy też zalecanych przez IEC, IEEE, CIGRE, Laborelec). Proces diagnostyczny może być przeprowadzony wszystkimi metodami lub tylko wybranymi. W oknie prezentującym wyniki przewidziano dla każdej metody odnośniki pozwalające przywołać jej teoretyczny opis i informacje o zakresie stosowania. Przykładowe okno z wynikami przedstawiono na rysunku 4.

Ponieważ opisywany serwis współpracuje z bazą danych mogącą przechowywać informacje o charakterze poufnym wprowadzono szereg rozwiązań chroniących te informacje przed dostępem osób niepowołanych. Przede wszystkim funkcjonuje system autoryzacji wymagający rejestracji a następnie podawania nazwy użytkownika i hasła jeśli chce się korzystać ze strony „Moje DGA!". Użytkownik podczas rejestracji określa, czy chce otrzymać hasło stałe, czy też zestaw haseł jednorazowych. Preferowane, ze względów bezpieczeństwa, jest oczywiście to drugie rozwiązanie, stosowane również w większości poważnych systemów bankowości elektronicznej. Należy zauważyć, że lista haseł jednorazowych jest wygodnym narzędziem kontroli dostępu do serwisu w przypadku nadania mu statusu komercyjnego.

Kolejne zabezpieczenia to szyfrowanie haseł oraz, gdy są one jednorazowe, umieszczanie w tabeli, której nazwa nie jest z góry zdefiniowana, ale nadawana dopiero w momencie jej tworzenia i wynika z kombinacji znaków alfanumerycznych i nazwy użytkownika. Zadaniem tym zajmuje się dedykowana funkcja.

Ponieważ cześć serwisu jest stworzona w języku PHP wprowadzono rozproszone sprawdzanie danych, to znaczy te wrażliwe ze względów bezpieczeństwa są weryfikowane po stronie serwera. Zaimplementowano również kontrolę czasu użytkowania serwisu powodującą automatyczne wylogowanie użytkownika po zdefiniowanym okresie bezczynności. Pozwala to między innymi na zamykanie aktywnej sesji w przypadku, gdy użytkownik zapomni się wylogować.



Rysunek 4. Przykład diagnozy wypracowanej wybranym zestawem metod zaimplementowanych w serwisie

Przewidywana jest dalsza rozbudowa opisanego serwisu. Zostanie on uzupełniony o forum dyskusyjne, które może stać się platformą wymiany doświadczeń między praktykami zajmującymi się eksploatacją i diagnostyką transformatorów. Aktywny (umożliwiający publikowanie) dostęp do takiego forum będzie wiązał się z obowiązkiem rejestracji, co spowoduje z kolei konieczność nadawania stosownych praw zarejestrowanym użytkownikom do poszczególnych części serwisu.

Kolejna zmiana będzie polegała na tym, że istniejący wykaz pozycji literaturowych zostanie przeniesiony do bazy danych co ułatwi efektywne wyszukiwanie informacji poprzez system zapytań.

Rozważana jest również zmiana części serwisu nazwanej „Przykłady". Aktualnie znajdują się tutaj opisywane w literaturze przypadki skutecznej diagnostyki DGA wraz z danymi pomiarowymi, które można w sposób interaktywny zweryfikować zaimplementowanymi metodami. Po rozbudowie, takie przykłady będą mogli dodawać również użytkownicy portalu wypełniając i wysyłając z poziomu przeglądarki WWW odpowiednio przygotowany formularz.

Podsumowanie

Stworzenie serwisu dotyczącego diagnostyki izolacji transformatorów daje szanse poszerzenia wiedzy na ten temat studentom oraz osobom czynnym zawodowo poza typowym systemem edukacji.

Zaprojektowanie serwisu pozwalającego potencjalnym użytkownikom na jego aktywną rozbudowę (poprzez współtworzenie forum dyskusyjnego, uzupełnianie działu „Przykłady") daje szansę nie tylko na wymianę informacji pomiędzy nimi, ale również na poszerzenie praktycznej wiedzy przez twórców serwisu.

Zaprezentowany, jako rozwiązanie przykładowe serwis oprócz przedstawienia teoretycznych podstaw diagnostyki transformatorów metodami DGA, daje możliwość prowadzenia bazy pomiarów gazów rozpuszczonych w oleju oraz dostęp do kilkunastu metod interpretacyjnych. Baza i diagnozy są osiągalne o dowolnym czasie z dowolnego miejsca, z którego możliwe jest nawiązanie połączenia z internetem. Rozwiązanie takie nie ma odpowiednika krajowego.

Serwis, w przypadku rozbudowy o dalsze metody diagnostyczne, może być platformą współpracy jednostek akademickich i firm zajmujących się diagnostyką.

Projekty związane z e-lerningiem, a do takich należy zaliczyć udostępnianie wiedzy poprzez internet na temat diagnostyki transformatorów, mogą być finansowane z funduszy europejskich.

LITERATURA

[1] www.ptpiree.pl
[2] Frączkowski J.: *Opracowanie serwisu WWW nt diagnozowania transformatorów metodami DGA z możliwością diagnozy na odległość*, praca dyplomowa magisterska (opiekun dr inż. T. Piotrowski), Politechnika Łódzka, Łódź 2004.
[3] Rokoszewski W.: *Rozbudowa serwisu WWW nt diagnozowania transformatorów metodami DGA z możliwością diagnozy na odległość*, praca dyplomowa magisterska (opiekun dr inż. T. Piotrowski), Politechnika Łódzka, Łódź 2006.

***Autorzy**: dr inż. Tomasz Piotrowski, Politechnika Łódzka, Instytut Elektroenergetyki, ul. Stefanowskiego 18/22, 90-924 Łódź, E-mail: piotrtm@mail.p.lodz.pl; mgr inż. Wojciech Rokoszewski E-mail: rokwoj2@wp.pl*

Janina POSPIESZNA

Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii

Postępy materiałowe w technice ekranowania pola elektromagnetycznego

Streszczenie. *W artykule przedstawiono mechanizmy wykorzystywane w technice ekranowania pola elektromagnetycznego i tendencje materiałowe w tej dziedzinie. Pokazano przykłady efektywnego wykorzystania nowoczesnych technologii wytwarzania cienkowarstwowych powłok kompozytowych (nanokompozytów).*

Abstract*. In this paper mechanisms of the electromagnetic field shielding and material tendency in this domain are showed. Examples of effective use of composite film formation modern technology (nano-composites) are presented.****(Material advances in electromagnetic field shielding technology)***

Słowa kluczowe: ekranowanie elektromagnetyczne, skuteczność ekranowania, kompozytowe materiały ekranujące
Keywords: electromagnetic shielding, shielding effectiveness, composite shielding material

Wprowadzenie

Ekranowanie jest jednym z narzędzi kompatybilności elektromagnetycznej (EMC), której zadaniem jest zapewnienie harmonijnego współistnienia urządzeń i systemów ze środowiskiem elektromagnetycznym (EM), czyli osiągnięcie stanu, w którym rozpatrywany obiekt jest mało podatny na oddziaływanie ze strony środowiska i jednocześnie w znikomym stopniu oddziałuje na środowisko.

Wzrastające ciągle wymagania niezawodnościowe i gwałtowny wzrost spektrum częstotliwościowego źródeł promieniowania pola elektromagnetycznego wywołują konieczność stosowania coraz bardziej efektywnych metod ekranowania, uwzględniających specyficzne warunki pracy niektórych urządzeń i systemów. W świetle doświadczeń ostatnich lat wynika, że przyszłość w dziedzinie ekranowania pola elektromagnetycznego związana jest z wykorzystaniem nowoczesnych technologii wytwarzania cienkowarstwowych powłok kompozytowych, w tym nanokompozytów. Dają one możliwości spełnienia wszystkich warunków efektywnego ekranowania pola EM.

Ogólne podstawy efektywnego ekranowania pola elektromagnetycznego przy wykorzystaniu materiałów kompozytowych

Efektywność ekranowania SE definiuje się jako stosunek powierzchniowej gęstości mocy fali EM padającej (P_i) i transmitowanej przez ekran (P_t), co można wyrazić za pomocą stosunku wartości wektorów natężenia pola elektrycznego czy magnetycznego, które występują w danym miejscu pola w przypadku braku ($\overline{E}_i$, $\overline{H}_i$) i po zastosowaniu ekranu ($\overline{E}_t$, $\overline{H}_t$):

$$(1) \qquad (SE)_{dB} = \log P_i/P_t = 20 \log \left|\frac{\overline{E}_i}{\overline{E}_t}\right| = 20 \log \left|\frac{\overline{H}_i}{\overline{H}_t}\right|$$

Wybór materiału i geometrii ekranu zależy przede wszystkim od mechanizmów, jakie możemy wykorzystać w celu ograniczenia energii pola elektromagnetycznego w obszarze ekranowanym. Ta energia może być związana ze stałym i zmiennym w czasie polem elektrycznym i magnetycznym (tzw. pola indukowane) oraz z promieniowaniem pola elektromagnetycznego.

W przypadku pól stałych technika ekranowania polega na „blokowaniu" wejścia pola w obszar ekranowany:

- ·w polu elektrostatycznym przez ładunki indukowane na powierzchni ekwipotencjalnej (metal czy inny przewodnik), na których kończą się linie pola,
- ·w polu magnetostatycznym przez dostatecznie grube medium o dużej przenikalności magnetycznej μ, które dzięki małej reluktancji zapewnia drogę dla strumienia magnetycznego bocznikując obszar ekranowany.

W przypadku pól zmiennych w technice ekranowania wykorzystuje się mechanizmy, które związane są z falowym charakterem pola EM: zjawisko odbicia i przenoszenia fali na granicy dwóch środowisk (o różnej przenikalności elektrycznej ε i magnetycznej μ oraz konduktywności γ, a tym samym o różnych impedancjach falowych $\underline{Z}_c$) oraz tłumienia fali w środowisku stratnym. W układzie wielofazowym będą to jeszcze dodatkowo zjawiska wielokrotnych odbić i transmisji [1].

Wielkości, które określają jaka część fali ulega odbiciu oraz jaka jej część wnika do drugiego środowiska, definiowane są jako współczynniki odbicia *m* i przenoszenia fali *n*. Przy założeniu, że drugie środowisko jest nieograniczone (brak jest fali odbitej) współczynniki te można wyrazić za pomocą impedancji falowych graniczących ze sobą środowisk ($\underline{Z}_{c1}$, $\underline{Z}_{c2}$). Współczynniki te, odpowiednio dla pola elektrycznego (*m'* i *n'*) i pola magnetycznego (*m"*, *n"*), przyjmują postać:

$$(2) \qquad m' = \frac{\underline{Z}_{c2} - \underline{Z}_{c1}}{\underline{Z}_{c1} + \underline{Z}_{c2}}, \quad n' = \frac{2\,\underline{Z}_{c2}}{\underline{Z}_{c1} + \underline{Z}_{c2}}$$

$$(3) \qquad m'' = \frac{\underline{Z}_{c1} - \underline{Z}_{c2}}{\underline{Z}_{c1} + \underline{Z}_{c2}}, \quad n'' = \frac{2\,\underline{Z}_{c1}}{\underline{Z}_{c1} + \underline{Z}_{c2}},$$

gdzie impedancja falowa definiowana jest jako stosunek amplitud zespolonych fal pierwotnych (padających) wektorów natężenia pola elektrycznego i magnetycznego. W przypadku promieniowania pola EM impedancja falowa zależy od rodzaju źródła i jest funkcją częstotliwości i odległości liczonej od źródła promieniowania [1].

W środowisku stratnym amplituda fali przemieszczającej się w kierunku osi x ulega tłumieniu ($E_m\, e^{-\alpha x}$), przy czym intensywność tłumienia charakteryzuje stała tłumienia α (część rzeczywista stałej propagacji fali $\Gamma = \alpha + j\beta$):

$$(4) \qquad \alpha = \beta = \sqrt{\frac{\omega\,\mu\,\gamma}{2}}$$

Wielkością używaną w praktyce do określania intensywności tłumienia fali, przy danej częstotliwości f, jest głębokość wnikania fali δ – odległość od powierzchni przewodnika, na której amplituda fali maleje e-krotnie:

$$\delta = 1/\alpha = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \gamma}} \quad (5)$$

Z analizy powyższych zjawisk wynika, że problem ekranowania zmiennych pól elektromagnetycznych to właściwy wybór materiału i geometrii bariery, przy czym przez geometrię ekranu rozumiemy jego grubość i położenie względem źródła (w sensie odległości odniesionej do długości fali EM). Mają one zapewnić barierowy parametr immitancyjny dla fali padającej (odpowiedni stosunek impedancji falowych graniczących ze sobą środowisk $\underline{Z}_{c1}/\underline{Z}_{g2}$ w przypadku pola elektrycznego i odpowiedni stosunek admitancji $\underline{Y}_{c1}/\underline{Y}_{c2}$ w przypadku pola magnetycznego) oraz tłumienie fali przenoszonej przez ekran (odpowiedni współczynnik tłumienia α i odpowiednia grubość *d* bariery ekranującej).

Spełnienie wszystkich warunków efektywnego ekranowania pola EM (uzyskanie odpowiedniego poziomu SE w szerokim paśmie częstotliwości, niezależnie od rodzaju źródła pola) jest bardzo trudne ale możliwe przy zastosowaniu układów kompozytowych.

Ogólnie kompozytowe materiały ekranujące można podzielić na dwie grupy:

- układy warstwowe,
- system wtrąceń w materiale nośnym (materiały domieszkowane w postaci włókien, płatków, cząstek itp.),

przy czym w mikro czy nanokompozytach regularna struktura dwóch lub więcej składników jest zorganizowana już na poziomie nadcząsteczkowym.

Efektywność ekranowania materiałów kompozytowych determinuje:

- udział objętościowy wtrąceń,
- ich właściwości elektryczne i magnetyczne,
- kształt, rozmiar inkluzji oraz sposób ich uporządkowania,
- częstotliwość pola EM,
- liczba i kolejność warstw.

Do odpowiedniej struktury materiału dochodzi się najczęściej na drodze modelowania z wykorzystaniem odpowiednich technik symulacyjnych. Umożliwiają one kontrolę danego problemu i jego optymalizację [2].

W projektowaniu tych materiałów, które zakłada efektywne wykorzystanie różnych mechanizmów ekranowania, trzeba wziąć między innymi pod uwagę to, że

- powierzchnia odbijająca falę musi być elektrycznie przewodząca, chociaż nie jest wymagana wysoka konduktywność. Oznacza to, że w przypadku materiału kompozytowego, zawierającego przewodzący wypełniacz, nie jest wymagane połączenie przewodzące jednostek wypełniacza, chociaż takie połączenie wzmacnia ekranowanie [3],
- efektywność mechanizmu odbicia przy powierzchniach międzyfazowych zależy między innymi od rozmiaru tych powierzchni. W przypadku materiału kompozytowego dużą powierzchnię może dawać powierzchnia przewodzących wypełniaczy,
- straty spowodowane wielokrotnymi odbiciami stają się pomijalnie małe, kiedy odległość między kolejnymi powierzchniami odbiciowymi (powierzchniami międzyfazowymi) są duże w porównaniu do głębokości wnikania,
- z powodu efektu naskórkowego dla efektywnego wykorzystania całego przekroju elementarnej jednostki wypełniacza jego rozmiar powinien być porównywalny, albo mniejszy niż głębokość wnikania,
- efektywną absorpcję promieniowania zapewnia materiał o dużej przenikalności elektrycznej i / albo o dużej przenikalności magnetycznej,
- rozkład wewnętrznego pola jest głównie określony przez orientację włókien i polaryzację padającego pola. Dla osiągnięcia stosunkowo wysokiej i stałej wartości efektywności ekranowania należy stosować materiały anizotropowe, z pewną liczbą warstw o różnej orientacji włókien.

Przykłady rozwiązywania problemów ekranowania pola EM za pomocą cienkowarstwowych pokryć kompozytowych

Nowoczesne materiały kompozytowe są już szeroko stosowane w przemyśle kosmicznym i lotniczym, jako zamienniki metali [4, 5]. Oferują one lekkie konstrukcje i elektromagnetyczne materiały ekranujące. Główne zalety tych materiałów w stosunku do metali to lepsze własności mechaniczne i chemiczne, takie jak niższy ciężar, większa sztywność i wytrzymałość mechaniczna, odporność na korozję, niższe koszty obróbki i łatwiejsze przetwarzanie. W ostatnich latach wykorzystanie kompozytów zaczęło rozszerzać się również na inne aplikacje, takie jak obudowy i osłony wykorzystywane w elektronice i komputerach, a nawet aplikacje infrastrukturalne, takie jak mosty, rurociągi i budynki.

Z teoretycznego punktu widzenia, najtrudniejszym problemem jest ekranowanie pola magnetycznego niskiej częstotliwości. W tym zakresie ekranowanie jest mało efektywne [1]. Wykorzystuje się tutaj mechanizm absorpcji, który wymaga stosowania grubych materiałów, charakteryzujących się dużą przenikalnością magnetyczną. Te materiały są często drogie, ciężkie i mało odporne na oddziaływanie środowiskowe. Prowadzone intensywnie badania zmierzają do otrzymania skutecznych układów ekranujących przy wykorzystaniu lżejszych i odpornych na korozję materiałów.

Wynikiem takich badań są między innymi unikatowe pokrycia kompozytowe składające się z nano-cząsteczkowej mieszaniny tlenkowej (mieszanina półprzewodzących i przewodzących nano-cząsteczek, zarówno z materiałów magnetycznych, jak i nie magnetycznych) uzyskane przez wykorzystanie niedopasowania impedancji falowych i właściwości rozpraszających materiałów. Pokrycia te wykazują niskoczęstotliwościowe właściwości ekranujące pola magnetycznego bliskiego zasięgu, wcześniej nieosiągalne przy wykorzystaniu tradycyjnych pokryć (ponad 20 dB przy grubości pokrycia - 100 nm) [6]. Pokrycia te dodatkowo wykazują odporność na korozję.

W pewnych zastosowaniach od materiału ekranującego wymaga się obok bardzo dobrych właściwości magnetycznych również odpowiednich właściwości izolacyjnych. Tak jest w przypadku ekranowania czytników magnetycznych. Zapewnienie odpowiedniej rozdzielczości czytnika wymaga zmniejszenia grubości izolacyjnych warstw odstępnikowych, których zadaniem jest zapobieganie powstawaniu prądów upływu z czujnika do ekranu. Wykorzystanie zaproponowanej metody zwiększania rozdzielczości czytnika ograniczone jest możliwościami izolacyjnymi warstwy odstępnikowej. Przy

pewnej grubości tej warstwy (< 70 nm przy wykorzystaniu sensora GMR) to zadanie jest trudne do zrealizowania.
Doskonałym rozwiązaniem problemu jest zamiana części powłoki ekranu na materiał o dużej rezystywności, przy zachowaniu jego wysokiej przenikalności magnetycznej. Takie materiały zostały zrealizowane w postaci wielowarstwowych cienkich powłok (o grubości około 1 nm) magnetyczny metal / dielektryk, takich jak $CoFe/Al_2O_3$, $NiFe/ Al_2O_3$ i $NiFe/SiO_2$. Taka warstwa składa się z granulek metalu o rozmiarze rzędu nm, powleczonych materiałem izolacyjnym. Struktura powłoki oferującej najwyższą rezystywność (>10 mΩcm) i przenikalność (około 250 aż do poziomu GHz) składała się z 20 do 40 bimolekularnych warstw CoFe (1.3-1.5 nm)/Al_2O_3 (1.0-1.2 nm) [7].

W ostatnich latach wzrosło zainteresowanie rozwojem ekranowania pola EM częstotliwości radiowej, charakteryzowanego wysoką transmisją optyczną. Zastosowanie przemysłowe transparentnych ekranów obejmuje ekrany dla magnetowidów, instrumentów elektromedycznych czy okna samolotów. Dodatkowe wymagania małego ciężaru i niskich kosztów wywierają presje w kierunku wykorzystania w tej dziedzinie tworzyw sztucznych i materiałów kompozytowych.

Jednym z proponowanych rozwiązań są transparentne pokrycia metalowe utworzone metodą periodycznej sekwencji cienkich warstw srebra Ag i tlenku cynku ZnO, które tworzą fotoniczną nanostrukturę pasmową [8]. Optymalizacja kolejności warstw i grubości struktur ma na celu uzyskanie maksimum transmisji optycznej i maksymalnej SE w zakresie częstotliwości radiowych, przy zachowaniu stabilnych charakterystyk optycznych i elektrycznych struktur ekranujących. Wykazano, że realizowane transparentne metale wykazują taką samą skuteczność ekranowania (> 40 dB) jak pojedyncza warstwa srebra zawierającą taką samą ilość metalu, ale przy transmisji optycznej rzędu 60 %. .

Jeszcze inny problem, to tzw. technologia obniżonej obserwowalności (stealth), która dotyczy możliwości zmniejszenia zasięgu wykrywania obiektów przez stacje radarowe. Rozważane są projekty materiałów radarowo-absorpcyjnych (RAM – radar absorbent material), polegające na wyborze takich materiałów dielektrycznych i magnetycznych oraz ich przestrzennego rozmieszczenia, które zapewnią odpowiedni profil impedancji falowej dla fali padającej i odpowiednią absorpcję promieniowania elektromagnetycznego. Aby materiały RAM miały szerokie pasmo pochłaniania fal EM, stosuje się je w postaci struktur wielowarstwowych.

W jednej z propozycji rozwiązania problemu badano kompozyty: włókna szklane / żywica epoksydowa / nano cząstki (GFR nano-kompozyty). Wśród nano-cząstek były: węglowe nanorurki, sadza, srebrne płatki i srebrny proszek. Wybitne właściwości ekranujące wykazały nanorurki węglowe i sadza (SE rzędu 17-43 dB w zakresie częstotliwości 8 – 12 GHz) [9].

Uwagi i wnioski

W podsumowaniu należy podkreślić, że dotychczas prowadzone badania i doświadczenia w dziedzinie nowoczesnych technik ekranowania rozwiązały już wiele praktycznych problemów, ale wciąż stanowią szczególne wyzwanie dla dalszej pracy w kierunku udoskonalania efektywności ekranowania i rozwiązań konstrukcyjnych ekranów elektromagnetycznych.

Pracę wykonano w ramach działalności statutowej IEiE PWr, zlec. Nr 341 619.

LITERATURA

[1] Pospieszna J., Efektywność ekranowania elektromagnetycznego. Wybrane zagadnienia, VII Sympozjum „Problemy eksploatacji układów izolacyjnych wysokiego napięcia" EUI'99, (1999), 347-353,
[2] Kimmel M., Singer H., Numerical Computation of Anisotropic Shielding Materials Based on the Method of Moments, IEEE Int. Symp. on EMC, Santa Clara 1996, Konf. Band., 87-91,
[3] Chung D.D.L., Electromagnetic interferencje shielding effectiveness of carbon materials, Carbon, 39 (2001), 279-285,
[4] Wojklewlcz J. L., Hoang N.N., Redon N., Miane J.L., Intrinsically Conducting nNanocomposites: High Performance Electomagnetic Shielding Materials, VIth Int. Symp. on Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology, St Petersburg, Russia 2005, 58-61,
[5] Holloway C. L., Sarto M.S., Johansson M., Analyzing Carbon-Fiber Composite Materials with Equivalent-Layer Models, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, 47 (2005), n.4, 833-844,
[6] Dixon D.S., Masi J., Thin Coatings Can Provide Significant Shielding against Low Frequency EMF/Magnetic Fields, IEEE Int. Symp. on EMC, 1998, 1035-1040,
[7] Takahashi H., Watanabe K., Hoshiya K. i inni, Nano-granual metal / insulator multilayer for leader shielding materials, IEEE Trans. Magn., 37 (2001), n.4, 1758-1760,
[8]]Sarto M.S., Sarto F., Larciprete M. C., Scalor a M., i inni, Nanotechnology of Transparent Metals for Radio Frequency Electromagnetic Shielding, IEEE Trans. On Electromagnetic Compattibility, 45 (2003), n.4, 586-594,
[9] Woo-Kyun Jung, Sung-Hoon Ahn, Myong-Shik Won, Comparison of Electromagnetic Shielding in GFR-Nano Composites, Proc. 29th Int. Conf. on Advanced Ceramics and Composites, 26 (2005), n.8, 363-371

***Autorka**: dr hab. Inż. Janina Pospieszna, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, pl. Grunwaldzki 13, 50-377 Wrocław, E-mail: Janina.pospieszna@pwr.wroc.pl*

.

Piotr PRZYBYŁEK

Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki

Weryfikacja i korekta metod fizykochemicznych wykorzystywanych do wyznaczania zawartości wody w papierze izolacyjnym

Streszczenie. *W artykule omówiono wybrane metody fizykochemiczne służące do wyznaczania zawilgocenia izolacji celulozowej transformatora. Przedstawiono różne czynniki wpływające na poprawność oceny zawilgocenia izolacji papierowej. Zaproponowano metodę wyeliminowania błędu związanego z graniczną rozpuszczalnością wody.*

Abstract*. In the article chosen physicochemical methods used to water content determination in cellulose insulation are discussed. Influence of different factors on correctness on paper moistening evaluation are presented. Method to eliminate the error related to water solubility in oil is proposed. (****Verification and correction of physicochemical methods used to water content in insulation paper determination).***

Słowa kluczowe: krzywe równowagi, zawilgocenie izolacji olej-papier, rozpuszczalność wody w oleju.
Keywords: equilibrium curves, moisture in oil-paper insulation, water solubility in oil.

Wstęp

Duża liczba pracujących w systemie elektroenergetycznym transformatorów przekroczyła czas życia technicznego. Wysokie koszty transformatorów dużej mocy uniemożliwiają dokonanie wymiany wielu jednostek w krótkim odstępie czasu. Każdy dodatkowy rok pracy bardzo drogiego urządzenia już zamortyzowanego, stanowi wielką korzyść finansową. Biorąc pod uwagę aspekty ekonomiczne oraz aspekty związane z niezawodną pracą systemu elektroenergetycznego, diagnostyka transformatorów musi odgrywać coraz ważniejszą rolę.

Na pierwszy plan w diagnostyce transformatora wysuwa się ocena stanu zawilgocenia jego izolacji. Szczególnie ważna jest ocena zawartości wody w izolacji celulozowej. W izolacji tej znajduje się ponad 99% wody obecnej w transformatorze [1].

Najwięcej wilgoci w izolacji celulozowej transformatora pochodzi z chemicznego rozpadu celulozy. Woda może również wnikać do wnętrza transformatora przez nieszczelności wraz z wilgotnym powietrzem. Reszta wody w układzie izolacyjnym to pozostałość po procesie produkcyjnym.

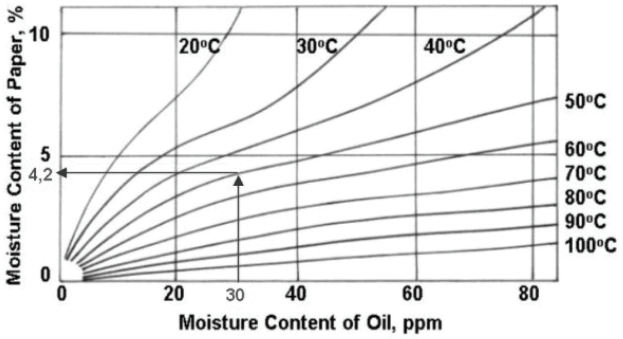
Obecność wody w izolacji transformatora stwarza szereg niebezpieczeństw dla jej poprawnej pracy. Zagrożenia związane z obecnością wody w układzie izolacyjnym to:

- obniżenie wytrzymałości elektrycznej,
- przyspieszenie depolimeryzacji papieru, a co za tym idzie obniżenie właściwości mechanicznych,
- wzrost temperatury izolacji spowodowany wzrostem strat dielektrycznych,
- możliwość wystąpienia „*bubble effect*" tzn. wydzielania pary wodnej z izolacji papierowej.

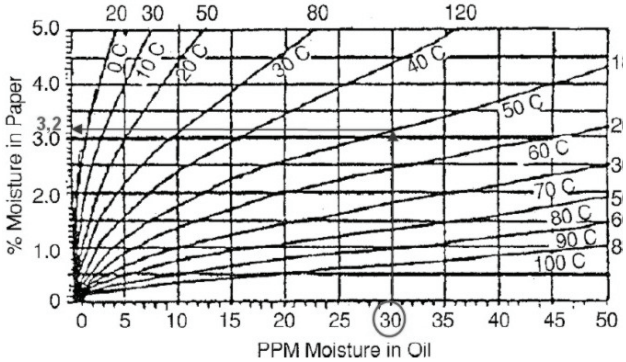
Jedną z pierwszych metod diagnostycznych, pozwalających na ocenę stanu zawilgocenia izolacji papierowej transformatora, była metoda wykorzystująca krzywe równowagi. Jest to metoda pośrednia pozwalająca na ocenę zawilgocenia izolacji papierowej na podstawie wody rozpuszczonej w oleju. Stosując tę metodę należy mieć jednak świadomość, że zawilgocenie oleju może być poprawnym wskaźnikiem zawilgocenia papieru tylko w przypadku, gdy papier i olej są w równowadze. Pod pojęciem równowagi należy rozumieć tu, że temperatura izolacji nie ulega zmianie, a co za tym idzie nie dochodzi do migracji wody z papieru do oleju i na odwrót. Równowaga ta jest trudno osiągalna w przypadku pracujących transformatorów. Pomimo to, krzywe równowagi są często stosowane do oceny zawilgocenia izolacji papierowej [2].

Przegląd metod fizykochemicznych

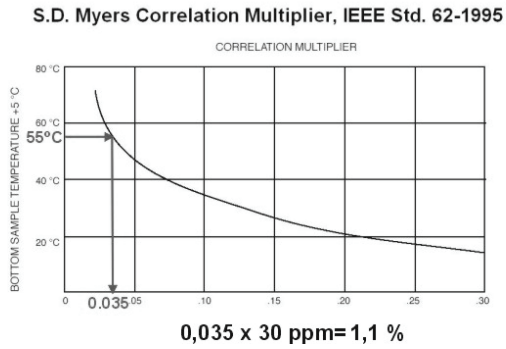
Począwszy od roku 1959 w literaturze pojawiają się krzywe równowagi, które pozwalają na ocenę stanu zawilgocenia izolacji papierowej na podstawie wody rozpuszczonej w oleju. Poniżej przedstawiono sposoby wyznaczenia zawilgocenia w izolacji papierowej dla temperatury 50°C i zawilgocenia oleju 30 ppm opracowane przez Fabre-Pichona (rys. 1), Oommena (rys. 2) oraz Myersa (rys. 3) .



Rys. 1. Krzywe równowagi Fabre-Pichona [1]



Rys. 2. Krzywe równowagi Oommena [3]



Rys. 3. Współczynnik korelacyjny S.D. Myersa [4]

W przypadku, rekomendowanej przez IEEE Std 62-1995 metody Myersa, do temperatury próbki dodajemy 5^{o}C, wyznaczamy współczynnik korelacyjny i mnożymy go przez zawartość wody w oleju wyrażoną w ppm. W ten sposób otrzymujemy procentowe zawilgocenie izolacji papierowej.

W tabeli 1 przedstawiono zestawienie wyników zawilgocenia izolacji papierowej otrzymanych przy zastosowaniu różnych metod.

Tabela 1. Zawilgocenie izolacji papierowej (wyznaczone przy zastosowaniu różnych metod) dla temperatury 50^{o}C i zawartości wody w oleju 30 ppm

Metoda	Fabre-Pichon	Oommen	Myers
Zawartość wody w papierze [%]	4,2	3,2	1,1

Z tabeli 1 wynika, jak wielkie rozbieżności w ocenie zawilgocenia izolacji papierowej otrzymujemy wykorzystując poszczególne metody. Aby stwierdzić przyczynę otrzymywanych rozbieżności należałoby przeanalizować sposób wyznaczenia krzywych równowagi.

Weryfikacja metod fizykochemicznych pod kątem sposobu ich wyznaczenia

Do wyznaczenia krzywych równowagi Fabre-Pichona posłużył układ powietrze-papier-olej [3]. Zawartość wody w oleju i papierze impregnowanym olejem, po dojściu układu do stanu równowagi, była bezpośrednio mierzona przy zastosowaniu metody Karla Fischera. Należy jednak zwrócić uwagę na fakt, że układ papier-olej dochodzi do stanu równowagi po długim czasie. Czas osiągnięcia stanu równowagi jest uzależniony od temperatury. Czas ten będzie dłuższy przy niższej temperaturze. Z tego powodu wyznaczone metodą bezpośrednią krzywe równowagi nie powinny być stosowane bezkrytycznie do oceny zawilgocenia izolacji transformatora.

Krzywe Oommena zostały wyznaczone wykorzystując metodę pośrednią [3]. Polega ona na połączeniu krzywych zawartości wody w oleju i w papierze w funkcji wilgotności względnej powietrza. Oommen tworząc krzywe wykorzystał fakt, iż znacznie szybciej można uzyskać stan równowagi pomiędzy niezaimpregnowanym papierem a powietrzem, niż pomiędzy olejem, a zaimregnowanym papierem. W związku z tym metoda wyznaczania zawilgocenia papieru oparta na krzywych równowagi Oommena wydaje się bardziej wiarygodna niż metoda oparta na krzywych Fabre-Pichona.

Wyznaczenie zawartości wody w papierze z uwzględnieniem współczynnika korelacyjnego Myersa jest zalecane w normie IEEE 62-1995 [4]. Zawilgocenie izolacji papierowej, wyznaczone na podstawie zawartości wody w próbce oleju, daje znacznie niższe zawartości wody niż w przypadku korzystania z omawianych krzywych równowagi. Niestety ani norma IEEE 62-1995, ani analizowana literatura nie dały jednoznacznej odpowiedzi jak współczynnik korelacyjny został wyznaczony [5].

Przyczyną znaczącej rozbieżności wyników otrzymywanych przy zastosowaniu poszczególnych metod fizykochemicznych jest nie tylko zastosowanie różnych sposobów ich wyznaczenia. Należy zwrócić uwagę, że do wyznaczenia krzywych równowagi zostały wykorzystane różne materiały izolacyjne, najprawdopodobniej o różnej rozpuszczalności wody w oleju i różnych zdolnościach absorpcyjnych wilgoci przez papier. Jest to również przyczyną otrzymywanych rozbieżności przy stosowaniu poszczególnych metod fizykochemicznych.

Analiza czynników wpływających na poprawność oceny zawilgocenia papieru metodami fizykochemicznymi

Na poprawność wyników zawartości wody w izolacji papierowej, wyznaczanych za pomocą krzywych równowagi, w oparciu o zawartość wody w oleju, wpływ mają:

- graniczna rozpuszczalność wody w oleju, zależna od zawartości frakcji aromatycznej, a także liczby kwasowej oleju,
- chłonność wody przez izolację celulozową, zależna od stopnia degradacji papieru (stopień polimeryzacji *DP*).

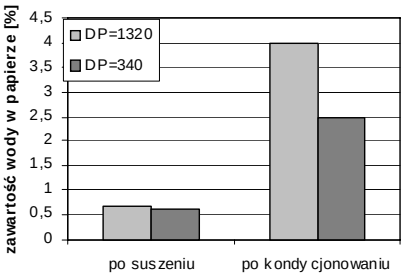
Wraz ze wzrostem zawartości węglowodorów aromatycznych w oleju, wzrasta w nim graniczna rozpuszczalność wody. Przykładowo dla oleju o zawartości frakcji aromatycznej równej 5% graniczna rozpuszczalność wody w oleju, w temperaturze 40^{o}C, wynosi 98 ppm, natomiast dla oleju o zawartości frakcji aromatycznej na poziomie 21% graniczna rozpuszczalność wody wynosi 162 ppm [6].

W wyniku eksploatacji olej ulega procesowi starzenia, co objawia się między innymi wzrostem liczby kwasowej. Wraz ze wzrostem liczby kwasowej oleju, wzrasta w nim graniczna rozpuszczalność wody. Przykładowo dla oleju nowego o liczbie kwasowej *Nv*=0,02 mgKOH/g_{oleju} graniczna rozpuszczalność wody, w temperaturze 40^{o}C, wynosi 99 ppm, natomiast dla oleju zestarzonego o liczbie kwasowej *Nv*=0,3 mgKOH/g_{oleju} graniczna rozpuszczalność wody w oleju jest nieomal dwukrotnie wyższa i wynosi 192 ppm [7].

Graniczna rozpuszczalność wody w oleju zależna od jego składu chemicznego, a także stopnia zestarzenia ma wpływ na położenie krzywych równowagi. Nieuwzględnienie tego faktu powoduje błąd przy wyznaczaniu zawilgocenia izolacji papierowej na podstawie ilości wody rozpuszczonej w oleju.

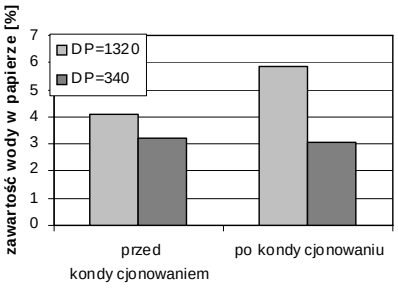
Wpływ na położenie krzywych równowagi ma również chłonność wody przez izolację celulozową, zależna od stopnia polimeryzacji celulozy (*DP)*. Aby sprawdzić jak stopień polimeryzacji papieru wpływa na chłonność wody przez celulozę, przeprowadzono badania na papierze nowym oraz zestarzonym. Badaniu na chłonność wody poddany został papier nowy o stopniu polimeryzacji *DP*=1320 oraz papier starzony w warunkach laboratoryjnych o *DP*=340.

W pierwszej serii badań próbki papieru zestarzonego i papieru nowego odtłuszczono stosując metanol i chloroform. Następnie wszystkie próbki papieru suszono w suszarce próżniowej przez czas 24h w temperaturze 105^{o}C. Próbki po wyjęciu z suszarki były kondycjonowane przez 14 dni w powietrzu o wilgotności względnej 26% i temperaturze 21^{o}C. Po upływie 14 dni zbadano zawartość wilgoci w próbkach wykorzystując metodę miareczkowania Karla Fischera (KFT). Wyniki badań przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 4. Porównanie zawartości wody w papierze nowym oraz zestarzonym nie zaimpregnowanym olejem

W drugiej serii pomiarów papier o *DP*=1320 i zawilgoceniu 4,1% oraz o *DP*=340 i zawilgoceniu 3,2% umieszczono w dwóch pojemnikach wypełnionych olejem z procesu starzenia. Otwarte pojemniki umożliwiały wymianę wilgoci w układzie papier-olej-powietrze. Tak przygotowane próbki pozostawiono na 30 dni w pojemnikach z olejem. Olej przez cały ten okres był w kontakcie z powietrzem o wilgotności względnej 45% i temperaturze 21°C. Po 30 dniach próbki wyjęto z oleju i zmierzono w nich zawartość wody używając metody Karla Fischera. Wyniki badań przedstawiono na rysunku 5.



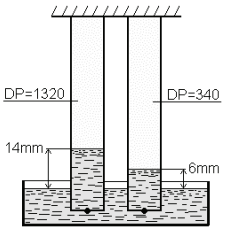
Rys. 5. Porównanie zawartości wody w papierze nowym oraz zestarzonym zaimpregnowanym olejem

Na rysunkach 4 i 5 wyraźnie widać, że po kondycjonowaniu próbek większą zawartość wody zmierzono w papierze nowym, niż w papierze zestarzonym. Oznacza to, że papier o stopniu polimeryzacji 340 był w stanie wchłonąć mniej wody z otoczenia w stosunku do papieru nowego.

Dodatkowo przeprowadzono badania chłonności liniowej wody przez papier nowy oraz papier zestarzony. Do tego celu wykorzystano metodę pomiaru Klemma-Winklera [8]. Z papieru o różnym stopniu *DP* wycięto dwa paski o tych samych wymiarach. Paski papieru, odtłuszczone, wysuszono w komorze próżniowej. Następnie oba paski zanurzono we wodzie na głębokość 14 mm, tak jak to jest pokazane na rysunku 6. Po czasie 24 godzin zmierzono długość zwilżenia papieru ponad poziomem wody.

Długość zwilżenia papieru ponad poziomem wody w przypadku papieru nowego wynosiła 14 mm, a w przypadku papieru zestarzonego 6 mm. Z przeprowadzonego badania wynika, że papier nowy ma ponad dwukrotnie większą chłonność liniową w stosunku do papieru zestarzonego.

Przeprowadzone badania papieru nowego oraz zestarzonego wykazały, że papier o DP= 1320 jest w stanie wchłonąć około dwa razy więcej wody niż papier o DP=340. Inaczej zatem wyglądać będą krzywe chłonności wilgoci przez celulozę nową i zestarzoną, a co za tym idzie przesunięciu ulegną krzywe równowagi.



Rys. 6. Pomiar chłonności liniowej wody przez papier o różnym stopniu polimeryzacji metodą Klemma -Winklera

Korekta metody fizykochemicznej pozwalająca na wyeliminowanie błędu związanego z graniczną rozpuszczalnością wody w oleju

Jak już wspomniano w niniejszym artykule, graniczna rozpuszczalność wody w oleju ma wpływ na położenie krzywych równowagi, a co za tym idzie na poprawną ocenę zawilgocenia izolacji papierowej przy zastosowaniu krzywych równowagi.

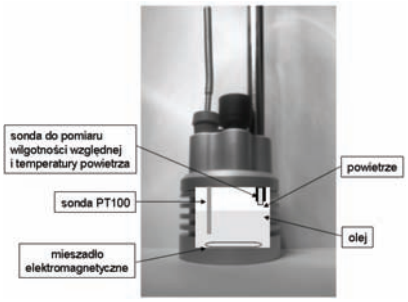
Aby wyeliminować błąd związany z graniczną rozpuszczalnością wody w oleju należy postąpić w następujący sposób:

- wyznaczyć zawartości wody w oleju, który został pobrany z transformatora (W_o – ppm),
- wyznaczyć graniczną rozpuszczalność wody w oleju (S – ppm),
- obliczyć wilgotność względną oleju (% RH_{oil}) korzystając ze wzoru (1):

$$RH_{oil} = \frac{W_o}{S} 10 \tag{1}$$

- wyznaczyć zawartość wody w papierze za pomocą RH_{oil} i krzywych Jeffriesa (%) (rys. 8).

Aby wyznaczyć graniczną rozpuszczalność wody w oleju wykorzystujemy zależność, mówiącą że dla stanu równowagi zawilgocenia w układzie olej-powietrze wilgotność względna oleju jest równa wilgotności względnej powietrza.



Rys. 7. Układ pomiarowy służący do wyznaczania granicznej rozpuszczalności wody w oleju

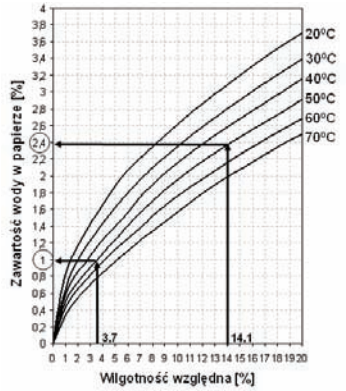
Korzystamy z zamkniętego układu olej-powietrze (rys. 7). Za pomocą sondy kontrolujemy wilgotność względną powietrza. Kiedy wilgotność się nie zmienia, wówczas wiemy, że układ jest w stanie równowagi zawilgocenia. Pobieramy wówczas próbkę oleju i metodą Karla Fischera wyznaczamy zawartość wody w oleju. Znając zawartość wody w oleju oraz jego wilgotność względną obliczamy graniczną rozpuszczalność wody w oleju z przekształcenia wzoru (1).

Zastosowanie korekty metody fizykochemicznej do wyznaczenia zawilgocenia izolacji celulozowej na przykładzie: „modelu suchego" i „modelu mokrego"

Do badań użyto dwa modele izolacji papierowo-olejowej transformatora zamknięte w hermetycznych pojemnikach.

Oba modele zostały zawilgocone w różnym stopniu. Modele, po zawilgoceniu, kondycjonowano przez okres miesiąca w temperaturze 50^{o}C.

Aby wyznaczyć zawilgocenie izolacji celulozowej badanych modeli wykorzystano metodę fizykochemiczną z korektą pozwalającą na wyeliminowanie błędu związanego z graniczną rozpuszczalnością wody w oleju. Najpierw zbadano zawilgocenie oleju w obu modelach. Olej z „modelu suchego" zawierał 7 ppm wody, natomiast z „modelu mokrego" 26 ppm. Następnie wyznaczono graniczną rozpuszczalność wody w olejach z modeli przy temperaturze 50^{o}C. Jako, że oba modele zostały zaimpregnowane tym samym olejem, w związku z tym graniczna rozpuszczalność wody w obu przypadkach była taka sama i wynosiła około 185 ppm. Kolejnym krokiem było wyznaczenie wilgotności względnej w olejach. Wilgotność względna oleju w „modelu suchym" wynosiła 3,7%, natomiast w modelu mokrym 14,1%. Ostatnim krokiem było zastosowanie krzywych Jeffriesa (izoterm chłonności wilgoci przez pulpę celulozową) do wyznaczenia zawilgocenia izolacji stałej badanych modeli (rys. 8).



Rys. 8. Izotermy chłonności wilgoci z powietrza przez pulpę celulozową (powiększony fragment krzywych Jeffriesa)

W tabeli 2 przedstawiono zestawienie wyników zawartości wody w izolacji celulozowej badanych modeli, otrzymanych przy wykorzystaniu różnych metod.

Tabela 2. Zawilgocenie izolacji preszpanowej badanych modeli wyznaczone za pomocą różnych metod (WCP w %) oraz błędy (Δ w %) względem wyników uzyskanych przy wykorzystaniu metody KFT

model	metoda					
	KFT WCP [%]	metoda fiz-chem skorygowana WCP [%] / Δ [%]	Fabre-Pichon WCP [%] / Δ [%]	Oommen WCP [%] / Δ [%]	Myers WCP [%] / Δ [%]	FDS WCP [%] / Δ [%]
suchy	0,7	1,0 / 43	1,5 / 114	1,4 / 100	0,3 / 57	0,6 / 14
mokry	2,7	2,4 / 11	4,0 / 48	2,9 / 7	1,1 / 59	2,4 / 11

W kolumnie drugiej powyższej tabeli jest zawartość wody w izolacji celulozowej wyznaczona za pomocą metody bezpośredniej Karla Fischera (KFT). W kolejnych kolumnach (w formie licznika) przedstawiono wyniki zawilgocenia papieru otrzymane przy zastosowaniu metod: skorygowanej przez autora metody fizykochemicznej, Fabre-Pichona, Oommena, Myersa oraz dodatkowo metody odpowiedzi dielektrycznej w dziedzinie częstotliwości (FDS). Różnice procentowe w odniesieniu do metody KFT przedstawiono we wszystkich kolumnach w formie mianownika.

Z obliczonych różnic procentowych wynika, że spośród metod fizykochemicznych wykorzystanych do wyznaczenia zawilgocenia „modelu suchego" najmniejszy błąd dała metoda skorygowana przez autora. W przypadku „modelu mokrego" najbardziej wiarygodna okazała się metoda Oommena i skorygowana metoda fizykochemiczna. Jednakże na niekorzyść metody Oommena przemawia duży błąd uzyskany dla „modelu suchego". Sumując, można stwierdzić, że dla obu modeli najmniejszy błąd otrzymano stosując skorygowaną przez autora metodę fizykochemiczną oraz metodą FDS.

Wnioski

Korzystając z krzywych równowagi należy pamiętać, że zostały one wyznaczone dla określonej izolacji papierowo-olejowej. Zmiana granicznej rozpuszczalności wody w oleju związana z liczbą kwasową oleju oraz jego składem chemicznym spowoduje przesunięcie krzywych i za-fałszowanie wyników. Sposób na wyeliminowanie błędu spowodowanego zmianą granicznej rozpuszczalności wody w oleju przy wyznaczaniu zawilgocenia izolacji celulozowej zaprezentowano w niniejszym artykule.

Stopień zestarzenia izolacji papierowej ma duży wpływ na chłonność wilgoci przez celulozę. Zmiana chłonności wody przez papier zestarzony, w stosunku do papieru nowego, spowoduje przesunięcie krzywych równowagi. Niezbędne jest zatem uwzględnienie tego faktu przy stosowaniu metod fizykochemicznych.

Stosując krzywe równowagi należy mieć na uwadze, że układ papier-olej musi być w stanie równowagi zawilgocenia. Duży wpływ na poprawność wyników otrzymanych metodami fizykochemicznymi ma migracja wilgoci pomiędzy papierem a olejem, wywołana zmianami temperatury pracy izolacji.

Na tle bardzo kłopotliwych metod fizykochemicznych, bardzo dobrze rysuje się metoda pośrednia odpowiedzi dielektrycznej FDS. Niemniej poprawne metody fizykochemiczne są niezbędne przy kalibrowaniu systemów opartych na wykorzystaniu metod pośrednich, na przykład metody FDS.

Praca wykonana w ramach Działania 2.6 Zintegrowanego Programu Operacyjnego Rozwoju Regionalnego finansowanego z Europejskiego Funduszu Społecznego Unii Europejskiej i z budżetu państwa – Stypendia dla najlepszych doktorantów.

LITERATURA

[1] Oommen T.V., Moisture Equilibrium Curves – Use and Misuse*, Double Conference Paper*, April 2003

[2] Oommen T.V., Prevost T. A., Cellulose Insulation In Oil-Filled Power Transformers: Part II – Maintaining Insulation Integrity and Life, *IEEE Electrical Insulation Magazine,* March/April 2006 – Vol. 22, No. 2

[3] Du Y., Zahn M., Lesieutre B.C., Mamishev A.V., Moisture Equilibrium in Transformer Paper-Oil Systems, *Electrical Insulation Magazine*, January/February 1999 – Vol. 15, No. 1

[4] IEEE Guide for Diagnostic Field Testing of Electric Power Apparatus – Part1: Oil Filled Power Transformers, Regulators, and Reactors*, IEEE Std 62-1995*

[5] Przybyłek P., Wiarygodność oceny zawartości wody w izolacji transformatora uzyskanej z wykorzystaniem metod fizykochemicznych, *Przegląd Elektrotechniczny 1'2004*, VII Ogólnopolskie Sympozjum Inżynieria Wysokich Napięć – IW 2004, 26-28 maja 2004, 189-192

[6] Sokolov V., Griffin P., Vanin B., Moisture equilibrium and moisture migration within transformer insulation systems, *CIGRE WG 12.18 „Life Management of Transformers"*

[7] Shkolnik A., Determination of Water Content in Transformer Insulation, *Proceedings of 14th International Conference on Dielectric Liquids (ICDL 2002)*, Graz (Austria), July 7-12, 2002, 337-340

[8] Materiały elektroizolacyjne, WNT, Warszawa 1965

***Autor**: mgr inż. Piotr Przybyłek, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: piotr.przybylek@doctorate.put.poznan.pl*

Aleksandra RAKOWSKA

Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki

Analiza porównawcza stosowania wysokonapięciowych linii kablowych i napowietrznych

Streszczenie. *Rozwój linii kablowych wysokiego napięcia powodowany jest między innymi reakcją społeczeństwa przeciwko budowaniu nowych linii napowietrznych wysokich i najwyższych napięć. Jednakże rozbudowa linii kablowej napotyka na pewne ograniczenia techniczne. Wśród nich najważniejsza jest konieczność uwzględnienia kompensacji mocy biernej dla dłuższych odcinków linii kablowych.*

Abstract*. The expansion of high voltage cable lines construction is a result of, among others, the increasing objections of local communities against building of new overhead power lines working with high and extra high voltage. But also the construction of new cable lines encounters certain technical limitations. One of the most important is a necessity of reactive power compensation for longer cable sections. (**The comparative analysis of high voltage cable and overhead lines application**).*

Słowa kluczowe: linie kablowe WN i NN, kompensacja mocy biernej, porównanie linii kablowych i napowietrznych .
Keywords: cable lines HV and EHV, reactive power compensation, .

Wstęp

Obserwowany dynamiczny rozwój aglomeracji miejskich oraz konieczność zabezpieczenia w energię elektryczną obiektów lokalizowanych wewnątrz tych miast powodują, że niezbędne staje się także rozwijanie sieci elektroenergetycznej. Wśród najczęściej ostatnio powstających obiektów należy wymienić centra handlowe (czasami powinno nazywać się je megacentrami), ogromne hurtownie wyposażone w najnowocześniejsze urządzenia zarówno energetyczne jak i elektroniczne, większe i drobne zakłady przemysłowe, itp.

Inwestorzy budujący nowe lub modernizujący istniejące linie elektroenergetyczne stają przed dylematem: czy zastosować linię napowietrzną, czy kablową. Coraz częściej odpowiedź na to pytanie jest jednoznaczna, ponieważ sprzeciw ludności przeciwko obecności się wysokonapięciowej linii napowietrznej w pobliżu ich domów, ogrodów itp. jest coraz ostrzejszy. Szczególnie jest to obserwowane w momentach podejmowania decyzji o budowie nowych linii. Coraz częściej również prace modernizacyjne istniejącej linii napowietrznej w centrach miast zmierzają w kierunku zamiany jej na linię kablową na całej długości lub, co najmniej na długości kilku jej przęseł. Decyzja o podejmowaniu inwestycji kablowej WN spowodowana jest kilkoma przesłankami, z których należy wymienić: względy techniczne, względy topograficzne (teren trudny do montażu linii napowietrznej), względy ekologiczne, ale coraz częściej są to również względy społeczne. W ostatnich latach zdecydowanie aspekt społeczny wysuwa się na pierwsze miejsce wśród czynników warunkujących podejmowanie decyzji inwestycyjnych [1].

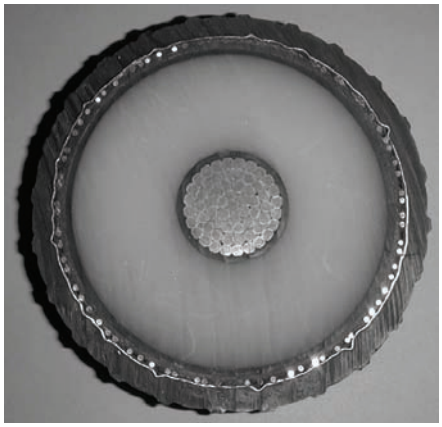
Na podstawie wyników ankietyzacji przeprowadzonej w ramach działalności Komitetów Roboczych CIGRE stwierdzono znaczne zróżnicowanie stosunków kosztu budowy linii kablowej i napowietrznej, zgodnie z doświadczeniami poszczególnych państw.

Zależność pomiędzy kosztem budowy linii kablowej i linii napowietrznej nie zmienia się w sposób liniowy w zależności od poziomu napięcia linii. Ogólnie można przyjąć, że wraz ze wzrostem mocy przesyłanej przez linię kablową koszt jej budowy zwiększa się bardziej niż koszt budowy równoważnej linii napowietrznej. Jednakże wraz z upływem lat i ulepszaniem technologii produkcji elementów linii elektroenergetycznych oraz coraz doskonalszym opanowaniem technik instalowania tych linii, maleje relatywny koszt budowy linii – i to zarówno linii napowietrznych jak i kablowych. Zgodnie z danymi CIGRE z roku 1999 przy porównywaniu kosztów budowy linii napowietrznych i kablowych w zakresie napięcia 110 – 219 kV stosunek ten wynosił średnio 7:1.(a w tym: 3,4 średnio dla Finlandii i 17,0 dla Japonii).

Na podstawie nowszych danych, w ramach raportu EU, zebranych z krajów europejskich stwierdzono przykładowo, że dla linii do 90 kV średnio stosunek tych kosztów wynosi około 2 – czyli budowa linii kablowej jest około dwukrotnie droższa niż budowa równoważnej linii napowietrznej. Ale już przy napięciu 225 kV stosunek ten jest średnio bliski wartości 3 lub więcej, aby osiągnąć wartość około 10 i więcej – dla poziomu napięcia linii równego 400 kV. Jednak koszt średni oraz koszt dla poszczególnych inwestycji w różnych państwach bardzo różni się od siebie [2]. Przy rozpatrywaniu kosztów budowy linii należy dodatkowo pamiętać o niższych (w porównaniu z liniami napowietrznymi) kosztach eksploatacji linii kablowych. Wiąże się to z mniejszymi stratami mocy przy przesyle energii elektrycznej liniami kablowymi oraz znacznie obniżonymi kosztami prowadzenia standardowej eksploatacji. Jeżeli jednak dodatkowo uwzględni się czas życia linii, to nawet dla linii 400 kV stosunek kosztów może obniżyć się do np. 7 lub jeszcze niższej wartości. Przykładowo Duńczycy przedstawili dokumentację linii 400 kV, której wykonanie było tylko trzy razy droższe od budowy równoważnej linii napowietrznej. Linia ta to odcinek 14 km linii 400 kV, który stanowi fragment 140.km linii pomiędzy Aarhus i Aalborg.

Porównanie linii wielonapięciowych i wielotorowych WN i NN

Oceniając możliwości budowy linii kablowych wysokich i najwyższych napięć należy stwierdzić, że istnieją techniczne warunki do budowy linii kablowych wielonapięciowych i wielotorowych. Rozpatrując możliwości budowy linii kablowych WN i NN można przyjąć wyłącznie zastosowanie kabli o izolacji z polietylenu usieciowanego [3]. Oceniając obecny poziom technologiczny i proponowane przez renomowane fabryki kabli można podkreślić, że jakość i parametry produkowanych kabli całkowicie zapewniają długotrwałą i bezawaryjną ich eksploatację [4]. Kable na napięcie do 400 kV są produkowane w kilku fabrykach na świecie. Także i w Polce – fabryka kabli w Bydgoszczy posiada możliwości produkcji takich kabli – rys.1. Linia kablowa to oczywiście także i wysokonapięciowy osprzęt kablowy. Ten rodzaj osprzętu nie jest, jak dotychczas, produkowany w naszym kraju.



Rys.1. Kabel 400 kV wyprodukowany w fabryce kabli w Bydgoszczy

Konstrukcja i produkcja osprzętu do kabli WN i NN wymaga rozwiązania szczególnie wielu problemów naukowych i technicznych, związanych z optymalizacją rozkładu pola elektrycznego oraz optymalnymi zasadami montażu tego osprzętu. W związku z tym, przy projektowaniu i budowie linii kablowych dąży się do ograniczenia liczby muf kablowych, co powoduje konieczność wydłużania odcinków fabrykacyjnych kabli. Najdłuższe odcinki kabla to średnio 700 do 1000 metrów. Bęben, na którym nawinięto taki odcinek kabla ma masę rzędu 40 – 50 ton. Powoduje to konieczność zapewnienia bezpiecznego dojazdu na miejsce ułożenia kabla, z możliwością korzystania z drogi dojazdowej o odpowiedniej nośności.

Dotychczas projektowane i budowane linie kablowe najwyższych napięć, ze względów ekonomicznych i technicznych, są realizowane najczęściej na terenie dużych aglomeracji miejskich lub przemysłowych. W Poznaniu mamy przykłady zastępowania jednego lub kilku przęseł linii napowietrznych 110 kV – linią kablową – jest to rozwiązanie techniczne ze wszech miar polecane.

Tylko w wyjątkowych warunkach, inwestycje kablowe są budowane na terenach otwartych, a wówczas dotyczy to tylko przypadków szczególnych, np. rezerwatów przyrody. Natomiast na terenach zurbanizowanych z reguły takie linie muszą być prowadzone w tunelach – co z kolei znacznie podwyższa koszt budowy i eksploatacji linii.

Innym poważnym problemem jest fakt, że najwyższa aktualnie uzyskana zdolność przesyłowa zbudowanej linii kablowej 400 kV nie przekracza 1500 MVA. Budując wielotorową linię kablową WN i NN konieczne jest zajęcie znaczącego pasa terenu, aby zapobiec wzajemnemu oddziaływaniu na siebie kabli. Dodatkowo poszerzenie tego pasa może być spowodowane koniecznością zainstalowania dwóch lub więcej kabli elektroenergetycznych na jedną fazę – aby zapewnić wymaganą moc przesyłową, równą mocy linii napowietrznej.

W energetyce światowej, jako linie przesyłowe o znacznych długościach, pracują przede wszystkim linie kablowe prądu stałego. Ich największym mankamentem jest konieczność budowy na końcach takich linii bardzo kosztownych stacji przekształtnikowych.

Istnieje dodatkowo kilka ograniczeń eksploatacyjnych związanych z zastosowaniem linii kablowej, jako linii przesyłowej. Najważniejsze ograniczenia to:

- moc ładowania linii kablowej 400 kV jest dwudziestokrotnie większa od mocy ładowania linii napowietrznej, co wymaga głębokiej regulacji napięcia i zastosowania dławików równoległych,
- linia kablowa 400 kV włączona szeregowo do linii napowietrznej wymaga doboru zupełnie nowych, specjalnie dobranych zabezpieczeń elektroenergetycznych, których wymagają szczegółowego opracowania
- linia wielotorowa, wielonapięciowa ogranicza dodatkowo zdolności przesyłowe, chyba że pas terenu zajęty przez takie linie będzie bardzo szeroki i nie wystąpi cieplne oddziaływanie wzajemne kabli,
- prowadzenie badań odbiorczych linii kablowej wymaga zastosowania specjalistycznej i kosztownej aparatury pomiarowej; jak dotychczas w Polsce nie posiadamy tego typu zestawu probiercczego,
- ze względu na ważność linii w systemie elektroenergetycznym oraz wartość zainwestowanego majątku wskazana jest konieczność ciągłego monitoringu stanu linii przez cały czas jej eksploatacji.

Przykłady inwestycji światowych wykazują, że aktualnie zbudowane i uruchomione linie kablowe najwyższych napięć prądu przemiennego (powyżej 110 kV) łączą ze sobą stacje energetyczne, a nie słupy krańcowe wyposażone tylko w głowice i ograniczniki. Stacje takie muszą być między innymi wyposażone w dławiki równoległe. Dławiki stanowią urządzenie o dużych gabarytach, kosztowne i najczęściej o układach izolacyjnych wykorzystujących olej – co może być nie zawsze akceptowalne ze względów środowiskowych.

Zastąpienie, nawet na krótkim odcinku wielotorowej, wielonapięciowej linii napowietrznej 220 kV i na wyższe napięcie – liniami kablowymi jest przedsięwzięciem bardzo skomplikowanym, prototypowym i dotychczas nie sprawdzonym w praktyce.

Podjęcie prac projektowych nad zastąpieniem konkretnego odcinka wielotorowej, wielonapieciowej linii napowietrznej – linią kablową musiałoby być poprzedzone szeroką analizą związaną z:

- problematyką kompensacji mocy biernej ładowania,
- zjawiskami przepięciowymi,
- doborem elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej,
- analizą możliwości technicznych realizacji projektu,
- analizą ekonomiczną.

Porównując koszty budowy linii elektroenergetycznych wysokich napięć napowietrznych i kablowych, jak dotychczas każdorazowo okazuje się, że dla linii napowietrznych koszt ten jest niższy. I to niezależnie jaką konstrukcję kabli elektroenergetycznych będzie się rozpatrywało. Wydaję się więc, że budowa linii kablowych nie zawsze będzie pod względem ekonomicznym optymalnym rozwiązaniem i dlatego jeszcze wiele z budowanych linii łączących np. systemy różnych państw będzie nadal liniami napowietrznymi. Jednakże w przypadku linii budowanych na terenach zurbanizowanych lub o wysokich walorach ekologicznych czy historycznych – nie może być innej alternatywy niż instalowanie linii kablowych WN i NN.

Szeroko rozumiane aspekty techniczne, ale przede wszystkim aspekty środowiskowe (społeczne) będą w sposób decydujący wpływały na wybór linii kablowych. Należy bowiem pamiętać o koniecznym do budowy linii terenie, uzyskaniu akceptacji społecznej dla nowych linii oraz wielu innych czynnikach (w tym także o większej „odporności" na kradzieże elementów linii) decydujących o tym wyborze. Aspekty ekologiczne, czyli uwzględnienie wszelkich czynników mogących oddziaływać na środowisko podczas eksploatacji linii kablowych muszą być również każdorazowo uwzględniane przy projektowaniu linii elektroenergetycznych [5].

Możliwości kompensacji mocy ładowania linii kablowej WN

Problematyka kompensacji mocy ładowania linii kablowych WN i NN nie jest wyczerpująco i precyzyjnie opisana w literaturze technicznej. Nieliczne z publikacji, zwracające uwagę na ważkość tego problemu [6] przedstawiają przyjęte rozwiązania.

Moc ładowania kabli WN i NN powinna być kompensowana z trzech przyczyn:

- zjawisk towarzyszących załączaniu kabla,
- zachowania zdolności przesyłowych kabla,
- opanowania problemów napięciowych w sieci przesyłowej WN i NN.

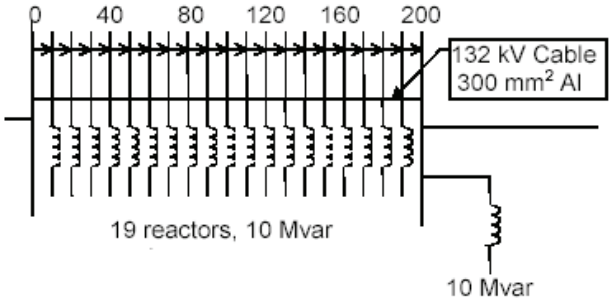
Ze względu na cechy konstrukcyjne kabel pracuje jako kondensator o pojemności rozłożonej wzdłuż długości całego kabla i powoduje powstanie pojemnościowego prądu ładowania pomiędzy żyłą roboczą a żyłą powrotną. Moc ładowania rośnie z kwadratem napięcia znamionowego linii kablowej i ogranicza czynny prąd, który może być przesyłany, a tym samym obniża zdolności przesyłowe linii. Ujemną stroną stosowania cieńszej izolacji jest wzrost pojemności (biernego prądu) kabla. Z drugiej jednak strony, koszt kabla zmniejsza się bardzo znacząco, co z kolei może uzasadnić koszt instalacji rozłożonych wzdłuż linii równoległych dławików kompensujących. Przykładowo, w [6] opracowano kompensację w linii 132 kV przy pomocy rozłożonych dławików równoległych. W opisanej linii, całkowity prąd ładowania kabla o długości 200 km i przekroju żyły 300 mm^2 wynosi około 800 A, co przewyższa prąd roboczy linii.

Stosując rozłożone dławiki równoległe można skompensować pojemnościowy prąd generowany na poszczególnych odcinkach kabla, dzięki faktowi, że prąd generowany przez reaktancje jest o 180^o przesunięty w stosunku do prądu pojemnościowego. Pojemnościowy prąd ładowania powoduje wystąpienie problemów napięciowych w liniach napowietrznych. Zjawisko to jeszcze bardziej widoczne jest w liniach kablowych. W kablach przyłączonych do istniejącej sieci napięcie może, w specyficznych warunkach łączeniowych, być wyższe o 10% od napięcia znamionowego. To powinno być także uwzględnione podczas projektowania układu kompensacyjnego.

Zaprojektowanie i optymalizacja liczby rozproszonych elementów kompensacyjnych w linii kablowej jest procesem złożonym. Wiele czynników musi być branych pod uwagę:

- jako pierwszy i najważniejszy – rozwiązanie musi być ekonomicznie uzasadnione (efektywne),
- powinien być możliwy przesył przewidywanej mocy przesyłowej, bez przekroczenia dopuszczalnego obciążenia prądowego kabla,
- powinno być możliwe przeciążenie prądowe linii, co najmniej przez okres 0,5 godz.,
- odległość pomiędzy reaktancjami powinna być liczbą całkowitą - krotnością długości kabla na bębnie ponieważ w innym przypadku spowoduje dodatkowe koszty instalacji linii,
- powinno być możliwe zastosowanie tego samego środka transportu do przewozu dławików równoległych i bębnów kablowych,
- przyjęte rozwiązanie ostateczne musi być przyjazne dla środowiska.

Stosując te założenia dobrano liczbę kompensatorów równą 19 o wartościach 10 Mvar i 13 Mvar – odpowiednio dla kabli 300 mm^2 i 630 mm^2. Elementy indukcyjne powinny być równomiernie rozłożone wzdłuż kabla, odległość między nimi w omawianej linii powinna wynosić 10 km [6]. Dodatkowo zamontowano na końcu linii bocznik indukcyjny 10 Mvar. Linia kablowa jest nieznacznie przekompensowana w stanie bezobciążeniowym. Zaproponowany w [6] ostateczny układ systemu kompensacyjnego dla linii kablowej pokazano na rysunku 2.



Rys.2. Proponowany układ do kompensacji linii kablowej 132 kV [6]

Do kompensacji wybrano dławiki o stalowych rdzeniach. Dławik będzie miał izolację olejową i wymiary 2,3x3,5x1,8 m. Dławiki stanowią integralną część linii kablowej z punktu widzenia eksploatacji i zabezpieczenia tej linii. Dławiki częściowo umieszczono w ziemi. Tylko najwyższa część dławika będzie ponad ziemią, co jest konieczne ze względu na warunki chłodzenia. Zastosowany będzie olej roślinny, co stanowić będzie izolację całkowicie przyjazną dla środowiska.

Inny przykład rozwiązania zastosowanego przy budowie wysokonapięciowej kablowej linii – jest opisany w [7]. W linii tej zastosowano kompensację mocy biernej przy pomocy dławika zainstalowanego w stacji Sydney South. Zainstalowany jest on w linii 330 kV MetroGrid. Dławik o wysokości 10 m i masie 180 ton został zaprojektowany i wykonany w fabryce ABB Ludvika w Szwecji. Jest to rozwiązanie unikatowe, skompletowane w lutym 2004, a zostało załączone do sieci w marcu 2004 r – rys.3. Na tej samej stacji znajduje się już inny dławik - zainstalowany w 2003 r.



Rys. 3. Dławik do kompensacji mocy biernej linii MetroGrid 330 kV [7]

Przeprowadzone obliczenia i zestawienie wyników wykazują, że możliwość zastąpienia linii napowietrznych liniami przesyłowymi kablowymi NN jest częściowo ograniczone. Moc ładowania generowana przez linię kablową o napięciu znamionowym 400 kV jest prawie dwudziestokrotnie wyższa od mocy generowanej przez linię napowietrzną o podobnych możliwościach przesyłowych. Z drugiej strony moc ładowania jednego toru linii napowietrznej 400 kV o długości ponad 100 km jest też niebagatelna i przekracza wartość 50 Mvar.

Problem generacji mocy biernej przez linie kablowe wysokiego napięcia, pracujące w głębi sieci, a nie bezpośrednio przy elektrowni, można opanować jedynie

poprzez instalacje w takich liniach dławików równoległych [6]. W Polsce uruchomiono – bez kompensacji mocy biernej, linię kablową 110 kV, wyprowadzoną bezpośrednio z elektrowni Bełchatów. Jest to linia jednotorowa o długości ponad 8,3 km – na trasie Elektrownia Bełchatów – Gmina Kleszczów [8]. Do wykonania linii użyto kable o odcinkach 980 m, dostarczano je na bębnach o średnicy 3,2 m. Masa bębna z odcinkiem kabla wynosiła 14 ton.

W przypadku linii kablowej 400 kV, gdyby chcieć zachować pełny stopień kompensacji, dławiki równoległe o mocy 10 Mvar musiałyby być montowane co ok. 1000 m, w każdym z dwóch torów linii kablowej - a więc praktycznie przy każdej mufie kablowej [5]. Aktualnie w krajowej sieci przesyłowej pracuje jedynie kilka dławików równoległych o mocach znamionowych rzędu 50 Mvar, są one przyłączone w wybranych węzłach sieci (miedzy innymi w stacji Ostrów) do trzeciego uzwojenia transformatorów 400/110 kV lub 400/220 kV.

Linie kablowe WN w Polsce

Zgodnie z danymi statystycznymi w roku 1985 energetyka zawodowa eksploatowała 29 km linii kablowych 110 kV, a w roku 2005 już ponad 80 km. Jednakże wydaje się, że jest to nadal zaniżona wartość długości eksploatowanych linii kablowych 110 kV. Wniosek taki można wysunąć na podstawie danych dotyczących prac instalacyjnych wykonanych tylko przez jedną z firm polskich instalujących linie kablowe 110 kV i faktu, że tylko ta jedna firma ułożyła 42 km kabla 110 kV.

W całej Polsce obserwujemy rozbudowę linii kablowych. Przykładowo w sierpniu 2004 r w Poznaniu rozpoczęto kolejną inwestycję kablową na napiecie110 kV. Była to już trzecia linia kablowa na to napięcie w stolicy Wielkopolski. Jednakże dwie poprzednie charakteryzowały się małą długością. Natomiast linia Jeżyce-Pogodno to linia o długości 3,4 km - ułożona kablem XRUHKXS 1x1000/95 mm^2 wyprodukowanym przez fabrykę kablową w Bydgoszczy [9]. Montaż głowic i muf kablowych wykonał warszawski ELBUD, a prace ziemne ENERGOBUD Poznań. Natomiast układanie kabla wykonywali wspólnie pracownicy obu firm – rys.4. Jedni – głównie nadzorując, a drudzy początkowo szkoląc się i dochodząc następnie do perfekcji wykonawczej. Planowana jest dalsza rozbudowa linii kablowych 110 kV, a odcinek koniecznej w najbliższym czasie linii będzie musiał przekroczyć między innymi bardzo szerokie torowisko kolejowe i pokonać znaczące różnice poziomu terenu usytuowanego w centrum miasta.

Podsumowanie

Należy zwrócić uwagę na fakt, że ostateczną decyzję o wyborze linii kablowych powinno zawsze podejmować się w oparciu o analizę kosztów i szeroko rozumianych korzyści. Przygotowywany jest raport europejski, w którym rozpatrywane będą warunki i ograniczenia (techniczne i ekonomiczne) stosowania podziemnych kabli, przedstawione zostaną dotychczasowe postępy w zakresie tworzenia w Europie podziemnych linii wysokiego i bardzo wysokiego napięcia oraz propozycje dalszego działania w tym kierunku.

W związku ze wzrostem sprzeciwu wobec budowy nowych napowietrznych linii energetycznych oraz koniecznością rozbudowy lub modernizacji sieci przesyłowych, a także koniecznością zwiększenia niezawodności działania systemu, coraz większe zainteresowanie budzi pomysł dynamicznego rozwoju podziemnych linii wysokiego napięcia.

Koszt budowy linii kablowych wysokiego napięcia relatywnie zmniejsza się. Także stosunek kosztu budowy linii kablowej do kosztu budowy równoważnej linii napowietrznej ulega w ostatnich latach znaczącemu zmniejszeniu. W Polsce stosunek kosztów budowy linii kablowych do linii napowietrznych 110 kV wynosił od około 8 do14 w roku 1998. W chwili obecnej zmniejszył się do wartości wahającej się od 3 do 6. Wysokość tego wskaźnika jest szczególnie silnie uzależniona od bardzo wielu czynników. Pomimo tego niekorzystnego wskaźnika, linie kablowe są rozbudowywane. Jak wspomniano, w niektórych przypadkach jest to jedyna możliwość techniczna. Przede wszystkim jednak, zdecydowanie łatwiej można uzyskać akceptację społeczną dla linii kablowej przy budowie nowego odcinka linii elektroenergetycznej niż dla rozbudowy linii napowietrznej.



Rys.4. Instalacja linii 110 kV Jeżyce-Pogodno w Poznaniu (zdjęcia autorki)

LITERATURA

[1] Rakowska A., Rozwój linii kablowych – a oczekiwania eksploatacyjne, *Przegląd Elektrotechniczny*, (2006), nr 3, 31-35
[2] Overview of the Potential for Undergrounding the Electricity Networks in Europe, DG TREN/European Commission, 2003
[3] Rakowska A., Właściwości eksploatacyjne usieciowanego polietylenu izolacyjnego stosowanego w wysokonapięciowych kablach elektroenergetycznych, Wydawnictwo PP, seria Rozprawy nr 341, 1998,1-146
[4] Rakowska A., Kryteria weryfikujące jakość polietylenu usieciowanego stosowanego jako izolacja kabli elektroenergetycznych, Wydawnictwo PP, seria Rozprawy nr 357, 2000, 1-176
[5] Rakowska A., Grzybowski A., Aspekty techniczno-ekonomiczne związane z projektowaniem, budową i eksploatacją wielotorowych kablowych linii przesyłowych o maksymalnym napięciu 400 kV, oparc. 41-730/05/JG/U dla PSE S.A, wrzesień 2005
[6] Halvarsson P., Karlstrand J., Larsson D., A novel approach to long buried AC transmission system, CIGRE Session 2002, Paris, paper 21-201
[7] www.abb.com/global
[8] Staworko H., Linie kablowe 110 kV, doświadczenia w wykonawstwie, IV Konferencja *Elektroenergetyczne linie kablowe, stan obecny, nowe techniki*, Piechowice, 2003
[9] Kostański J., Berlik K., Praktyczne aspekty budowy linii kablowej 110 kV, *V Konferencja Elektroenergetyczne linie kablowe – stan obecny, nowe techniki*, Wisła 2005

***Autor**: dr hab. inż. Aleksandra Rakowska prof. PP, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: aleksandra.rakowska@put.poznan.pl*

Przemysław RANACHOWSKI[1], Feliks REJMUND[1], Maciej JAROSZEWSKI[2]

Instytut Podstawowych Problemów Techniki PAN Warszawa (1), Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii (2)

Ocena degradacji tworzyw ceramicznych izolatorów liniowych WN po wieloletniej eksploatacji na podstawie badań ultradźwiękowych i strukturalnych

Streszczenie. *W pracy przedstawiono wyniki badań ultradźwiękowych oraz mikroskopowych izolatorów długopniowych. Badano izolatory krajowe LP 75/17 po około 30-letnim okresie eksploatacji oraz elementy firmy NORDEN L 75/17 po ponad 40 latach pracy. Opisano zróżnicowanie parametrów budowy strukturalnej dla obu tworzyw oraz porównano stopień degradacji starzeniowej porcelany w obszarze pnia oraz kloszy izolatorów. Badania ujawniły nietypową budowę tworzywa duńskich izolatorów oraz jego niezwykłą jednorodność. Porcelana firmy NORDEN powinna być klasyfikowana jako wzmocnione tworzywo C 120.*

Abstract. *Paper presents ultrasonic and microscopic investigation of long-rod insulators. Domestic LP 75/17 elements after about 30 years' period of operation and NORDEN L 75/17 insulators exploited over 40 years were examined. Investigation revealed diversified structure and aging process advancement of domestic insulators material. NORDEN porcelain proved very homogenous, untypical structure and should be classified as strengthened C 120 type material.* ***(Assessment of Degradation Process Advancement of Long Time Operated HV Insulator Materials Using Ultrasonic and Microscopic Investigation).***

Słowa kluczowe: izolator długopniowy, porcelana elektrotechniczna, procesy starzeniowe, badania ultradźwiękowe.
Keywords: long-rod insulator, electrotechnical porcelain, aging processes, ultrasonic measurements.

Wstęp

Na ostatniej konferencji IW'2004 autorzy prezentowali wyniki ultradźwiękowych badań dwóch grup izolatorów [1]. Jako izolatory B (9 sztuk) oznaczone były krajowe elementy typu LP 75/17, wykonane z porcelany elektrotechnicznej rodzaju 120 i pochodzące z lat 1971 – 1973. Jako izolatory A (16 sztuk) przedstawiono duńskie elementy ozn. L 75/17 nieistniejącej już firmy NORDEN z 1962 roku. Jakkolwiek izolatory te są o 10 lat starsze od krajowych, odznaczają się wyraźnie wyższymi parametrami tworzywa. Nasunęło to wątpliwości co do klasyfikacji materiału, z którego zostały wykonane. Tym bardziej, że izolatory firmy NORDEN odznaczają się, poświadczoną w wieloletniej eksploatacji, znakomitą trwałością i niezawodnością [2]. Była ona znacznie lepsza niż rejestrowana dla różnych izolatorów wykonanych z typowej porcelany wysokoglinowej rodzaju 120.

Jak wykazały wieloletnie badania, najczęstszą przyczyną zerwań izolatorów były obce wtrącenia – wynikające z zanieczyszczenia surowej masy – oraz rzadziej defekty teksturalne [2,3,4,5]. Obecność dużych wad powodowała awarie już po kilku latach eksploatacji. Mniejsze defekty skutkowały zerwaniem po kilkunastu – dwudziestu kilku latach pracy, zazwyczaj w miesiącach zimowych, przy ujemnej temperaturze. Średnia trwałość eksploatacyjna izolatorów z tworzywa rodzaju 120, które uległy awarii w latach 1990-tych, nie przekraczała 22 lat. Roczny wskaźnik uszkodzeń, w przeliczeniu na 100 000 eksploatowanych elementów, wynosił najczęściej kilkadziesiąt awarii. Oznaczało to mierną jakość izolacji. Z zasady przyczyną awarii izolatora w eksploatacji była wada. Izolatory z tworzywa C 120, pozbawione wad, powinny – jak się oczekuje – pracować około 35, a w łagodnych warunkach nawet powyżej 40 lat [2,6,7].

Na szeregu krajowych linii napowietrznych WN oraz stacjach energetycznych wciąż są eksploatowane izolatory, których wiek przekracza 30, a nawet 35 lat. Należały również do nich elementy, których badania ultradźwiękowe przedstawiono na ostatniej konferencji IW [1]. Od tego czasu autorzy rozszerzyli grupę badanych izolatorów krajowych o dalsze 7 elementów, z których 6 poddanych było pomiarom ultradźwiękowym w miejscu eksploatacji. Ostatni element został pocięty w celu przeprowadzenia porównawczych badań mikroskopowych na próbkach. Wyniki tych badań przedstawione zostały w pracy [8].

W prezentowanym artykule zawarto porównanie parametrów tworzywa izolatorów obu grup, ze szczególnym uwzględnieniem procesów degradacji starzeniowej. Przeprowadzenie dokładnych badań, zarówno ultradźwiękowych jak i strukturalnych, było możliwe dzięki pozyskaniu izolatorów zdjętych z eksploatacji na liniach napowietrznych. W przypadku elementów krajowych była to linia 110 kV, czas pracy wynosił około 30 lat. Izolatory NORDEN pracowały na linii 400 kV około 40 lat. Z obu grup wybrano po dwa izolatory, które najbardziej różniły się prędkościami propagacji fal ultradźwiękowych. Z wybranych elementów wycięto do badań duże fragmenty pni wraz z kloszami. Pobrane próbki zostały następnie doprowadzone do kształtu prostopadłościennego z zachowaniem płaskorównoległości ścian na poziomie około 0,5 mm. Umożliwiło to wykonanie pomiarów ultradźwiękowych o wysokiej dokładności rzędu ± 20 m/s. Na podstawie zarejestrowanych prędkości fal ultradźwiękowych obliczono wartości modułu sprężystości Younga tworzyw.

Istotnym celem badań było również porównanie parametrów materiałów w kierunku równoległym oraz prostopadłym do wysokości izolatora. Pozwoliło to na ocenę efektu anizotropii jednokierunkowej. Elementy krajowe, formowane metodą plastyczną, z wykorzystaniem odpowietrzających ślimakowych pras próżniowych, posiadają z zasady lepsze parametry tworzywa w kierunku równoległym do osi wytłaczania. W przypadku prędkości propagacji fal podłużnych różnice zawierają się w szerokim zakresie około 200 ÷ 600 m/s. Moduły sprężystości mierzone w kierunku równoległym i prostopadłym różnią się, w zależności od średnicy elementu, od kilku gigapaskali dla mniejszych izolatorów liniowych do kilkunastu gigapaskali dla dużych izolatorów wsporczych.

Po przeprowadzeniu pomiarów ultradźwiękowych, z próbek izolatorów wycięto szereg mniejszych fragmentów do badań strukturalnych. Badano zarówno materiał pni jak i kloszy izolatorów. Przedmiotem badań był skład fazowy obu materiałów, ze szczególnym uwzględnieniem jednorodności rozłożenia faz, a także porowatość i obecność efektów degradacji starzeniowej w postaci mikropęknięć o różnej wielkości. Różnice w procesie starzenia materiału w obszarze pnia oraz kloszy izolatora przedstawione zostały

dla krajowego izolatora w pracy [8]. W prezentowanym artykule autorzy skupili się na przedstawieniu różnic w budowie i degradacji tworzywa krajowego oraz duńskiego. Oddzielnym zagadnieniem była, jak wcześniej wspomniano, kwestia klasyfikacji materiału izolatorów firmy NORDEN.

Badania ultradźwiękowe

Do badań ultradźwiękowych, a następnie mikroskopowych, pobrane zostały duże fragmenty z dolnej części krajowych izolatorów LP 75/17 oznaczonych numerami 3 oraz 6 (1971-73 r.). Z grupy duńskich izolatorów L 75/17 (1962 r.) do badań wybrano elementy oznaczone 3 i 9, z których wycięto takie same próbki. Jak wcześniej wspomniano, wytypowane zostały elementy, których tworzywo odznaczało się najwyższymi i najniższymi prędkościami propagacji fal ultradźwiękowych. Przygotowanie próbek do precyzyjnych pomiarów parametrów akustycznych w różnych kierunkach obejmowało wycięcie z nich sześciennych kostek o boku około 50 mm, przy zachowaniu płaskorównoległości przeciwległych boków o dokładności w granicy 0,5 mm.

Badania wykonane zostały na układzie, którego budowa szczegółowo przedstawiona została w pracach [1,9]. Opisano tam również sposób wykonywania pomiarów (jednogłowicową metodą echa) oraz wzory do obliczania modułu sprężystości Younga E i amplitudowego współczynnika tłumienia α. Gęstość tworzywa, niezbędna dla obliczenia wartości modułu Younga, wynosiła dla krajowych izolatorów ρ = 2,41 g/cm^3. W przypadku izolatorów duńskich gęstość porcelany była wyższa i równa ρ = 2,47 g/cm^3. Niepewność wyznaczenia wielkości modułu Younga nieco przekraczała ± 1 GPa, dokładność rejestracji współczynnika α wynosiła ± 0,1 dB/cm. Wyznaczone parametry ultradźwiękowe oraz obliczone wartości modułu Younga dla próbek wyciętych z izolatorów krajowych oraz duńskich przedstawiono w tabelach 1 i 2.

Tabela 1. Zestawienie prędkości fal podłużnych c_L [m/s], poprzecznych c_T [m/s], modułu Younga E [GPa] oraz współczynnika tłumienia α [dB/cm] dla próbek izolatorów krajowych. Pomiary wykonane w kierunku równoległym (||) oraz prostopadłym (⊥) do wysokości izolatorów

Oznacz. próbki i kier. pomiaru	Prędkość c_L	Prędkość c_T	Moduł E	Współczynnik α
3 ||	6270-6290	3690-3710	81-82	0,40-0,55
3 ⊥	6090-6100	3590-3610	77	0,70-0,90
6 ||	6250-6290	3680-3710	81-82	0,50-0,70
6 ⊥	5890-5910	3470-3490	72	0,90-1,20

Tabela 2. Zestawienie prędkości fal podłużnych c_L [m/s], poprzecznych c_T [m/s], modułu Younga E [GPa] oraz współczynnika tłumienia α [dB/cm] dla próbek izolatorów firmy NORDEN. Pomiary wykonane w kierunku równoległym (||) oraz prostopadłym (⊥) do wysokości izolatorów

Oznacz. próbki i kier. pomiaru	Prędkość c_L	Prędkość c_T	Moduł E	Współczynnik α
3 ||	6390-6420	3760-3800	86-88	0,40-1,40
3 ⊥	6380-6430			0,60-0,75
9 ||	6320-6370	3730-3760	85-86	0,40-1,10
9 ⊥	6340-6350			0,80-1,00

Pomiary pozwoliły na stwierdzenie wyraźnych różnic parametrów tworzywa krajowych izolatorów ozn. 3 i 6 w kierunku prostopadłym do wysokości. O ile w osi równoległej parametry tworzywa obu elementów uznać można za jednakowe, o tyle w kierunku prostopadłym są niższe i znacząco się różnią Wskazuje to na silny i zróżnicowany efekt anizotropii jednokierunkowej oraz różnice w wyjściowych parametrach tworzywa izolatorów. Należy też dodać, że nie wykryto istotnych wad struktury w rodzaju pęknięć lub dużych wtrąceń. W środkowej części pnia, w osi wzdłużnej, stwierdzono jedynie pewne obniżenie rejestrowanych prędkości fal c_L i c_T, co jest efektem często spotykanym dla elementów odpowietrzanych w ślimakowych prasach próżniowych. Tłumienność materiału, wyższa w kierunku prostopadłym do długości pnia, jest również typowa dla elementów produkowanych tradycyjną metodą. W przypadku izolatora ozn. 3 jest ona nieco wyższa w stosunku do wartości prawidłowych. W tworzywie elementu ozn. 6 tłumienność uległa wyraźnemu podwyższeniu. Wskazuje to na obecność obszarów o zaburzonej strukturze oraz procesów starzeniowych o znacznym stopniu zaawansowania.

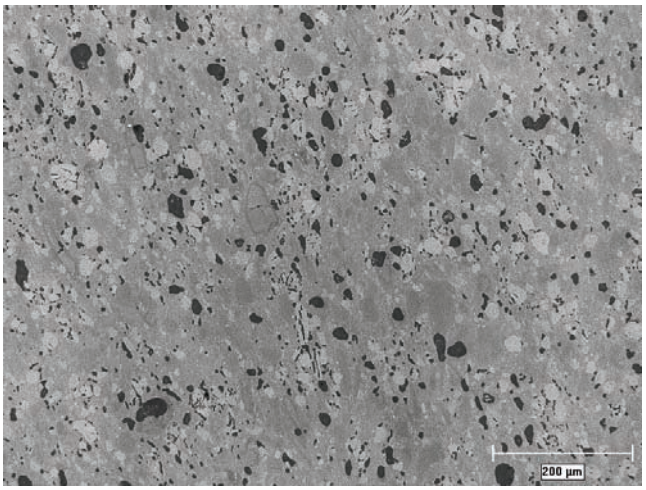
Dla obu izolatorów firmy NORDEN stwierdzono, że rejestrowane parametry tylko nieznacznie się różnią. Ewenement stanowią jednakowe właściwości tworzywa w osi wzdłużnej i w kierunku poprzecznym pnia. Dowodzi to niespotykanego dla izolatorów długopniowych braku efektu anizotropii jednokierunkowej, zgodnej z kierunkiem wytłaczania w prasie pasmowej. Na obrzeżu obu próbek, w osi równoległej do wysokości pnia, stwierdzono obecność dodatkowych odbić, zniekształcenie sygnałów i wyraźny wzrost tłumienia. Świadczy to o obecności wad strukturalnych w postaci dużych, rozgałęzionych pęknięć, co potwierdziły badania strukturalne. Uwagę zwracają wysokie parametry tworzywa, wyraźnie lepsze niż dla typowej porcelany rodzaju 120 krajowych izolatorów liniowych. Wskazuje to na odmienną budowę czerepu, z wysoką zawartością faz krystalicznych, stanowiących jego dyspersyjne wzmocnienie. Inna była również technologia produkcji duńskich izolatorów. Materiał izolatorów firmy NORDEN, z punktu widzenia właściwości, uznać można zatem za wzmocnione tworzywo wysokoglinowe C 120.

Badania strukturalne

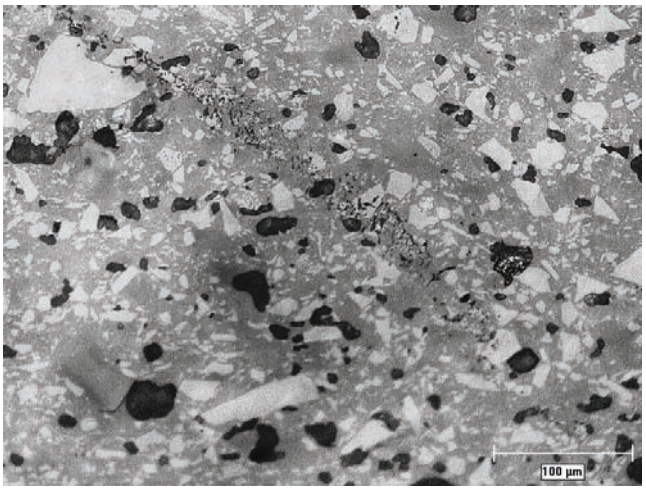
Badania mikroskopowe przeprowadzono na 3 próbkach wyciętych z pnia oraz 2 pochodzących z kloszy dla każdego z badanych izolatorów. Zgłady przygotowano w sposób typowy dla porcelany elektrotechnicznej, rezygnując ze szlifowania i zdejmując przez polerowanie około 50 μm warstwę wierzchnią, uszkodzoną na skutek cięcia [2].

Jakościowa oraz ilościowa zawartość faz i porów w obrębie wszystkich czterech badanych izolatorów wykazuje nieduży rozrzut. Ne stwierdzono obecności wtrąceń obcych ciał lub defektów teksturalnych. Jedynie w obszarze kloszy krajowych izolatorów obserwowano silnie zarysowany efekt anizotropii jednokierunkowej – rysunek 1. Stopień wypalenia i przereagowania surowców nie budzi zastrzeżeń, podobnie jak porowatość krajowego tworzywa: 5,7 ± 1,3 % w izol. ozn. 3 oraz 4,6 ± 1,8 % w elemencie oznaczonym 6. Ilość wykruszeń w strukturze oraz mulitu jest zbliżona – odpowiednio około 7,7 % oraz 34 % dla izol. ozn. 3 i około 5,0 % oraz 33 % dla elementu ozn. 6. Wydzielenia mulitu mają z reguły wielkość kilkudziesięciu (zwykle 25 – 40) mikrometrów i są jednorodnie rozłożone w czerepie. Istotna różnica, rzutująca na parametry użytkowe oraz stopień degradacji starzeniowej tworzywa, tkwi w zawartości kwarcu – około 26 % dla izolatora ozn. 3 oraz około 37 % w materiale elementu ozn. 6. Zdecydowana większość ziarn kwarcu wykazuje wewnętrzne spękanie i wyseparowanie z osnowy. Ich wielkość najczęściej nie przekracza 20μm. Większą część elementów wykruszonych ze struktury tworzywa w trakcie polerowania również stanowią popękane ziarna kwarcu. W przypadku kloszy, których tworzywo nie przenosiło naprężeń eksploatacyjnych, procesy starzeniowe w zasadzie

ograniczają się do fazy kwarcowej – rysunek 1. Pęknięcia w osnowie szklistej występują incydentalnie. W materiale pni obserwowano natomiast skupiska drobnych pęknięć oraz pęknięcia submikronowe – tzw. efekt jetu w matrycy, najczęściej w sąsiedztwie ziarn kwarcu. W związku z wyższą zawartością kwarcu w tworzywie ozn. 6, również procesy degradacji starzeniowej są w jego wypadku bardziej nasilone – rysunek 2, a parametry użytkowe niższe (tabela 1). W próbkach pnia izolatora ozn. 6 wykryto również obszary o dużej niejednorodności, zawierające liczne wykruszenia elementów struktury – rysunek 3. Powodowały one podwyższenie tłumienia fal ultradźwiękowych. Porównując porcelanę obu krajowych izolatorów wspomnieć również należy o znacznej różnicy w zawartości osnowy szklisto-mulitowej – około 60 % dla izol. ozn. 3 oraz około 52 % dla elementu ozn. 6. Faza korundowa występuje w ilości marginalnej i nie ma wpływu na właściwości materiału.

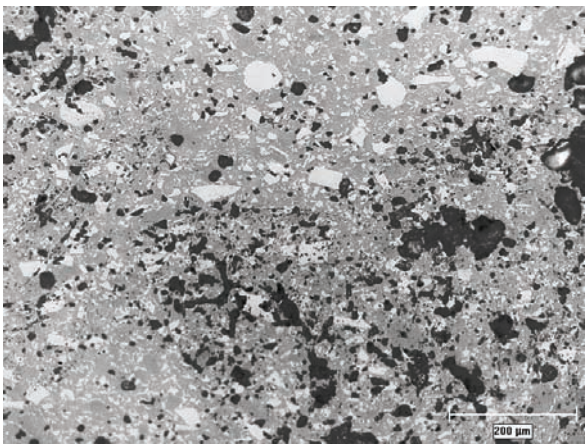


Rys. 1. Obraz struktury klosza krajowego izolatora ozn. 3 w powiększeniu 100 razy. Procesy degradacji starzeniowej ograniczone są do fazy kwarcowej. Ciemne pola obrazują pory oraz wykruszenia elementów struktury. Widoczna jest anizotropia jednokierunkowa



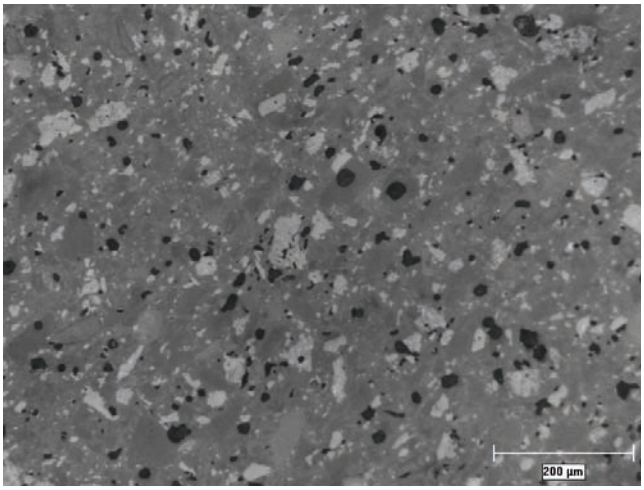
Rys.2. Obraz struktury pnia krajowego izolatora ozn. 6 w powiększeniu 200 razy. Występuje pasmo mikropęknięć będące efektem zaawansowanych procesów degradacji starzeniowej. Uwagę zwraca wysoka, ok. 37 % zawartość fazy kwarcowej

W porównaniu do krajowych izolatorów, różnice w budowie strukturalnej materiału duńskich elementów są nieznaczne. Znajduje to odbicie w bardzo niskim rozrzucie parametrów akustycznych. Tworzywo firmy NORDEN określić można jako niezwykle homogeniczne, z bardzo jednorodnym rozłożeniem faz krystalicznych w osnowie szklisto-mulitowej. Zawartość poszczególnych faz w strukturze obu duńskich izolatorów może być w granicach błędu uznana za taką samą. Widoczna jest zdecydowana przewaga faz krystalicznych. Około 16 % powierzchni zgładów stanowią wydzielenia spinelu żelazowego $FeAl_2O_4$ o wielkości najczęściej około 40 µm. Składają się one z zespolonych kryształów o budowie heksagonalnej, które w następstwie procesów starzeniowych rozdzielają się.



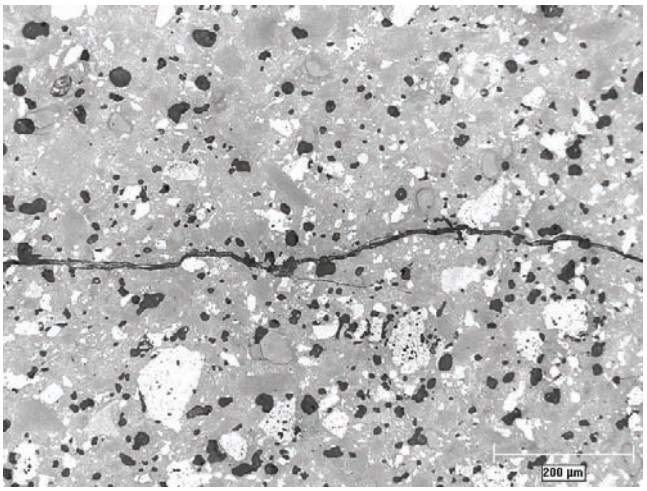
Rys. 3. Obszar o dużym technologicznym zaburzeniu struktury w pniu krajowego izolatora ozn. 6 w powiększeniu 100 razy. Naprężenia wewnętrzne pogłębiły proces degradacji starzeniowej

Bardzo ważną fazę stanowią pojedyncze ziarna ulvospinelu $TiFe_2O_4$ w ilości 7-8 %. Ich wielkość najczęściej wynosi kilka mikrometrów. Są one doskonale zespolone z matrycą, stanowiącą w przybliżeniu 55 %, w tym około 30 % mulitu igłowego w postaci regularnych wydzieleń o wielkości kilkudziesięciu mikrometrów. Pozostały w strukturze kwarc zajmuje około 8-10 %, jednak znaczna część ziarn wypadła w trakcie przygotowywania zgładów. Wykruszenia stanowią od przeszło 7 do prawie 13 % powierzchni. Wielkość ziarn kwarcu nie budzi zastrzeżeń i wynosi około 20 µm. Pory mają najczęściej prawidłową wielkość i kształt. Ich zawartość zmienia się od 2,1 do 3,8 % (średnio 2,7 %) w tworzywie obu elementów. W zewnętrznej części pni duńskich izolatorów stwierdzono wyraźny wzrost porowatości – do około 7 %, co jest efektem technologicznym oraz większą ilość wykruszeń, wynikającą z procesu starzenia. Nasilenie procesów degradacji starzeniowej w obrębie kloszy oraz w środku pnia ogólnie nie jest jednak duże – rysunek 4.



Rys. 4. Obraz struktury klosza izolatora firmy NORDEN ozn. 3 w powiększeniu 100 razy. Widoczne jest spękanie ziarn kwarcu oraz wydzieleń spinelu żelazowego. Ciemne pola obrazują pory oraz wykruszenia elementów struktury

Spękaniu wewnętrznemu oraz wyseparowaniu z matrycy uległa duża część ziarn kwarcu. Część wydzieleń spinelu żelazowego ma rozluźnioną strukturę. W przypadku zewnętrznych części pni, które przenosiły wieloletnie naprężenia eksploatacyjne, widoczne są silne procesy degradacji starzeniowej – rysunek 5. Obecne są duże pęknięcia, często z odgałęzieniami, a nawet charakterystyczne kaskady spękań. Faza kwarcowa uległa praktycznie całkowitemu zniszczeniu. Większość wydzieleń spinelu żelazowego ma wyraźnie poluzowaną strukturę i w konsekwencji spękania wewnętrzne. Efekt jetu prawie nie występuje, co wynika z wysokiej wytrzymałości matrycy.



Rys. 5. Obraz struktury zewnętrznej części pnia izolatora firmy NORDEN ozn. 3 w powiększeniu 100 razy. Uwagę zwraca pęknięcie z rozgałęzieniami oraz wewnętrzna destrukcja wydzieleń spinelu żelazowego oraz ziarn kwarcu

Podsumowanie

Po około 30-letnim okresie eksploatacji, w łagodnych jednak warunkach, tworzywo wysokoglinowe C 120 krajowych izolatorów uległo zróżnicowanym procesom degradacji starzeniowej. W obszarze kloszy są one ograniczone niemal wyłącznie do fazy kwarcowej, natomiast w materiale pni degradacji uległa również osnowa szklista. Świadczy to o istotnym wpływie obciążeń eksploatacyjnych na degradację starzeniową materiału izolatorów.

Znaczne różnice w parametrach mechanicznych i akustycznych tworzywa krajowych izolatorów wiążą się z dużym zróżnicowaniem ilości kwarcu i w konsekwencji również osnowy szklistej w czerepie. Izolator ozn. 3, zawierający ok. 26 % kwarcu i powyżej 60 % osnowy szklisto-mulitowej, posiada wyraźnie lepsze parametry niż izolator ozn. 6, zawierający aż ok. 37 % kwarcu i około 50 % matrycy. Wysoki udział kwarcu, odpowiadający masie rodzaju 110, w tworzywie izolatora ozn. 6 spowodował, obok obniżenia parametrów technicznych, również wzrost podatności na procesy degradacji starzeniowej. Relatywnie niezły stan elektroporcelany oraz stosunkowo nieduża liczba wykruszeń wynika z drobnych rozmiarów ziarn kwarcu – średnio kilkanaście mikrometrów oraz niewysokich obciążeń eksploatacyjnych.

W następstwie przeszło 40-letniego okresu eksploatacji w trudnych warunkach tworzywo pni duńskich izolatorów firmy NORDEN uległo zaawansowanym procesom degradacji starzeniowej. Materiał obrzeżnych części pni, przenoszących największe obciążenia, zawiera znaczną ilość pęknięć, również o charakterze kaskad. Silnej degradacji uległa faza kwarcowa i w mniejszym stopniu również spinel żelazowy. W wyniku tego nastąpiło poważne obniżenie wytrzymałości mechanicznej. Porcelana w obszarze kloszy oraz w środku pni uległa degradacji starzeniowej w dużo niższym stopniu.

Tworzywo duńskich izolatorów w porównaniu do typowych tworzyw wysokoglinowych posiada odmienną budowę. Silne dyspersyjne wzmocnienie tego materiału stanowią gęste i wytrzymałe fazy spinelowe $FeAl_2O_4$ i zwłaszcza $TiFe_2O_4$, przy standardowej ilości mulitu oraz niskiej zawartości kwarcu i porów. Tworzywo wykazuje parametry odpowiadające wzmocnionej porcelanie C 120, lecz jego skład surowcowy i technologia produkcji były odmienne. Surowa masa ceramiczna prasowana była izostatycznie, a wypał prowadzony w silnie redukującej atmosferze. Elektroporcelana firmy NORDEN odznacza się w efekcie niezwykle jednorodną strukturą zarówno w skali makro, pół-makro, jak i mikro. Bardzo wysoko ocenić należy zarówno doraźną, jak i długotrwałą wytrzymałość duńskiego kompozytu ceramicznego.

LITERATURA

[1] Jaroszewski M., Kaczmarek P., Ranachowski P., Fleszyński J., Badania ultradźwiękowe porcelanowych izolatorów długopniowych po wieloletniej eksploatacji, *Przegląd Elektrotechniczny-Konferencje*, 2 (1/2004), IW 2004, 92-95

[2] Pohl Z. (pod redakcją), Napowietrzna izolacja wysokonapięciowa w elektroenergetyce, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003, rozdziały 4, 6, 7

[3] Czaplak W., Analiza uszkadzalności izolatorów długopniowych i możliwości ich użytkowania w sieciach 110-220 kV, *Energetyka*, 11 (1987), 69-73

[4] Dziadkowiec J., Kupiec E., Procesy starzeniowe w izolatorach ceramicznych, *Energetyka*, 5 (1992), 166-170

[5] Gacek Z., Kiś W., Analiza awaryjności mechanicznej izolatorów długopniowych w liniach napowietrznych wysokiego napięcia, *Energetyka*, (I/2003), *Zeszyt tematyczny, Napowietrzna Izolacja Wysokonapięciowa w Energetyce, NIWE'2003*, 33-35

[6] Gacek Z., Kiś W., Uszkadzalność mechaniczna izolatorów długopniowych w liniach napowietrznych 110 i 220 kV. *Materiały V Ogólnopolskiej Konf. Nauk.-Techn. Napowietrzna Izolacja Wysokonapięciowa w Elektroenergetyce NIWE'97*, Ofic. Wyd. Polit. Wrocławskiej, Wrocław 1997, 95-100

[7] Kordek M., Pohl Z., Ranachowski J., Ranachowski P., Bertrand J., Bielecki J., Dziadkowiec J., Analiza celowości stosowania porcelany rodzaju 130 do wytwarzania izolatorów elektroenergetycznych o najwyższym poziomie jakości i niezawodności, *Opracowanie Instytutu Energetyki, Zespołu ds. Przepisów, Normalizacji i Certyfikacji*, Warszawa (1998), rozdziały 2, 3

[8] Ranachowski P., Rejmund F., Jaroszewski M., Fleszyński J., Ultradźwiękowa diagnostyka ceramicznych izolatorów liniowych po wieloletniej eksploatacji, *Przegląd Elektrotechniczny - Konferencje*, v. 3 (1/2005), *Mat. Konf. EUI 2005*, 211-214

[9] Ranachowski P., Rećko W. M., Urządzenie do precyzyjnych pomiarów prędkości propagacji fal ultradźwiękowych i współczynnika tłumienia w tworzywach ceramicznych, *Szkło i Ceramika*, 54, 4 (2003), 15-18

***Autorzy**: Przemysław RANACHOWSKI[1], Feliks REJMUND[1], Maciej JAROSZEWSKI[2], Instytut Podstawowych Problemów Techniki PAN Warszawa (1), Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii (2)*

Wojciech SIKORSKI, Krzysztof SIODŁA

Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki

Identyfikacja źródeł wyładowań niezupełnych występujących w transformatorach energetycznych na podstawie analizy sygnałów emisji akustycznej

Streszczenie. *W artykule przedstawiono przykładowe wyniki procesu identyfikacji źródeł wyładowań niezupełnych występujących w izolacji papierowo-olejowej transformatorów energetycznych. Dodatkowo zaprezentowano zaawansowane metody przetwarzania sygnałów, na których oparto procedury identyfikacji defektów.*

Abstract*. This paper describes the example results of identification process of partial discharges sources occurring in paper/oil insulation system of power transformers. Additionally it presents the advanced signal processing methods on which the procedures of defects identification were based. (**Identification of partial discharges sources occurring in power transformers on the basis of acoustic emission signals analysis**).*

Słowa kluczowe: diagnostyka transformatorów energetycznych, wyładowania niezupełne, identyfikacja defektów, emisja akustyczna.
Keywords: power transformers diagnostic, partial discharges, identification of defects, acoustic emission.

Wstęp

W latach 80. główne parametry opisujące sygnały emisji akustycznej (EA) pochodzące od wnz, takie jak: maksymalna amplituda sygnału, suma i tempo EA czy suma i tempo zdarzeń akustycznych wyznaczane były w dziedzinie czasu. Kolejnym etapem prac nad przetwarzaniem sygnałów EA było zastosowanie szybkiej transformaty Fouriera. Zaowocowało to opracowaniem nowych parametrów opisujących sygnały EA w dziedzinie częstotliwości, jak np. częstotliwość dla wartości maksymalnej widma czy zakresy dominujących częstotliwości. Pod koniec lat 90., dzięki wzrostowi mocy obliczeniowej komputerów i dynamicznemu rozwojowi technik cyfrowych, do analizy sygnałów EA zaczęto stosować łączne metody czasowo-częstotliwościowe. Pozwalają one uzyskać informacje o czasie występowania impulsów wnz, ich składowych częstotliwościowych oraz o występowaniu szumów i zakłóceń wąskopasmowych [1].

Wspólnym mianownikiem wszystkich wykorzystywanych dotychczas metod analizy sygnałów emisji akustycznej jest fakt, że ich skuteczność w detekcji i identyfikacji wnz dramatycznie maleje wraz ze wzrostem poziomu zakłóceń zewnętrznych. Jest to wada, która bardzo utrudnia stosowanie metody EA w warunkach przemysłowych, którym nierzadko towarzyszą różnego rodzaju silne zakłócenia i szumy. Ponadto praktycznie niemożliwa jest wtedy detekcja i identyfikacja wyładowań generowanych w wewnętrznych warstwach izolacji papierowo-olejowej transformatora energetycznego. Wynika to z faktu, że sygnał EA przebywając drogę od miejsca powstania wnz do przetworników ulega wytłumieniu, stąd jego amplituda jest często niższa od amplitudy tła akustycznego.
Ta niedoskonałość stosowanych dotychczas metod przetwarzania sygnałów była główną przeszkodą w opracowaniu systemu do skutecznej detekcji i identyfikacji wyładowań niezupełnych opartego na metodzie EA, który byłby przystosowany do pracy w trudnych warunkach przemysłowych. Dlatego jednym z głównych celów niniejszej pracy był wybór i użycie takich metod przetwarzania sygnałów, które byłyby odporne na szum i zakłócenia wąskopasmowe oraz charakteryzowały się zadowalającą szybkością działania.

W ostatnim czasie zaobserwować można tendencję do zastępowania tradycyjnych procedur i metod diagnozowania urządzeń elektroenergetycznych (wymagających nierzadko wykwalifikowanej kadry pracowników) systemami nadzoru i monitoringu, działającymi w trybie ciągłym (ang. *On-line Monitoring*).

Dlatego też w ramach przeprowadzonych prac badawczych zaprojektowano komputerowy system *PD-Identyfikator* służący do automatycznej detekcji i identyfikacji defektów izolacji generujących wyładowania niezupełne. Integralną częścią systemu jest zestawiony w Zakładzie Wysokich Napięć i Materiałów Elektrotechnicznych układ do pomiaru sygnałów emisji akustycznej, zaś procedury detekcji i identyfikacji defektów zostały opracowane z wykorzystaniem zaawansowanych technik przetwarzania sygnałów oraz nowoczesnych narzędzi informatycznych, takich jak np. specjalnie zaprojektowanej sztucznej sieci neuronowej [2].

Wcześniej jednak, w celu opracowania wspomnianego systemu, konieczne było przeprowadzenie licznych badań laboratoryjnych, w trakcie których rejestrowano impulsy EA generowane przez wyładowania powierzchniowe z dominującą składową styczną wektora natężenia pola elektrycznego, wyładowania powierzchniowe z dominującą składową normalną (początkowa forma wyładowań ślizgowych), wyładowania we wtrącinie gazowej, wyładowania wnikające w preszpan oraz wyładowania w kanale olejowym. Dodatkowo zbadano wpływ takich parametrów jak: geometria próbki, wartość i biegunowość napięcia pomiarowego oraz stopień zawilgocenia izolacji na wartość parametrów rejestrowanych wyładowań [3, 4].

Wybrane metody przetwarzania i identyfikacji sygnałów EA generowanych przez wnz

Wysokorozdzielcza analiza częstotliwościowa

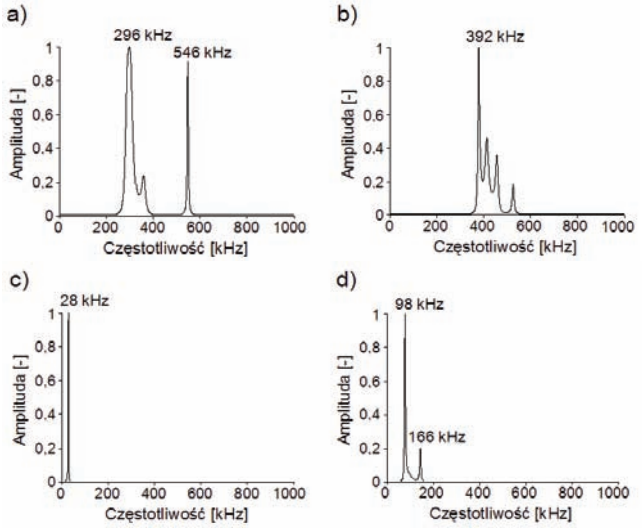
Szybka transformata Fouriera jest obecnie najczęściej wykorzystywanym narzędziem analizy częstotliwościowej sygnałów, w tym również sygnałów EA generowanych przez wnz. Ponieważ pomiarom wnz (szczególnie w warunkach przemysłowych) bardzo często towarzyszą silne zakłócenia zewnętrzne, to analiza przeprowadzona za pomocą FFT prowadzić może w takich przypadkach do błędnych wniosków. Szczególnie w sytuacji, gdy rejestrowane impulsy wyładowań mają amplitudę mniejszą od amplitudy szumów, niemożliwe staje się zidentyfikowanie ich składowych częstotliwościowych. Tej wady w dużej mierze pozbawione są wysokorozdzielcze, niefourierowskie metody estymacji widma częstotliwościowego, jak np. metody podprzestrzeni czy metody modelowania parametrycznego.

Do analizy częstotliwościowej wybrano metodę podprzestrzeni MUSIC (ang. *MUltiple SIgnal Classification*), która oferuje najwyższą rozdzielczość widma i jest teoretycznie niezależna od stosunku sygnału do szumu, określanego jako współczynnik SNR [5].

W praktyce oznacza to, że przeprowadzając analizę „ukrytego" w szumie sygnału (mała wartość współczynnika SNR), możliwe jest zidentyfikowanie jego składowych harmonicznych. Jest to właściwość szczególnie atrakcyjna z punktu widzenia możliwości skutecznej identyfikacji sygnałów EA pochodzących od wyładowań niezupełnych, rejestrowanych w warunkach silnych zakłóceń zewnętrznych.

Ogólna zasada działania metod podprzestrzeni polega na budowaniu macierzy z próbek badanego sygnału lub jego funkcji autokorelacji, a następnie dokonaniu ich dekompozycji macierzowych względem wartości własnych lub osobliwych. Estymację (oszacowanie) widma częstotliwościowego sygnału przeprowadza się na podstawie wartości wektorów własnych, które są wynikiem wspomnianych dekompozycji macierzowych. Najczęściej jest to wektor związany z największą lub najmniejszą wartością własną. W pracy wykorzystano najnowszą implementację metody MUSIC, w której wielkości korelacyjne zastąpiono kumulantami czwartego rzędu (tzw. *cumulant-based MUSIC*). Z punktu widzenia analizy sygnałów EA za ich stosowaniem przemawiają dwa bardzo istotne fakty, a mianowicie:

- dla wszystkich procesów gaussowskich (wnz to proces niegaussowski) kumulanty czwartego rzędu przyjmują wartość równą zero. Oznacza to, że kumulanty odfiltrują nie tylko biały, ale również kolorowy szum gaussowski, podczas gdy autokorelacja jest wrażliwa na szum kolorowy;
- kumulanty i spektra wyższego rzędu zawierają informacje zarówno o amplitudzie, jak i fazie przebiegu, z kolei autokorelacja oraz spektrum mocy zawierają jedynie informację o amplitudzie.



Rys.1. Znormalizowane widma częstotliwościowe *cumulant-based MUSIC* opracowane dla impulsów EA generowanych przez: a) wnz we wtrącinie gazowej, b) wnz w kanale olejowym, c) wnz powierzchniowe z dominującą składową styczną wektora natężenia pola elektrycznego, d) wnz powierzchniowe z dominującą składową normalną wektora natężenia pola elektrycznego (początkowa forma wyładowań ślizgowych)

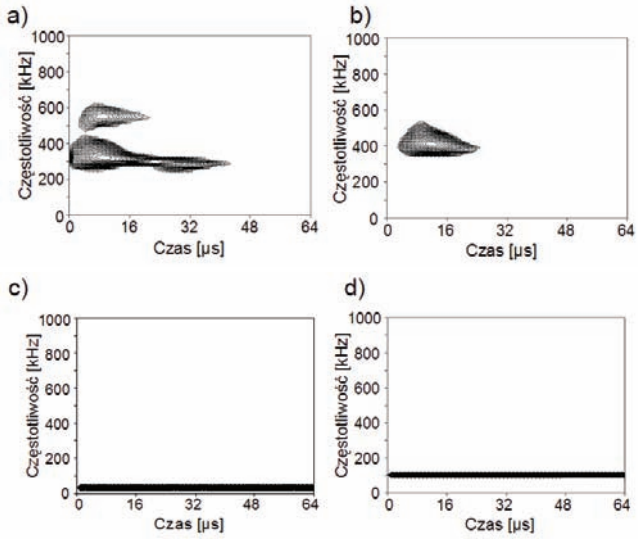
Na podstawie kilkuletnich badań modelowych izolacji papierowo-olejowej opracowano rozbudowaną bazę zawierającą przebiegi wysokorozdzielczych widm częstotliwościowych oraz wartości częstotliwości odpowiadających maksimom tych widm, które wykorzystano następnie w procesie identyfikacji defektów izolacji transformatorów energetycznych, będących źródłem wyładowań niezupełnych.

Na rysunku 1 przedstawiono charakterystyczne dla badanych form wyładowań niezupełnych przebiegi widm częstotliwościowych *cumulant-based MUSIC*.

Łączna analiza czasowo-częstotliwościowa – ciągła transformata falkowa

W celu poszerzenia informacji o rejestrowanym sygnale EA, a tym samym zwiększenia skuteczności detekcji i identyfikacji wnz, proponuje się wykonanie dodatkowo analizy w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej. W przeciwieństwie do metod analizy częstotliwościowej, w przypadku których otrzymujemy jedynie informacje o występujących w sygnale składowych harmonicznych, metody analizy czasowo-częstotliwościowej dostarczają dodatkowo informacji o czasie występowania tych składowych.

Do analizy czasowo-częstotliwościowej zastosowano ciągłą transformatę falkową CWT. Przewaga ciągłej transformaty falkowej nad innymi metodami analizy czasowo-czestotliwościowej polega na tym, że funkcje falkowe ze względu na kształt swojego przebiegu znacznie lepiej odwzorowują lokalne zmiany analizowanego sygnału niestacjonarnego, aniżeli np. funkcje sinusoidalne, które wykorzystywane są w krótkookresowej transformacie Fouriera STFT. W ciągłym przekształceniu falkowym podczas wyznaczania jego współczynników następuje wzajemne dopasowanie rozdzielczości czasowej i częstotliwościowej badanego sygnału. Dzięki tej własności możliwe jest zidentyfikowanie gwałtownych zmian zachodzących w sygnale (np. skokowo zmieniającej się częstotliwości).



Rys.2. Obrazy „odcisków palca" w postaci spektrogramów ciągłej transformaty falkowej CWT opracowane dla impulsów EA generowanych przez: a) wnz we wtrącinie gazowej, b) wnz w kanale olejowym, c) wnz powierzchniowe z dominującą składową styczną wektora natężenia pola elektrycznego, d) wnz powierzchniowe z dominującą składową normalną wektora natężenia pola (początkowa forma wyładowań ślizgowych)

Spektrogram czasowo-częstotliwościowy wyznaczony przy zastosowaniu ciągłej transformaty falkowej można również traktować jako swoisty „odcisk palca", charakterystyczny dla konkretnego typu wyładowania niezupełnego. Algorytm CWT, szczególnie dla długich przebiegów czasowych, charakteryzuje się dużą

złożonością obliczeniową. Dlatego zaproponowano alternatywne rozwiązanie polegające na wyznaczaniu spektrogramu jedynie dla 128 próbek (przy częstotliwości próbkowania 2MS/s odpowiada to 64 μs) analizowanego sygnału wnz, w którym zawarta jest oscylacja o najwyższej amplitudzie. W celu wyeksponowania jedynie głównych składowych częstotliwościowych badanego sygnału, zastosowano funkcję progową odcinającą składowe o wartościach amplitudy mniejszych od -10 dB.

Na rysunku 2 przedstawiono obrazy „odcisku palca" charakterystyczne dla badanych form wyładowań niezupełnych, które rejestrowano w trakcie badań modelowych.

Automatyczna identyfikacja wyładowań – sztuczna sieć neuronowa

Sztuczne sieci neuronowe (SSN) dają możliwość modelowania dowolnie złożonych i nieliniowych odwzorowań. Są one przy tym narzędziem bardzo wygodnym, niewymagającym od użytkownika wyrafinowanej wiedzy odnośnie szczegółowych warunków i założeń. Stosuje się je najczęściej w sytuacjach, gdy danego problemu nie można rozwiązać klasycznymi metodami analitycznymi i algorytmicznymi.

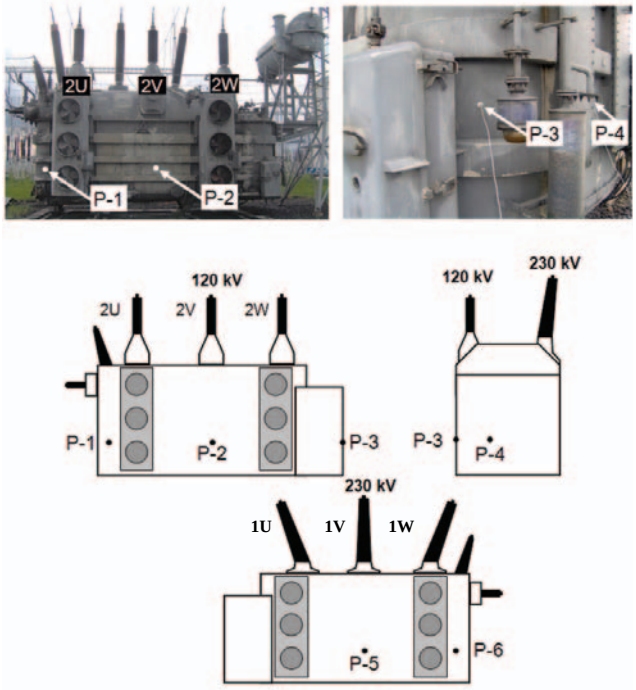
SSN mają zdolność do uczenia się. Pod pojęciem uczenia rozumiane jest wymuszenie na sieci określonej reakcji na zadane sygnały wejściowe. Spośród wielu algorytmów uczenia SSN najbardziej popularny jest klasyczny algorytm wstecznej propagacji błędów. Ten rodzaj algorytmu uczenia zaimplementowany jest w symulatorze sztucznych sieci neuronowych NEURONIX 3.0 firmy Aitech, który zastosowano do opracowania komputerowego systemu automatycznej detekcji i identyfikacji sygnałów EA pochodzących od wnz. NEURONIX potrafi konstruować wielowarstwowe sztuczne sieci neuronowe (maksymalnie trzy warstwy ukryte) z dodatkowym neuronem w warstwie wejściowej (biasem), które wykorzystują sigmoidalną (logistyczną) funkcję przejścia. Opracowana w systemie NEURONIX sztuczna sieć neuronowa wyspecjalizowana do rozpoznawania defektów izolacji papierowo-olejowej generujących wnz, zbudowana jest ze 129 neuronów warstwy wejściowej (w tym jednego neuronu dodatkowego – biasu), 27 neuronów warstwy ukrytej oraz 6 neuronów warstwy wyjściowej [2].

Pierwszą czynnością w przeprowadzonym procesie uczenia sieci było przygotowanie dwóch ciągów danych: uczącego i testującego. Ciąg uczący to zbiór takich danych, które w miarę dokładnie charakteryzują dany problem. Jednorazową porcję danych nazywa się wektorem uczącym. W jego skład wchodzi wektor wejściowy, czyli te dane, które podawane są na wejścia sieci i wektor wyjściowy, czyli takie dane oczekiwane, jakie sieć powinna wygenerować na swoich wyjściach.

W celu scharakteryzowania sygnałów wyładowań niezupełnych jako wektor uczący zastosowano wartości widma częstotliwościowego estymowanego przy użyciu metody *cumulant-based MUSIC*, które wyznaczano dla impulsów wnz generowanych w układach modelowych izolacji papierowo-olejowej. Łącznie opracowano w ten sposób 224 wektory, stanowiące wzorce typowych defektów izolacji papierowo-olejowej generujących wyładowania niezupełne oraz ponad 500 wektorów testowych.

Identyfikacja źródeł wyładowań niezupełnych w izolacji transformatorów energetycznych

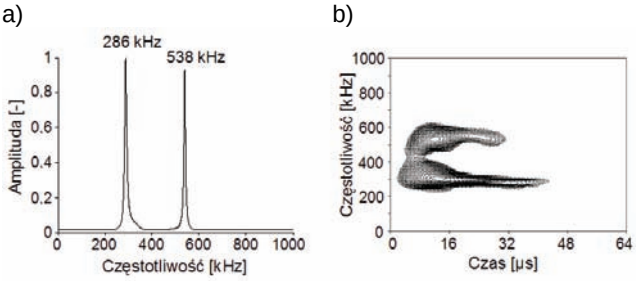
W kolejnym etapie prac badawczych podjęto próbę oceny możliwości detekcji i identyfikacji rodzajów defektów występujących w izolacji wewnętrznej transformatorów energetycznych w oparciu o wyniki badań otrzymanych podczas badań laboratoryjnych.



Rys.3. Wygląd zewnętrzny badanego transformatora 230/120 kV – AT2 wraz z zaznaczonymi miejscami mocowania przetworników emisji akustycznej

Obiektami badań były trzy transformatory: 410/245 kV – AT1, 230/120 kV – AT2 (rys. 3) i 430/123 kV – AT4 pracujące na stacji elektroenergetycznej PSE Plewiska.

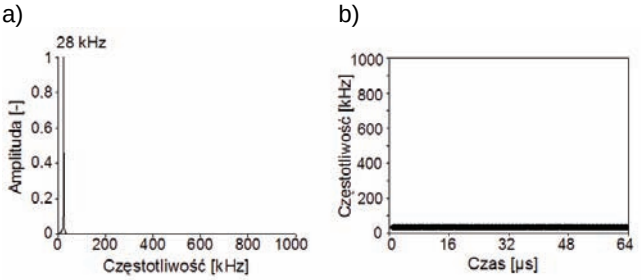
W przypadku każdego z badanych transformatorów zarejestrowano impulsy emisji akustycznej, które poddano następnie szczegółowej analizie. W niniejszym artykule zaprezentowano jedynie przykładowe wyniki procesu identyfikacji wyładowań. Szczegółowe wyniki prac badawczych dotyczących oceny możliwości detekcji i identyfikacji defektów układów izolacyjnych urządzeń elektroenergetycznych (przede wszystkim transformatorów) przy wykorzystaniu metody emisji akustycznej przedstawiono w monografii [3].



Rys.4. Analiza impulsu emisji akustycznej zarejestrowanego w autotransformatorze 230/120 kV-AT2: a) widmo częstotliwościowe estymowane metodą *cumulant-based MUSIC*, b) obraz „odcisku palca" w postaci spektrogramu *CWT*

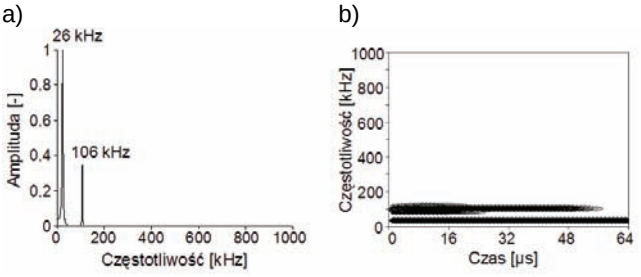
Na rysunku 4 przedstawiono wynik analizy przykładowego impulsu zarejestrowanego w transformatorze 430/123 kV – AT2. Analizując obraz „odcisku palca" (rys. 4b) sporządzony w formie poziomicowego spektrogramu ciągłej transformaty falkowej CWT opracowany dla tego impulsu możemy zauważyć wyraźne podobieństwo do spektrogramów wyznaczonych

dla impulsów EA zarejestrowanych w układach modelowym izolacji papierowo-olejowej z defektem w postaci wtrąciny gazowej (porównaj z rysunkiem 2a). Pasma dominujących częstotliwości zawierają się w dwóch przedziałach: 280÷310 kHz oraz 520÷560 kHz. Wartość częstotliwości odpowiadająca ekstremum znormalizowanego widma amplitudowego *cumulant-based MUSIC* (rys. 4a) w pierwszym paśmie jest równa 286 kHz, zaś w drugim wynosi 538 kHz. Wyniki analizy pozwoliły sklasyfikować rodzaj defektu jako wewnętrzną wtrącinę gazową będącą źródłem wyładowań niezupełnych.



Rys.5. Analiza impulsu emisji akustycznej zarejestrowanego w autotransformatorze 230/120 kV-AT1: a) widmo częstotliwościowe estymowane metodą *cumulant-based MUSIC*, b) obraz „odcisku palca“ w postaci spektrogramu *CWT*

Na rysunku 5 przedstawiono wynik analizy przykładowego impulsu EA zarejestrowanego w transformatorze 410/245 kV – AT1. Widmo częstotliwościowe estymowane metodą *cumulant-based MUSIC* wykazało istnienie tylko jednej składowej harmonicznej (rys. 5a). Zarówno dla impulsów wnz powierzchniowych generowanych w warunkach laboratoryjnych na próbkach izolacji papierowo-olejowej (patrz rysunek 1c), jak i w przypadku impulsów zarejestrowanych w badanym transformatorze wartość częstotliwości modalnej odpowiadającej ekstremum widma wynosiła dokładnie 28 kHz. Dodatkowo porównanie obrazu „odcisku palca” (rys. 5b) z obrazem wzorcowym (rys. 2c) pozwala stwierdzić, że w izolacji badanego transformatora generowane były wyładowania powierzchniowe.



Rys.6. Analiza impulsu emisji akustycznej zarejestrowanego w autotransformatorze 430/123 kV-AT4: a) widmo częstotliwościowe estymowane metodą *cumulant-based MUSIC*, b) obraz „odcisku palca“ w postaci spektrogramu *CWT*

Rysunek 6 przedstawia przykładowe wyniki analizy impulsu emisji akustycznej zarejestrowanego w transformatorze 430/123 kV – AT4. Analiza widma częstotliwościowego wykazała występowanie w sygnale dwóch składowych harmonicznych (f_1=26 kHz, zaś f_2=106 kHz). Na przedstawionym na rysunku 6b obrazie „odcisku palca” widać, że składowe te występują w tym samym czasie. Pozwala to sformułować wniosek, że zarejestrowany impuls został wygenerowany przez wyładowania powierzchniowe, które charakteryzowały się obecnością zarówno składowej normalnej, jak i składowej stycznej wektora natężenia pola.

Wnioski

Przeprowadzone w ciągu ostatnich kilku lat kompleksowe badania modelowe izolacji papierowo-olejowej pozwoliły na opracowanie bazy parametrów charakterystycznych dla danego typu wyładowań (zarówno dla prostych modeli generujących wyładowania jednoźródłowe jednego typu, jak i dla skomplikowanych modeli, w których rejestrowano wyładowania wieloźródłowe różnych typów).

Charakterystyczne parametry wnz opracowane zostały przy użyciu nowoczesnych metod analizy sygnałów, w tym wysokorozdzielczej metody estymacji widma, praktycznie niewrażliwej na obecność szumów i zakłóceń nieskorelowanych z emisją akustyczną pochodzącą od wyładowań niezupełnych.

Z analiz wykonanych dla impulsów EA zarejestrowanych podczas pomiarów na rzeczywistych transformatorach (zarówno probierczych jak i energetycznych) wynika, że możliwa jest skuteczna detekcja oraz identyfikacja wyładowań niezupełnych w oparciu o parametry i charakterystyki opracowane podczas badań modelowych izolacji papierowo-olejowej.

Obecnie trwają prace badawcze, których celem jest rozwój i udoskonalenie opracowanych procedur identyfikacji defektów oraz przystosowanie systemu monitoringu *on-line* do pracy na stacji rozdzielczej.

LITERATURA

[1] Boczar T., Obiektywizacja wyników akustycznej metody oceny wyładowań niezupełnych przy zastosowaniu do opisu sygnałów analizy statystycznej i cyfrowych metod przetwarzania, Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej, Opole, (2003)

[2] Sikorski W., Siodła K., Staniek P., Komputerowy system wspomagania automatycznej detekcji i identyfikacji defektów występujących w izolacji transformatorów wysokich napięć, *XI Konferencja Naukowo-Techniczna „Zastosowania Komputerów w Elektrotechnice – ZkwE'2006”*, Poznań, 10-12 kwietnia (2006)

[3] Sikorski W., Identyfikacja defektów w wybranych układach izolacyjnych na podstawie analizy sygnałów emisji akustycznej, Rozprawa doktorska, Politechnika Poznańska, Poznań (2006)

[4] Sikorski W., Siodła K., Identification of Partial Discharge Sources in High Voltage Insulating Systems Using Acoustic Emission Method, *The 14th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH'2005)*, Pekin (2005)

[5] Kay S., Modern Spectral Estimation: Theory and Application, *Prentice Hall Inc*., New Jersey, (1988)

***Autorzy**: dr inż. Wojciech Sikorski, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: wojciech.sikorski@put.poznan.pl; dr hab. inż. Krzysztof Siodła, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: krzysztof.siodla@put.poznan.pl*

Konrad SOBOLEWSKI

Politechnika Warszawska, Katedra Wysokich Napięć i Aparatów Elektrycznych

Analiza zagrożenia urządzeń teleinformatycznych przepięciami indukowanymi w pętlach instalacyjnych sieci transmisji danych

Streszczenie. *W niniejszym referacie przedstawiono założenia instalacyjne komputerowych sieci transmisji danych oraz ich konfiguracje, w których mogą zaistnieć istotne zagrożenia spowodowane doziemnymi wyładowaniami piorunowymi. Zaproponowano również układ pomiarowy do badania wpływu impulsowego pola magnetycznego na pracę sieci transmisji danych. Zamieszczono także przykładowe wyniki badań eksperymentalnych wraz z interpretacją i wnioskami.*

Abstract*. In this article had shown assumptions for installations of computer data transmission lines and potential menaces arises from cloud to ground discharges. Proposed measurement setup to investigate influence of impulse magnetic field on working data transmission lines. The results of investigations are enclosed to text as also as interpretations and conclusions. (****The analysis of menace for telecommunication devices arises from induced overvoltages in data transmission lines.****).*

Słowa kluczowe: napięcia indukowane, ochrona przeciwprzepięciowa, instalacje transmisji danych, sieci komputerowe
Keywords: induced voltages, surge protection, data transmission networks, computer networks

Wprowadzenie

W codziennej praktyce inżynierskiej często notowane są przypadki uszkodzeń sprzętu elektrycznego i elektronicznego, jak również instalacji transmisji danych, na skutek doziemnych wyładowań piorunowych - pomimo stosowania środków i odgromowych. Dzieje się tak głównie w wyniku niedostosowania skuteczności ochrony do poziomu wrażliwości narażonych na przepięcia piorunowe urządzeń oraz instalacji. Równie niebezpieczne co wyładowania trafiające bezpośrednio w urządzenie są wyładowania pobliskie. Ze względu na dużo większą ilość tych ostatnich stwarzają one zdecydowanie większe zagrożenie niż trafienia bezpośrednie. Tradycyjna ochrona zazwyczaj w tych przypadkach zawodzi, ponieważ do obiektu nadal wnika niemal całkowite pole magnetyczne, które może w wewnętrznych pętlach indukować napięcia przekraczające odporność przyłączonych do nich urządzeń. W takich sytuacjach tylko takie działania, jak: redukcja pętli, ekranowanie przewodów lub pomieszczeń oraz stosowanie połączeń wyrównawczych może zapewnić eliminację uszkodzeń. Niezbędne zatem staje się kontrolowanie poziomu przepięć indukowanych i ich porównywanie z poziomem wytrzymałości zainstalowanych urządzeń i instalacji.

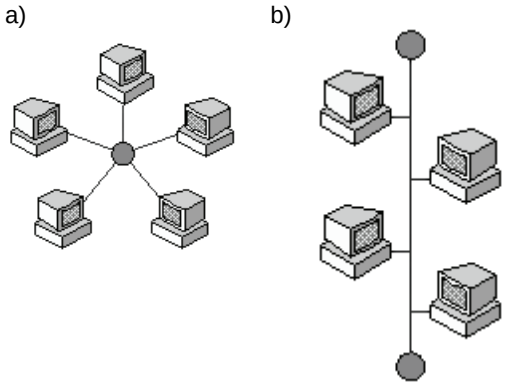
W niniejszym artykule przedstawiono założenia instalacyjne komputerowych sieci transmisji danych oraz potencjalne ich konfiguracje, które potencjalnie mogą być zagrożone prze pole elektromagnetyczne generowane przez wyładowania piorunowe. Zaproponowano również układ pomiarowy do badania wpływu impulsowego pola magnetycznego na pracę sieci transmisji danych. Zamieszczono także przykładowe wyniki badań wraz z interpretacją i wnioskami.

Założenia instalacyjne komputerowych sieci transmisji danych

Praktyczne realizacje instalacji komputerowych sieci transmisji danych powinny brać pod uwagę następujące trzy kryteria:

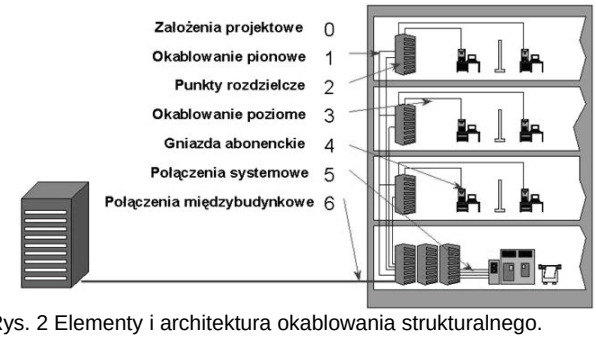
- określenie topologii sieci i związanej z tym organizacji fizycznej, np. zgodnie z normą IEEE 802.3-2005 [1]
- określenie sposobu realizacji okablowania strukturalnego (np. norma PN-EN 50173-1:2004) [2]
- określenie sposobu ochrony odgromowej tak wykonanej instalacji (np. norma PN-EN 61663-2:2002) [3]

W przypadku pierwszego kryterium najczęściej stosuje się jedną z dwóch topologii: topologię szyny lub gwiazdy. Oba rodzaje sieci komputerowych przedstawione są na rys. 1.



Rys. 1 Najczęściej używane topologie sieci: a) gwiazda, b) szyna

Główna różnica polega na zastosowanym typie okablowania: w przypadku topologii gwiazdy jest to kabel skręcany, potocznie nazywany skrętką czteroparową, zaś w przypadku topologii szyny jest to kabel koncentryczny. Biorąc pod uwagę budowę obu tych kabli możemy się spodziewać różnych poziomów odporności na zakłócające impulsowe pole magnetyczne.



Rys. 2 Elementy i architektura okablowania strukturalnego.

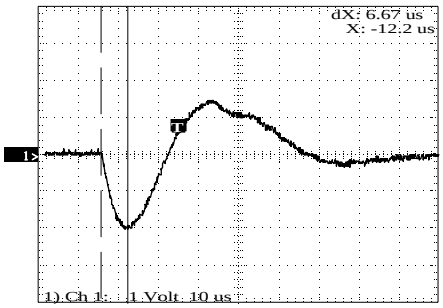
Drugie kryterium zostało wypracowane na skutek rozrastających się struktur sieciowych, które przy braku jednolitego systemu okablowania zaczynały być określane mianem „*spaghetti cabling*". Istota okablowania strukturalnego polega na zapewnieniu dostępu do sieci komputerowej (LAN) oraz usług telekomunikacyjnych z każdego punktu telekomunikacyjnego. Podstawowe

elementy okablowania strukturalnego oraz jego architekturę przedstawia rysunek 2.

Jak możemy na nim zobaczyć poszczególne elementy okablowania mogą tworzyć pętle indukcyjne o różnych kształtach, wymiarach i położeniu w przestrzeni, co może w konsekwencji powodować powstawanie większych lub mniejszych wartości napięć indukowanych w wyniku pojawienia się impulsowego pola magnetycznego pochodzącego od doziemnego wyładowania atmosferycznego.

Układ pomiarowy.

Pomiary napięć indukowanych zostały przeprowadzone na działającej sieci transmisji danych złożonej z dwóch połączonych wspólnym medium stanowisk komputerowych. Do generacji impulsowego pola magnetycznego został użyty wielofunkcyjny generator BEST EMC wraz z dołączoną anteną ramową. Impuls pola magnetycznego posiadał kształt 6.4/16 µs (rys. 3), a wartość natężenia pola magnetycznego była zmienna w zależności od wykonywanej próby i była definiowana dla środka anteny generatora.



Rys. 3. Kształt impulsu pola magnetycznego. Oś X – czas, 10 µs/działkę; oś Y – kształt napięcia odpowiadającego generowanemu impulsowi pola magnetycznego, 1 V/działkę

Do synchronizacji momentu wygenerowania impulsu z obserwacją oscyloskopową napięć indukowanych w torze transmisji danych posłużyła antena pomocnicza firmy EMCO, ustawiona równolegle do anteny generatora w odległości 4 metrów. Do rejestracji przebiegów czasowych został użyty oscyloskop cyfrowy Tektronix TDS 220.

W celu wykonania pomiarów zostały zaproponowane dwa układy pomiarowe, różniące się geometrią położenia anteny generującej impulsowe pole magnetyczne i poddawanego jego działaniu kabla łączącego dwa stanowiska komputerowe. Układy te zostały przedstawione na rys. 4.

W każdym z przypadków oscyloskop pomiarowy był włączany na końców kabla przy komputerze K1 między badany przewód transmisyjny a masę.

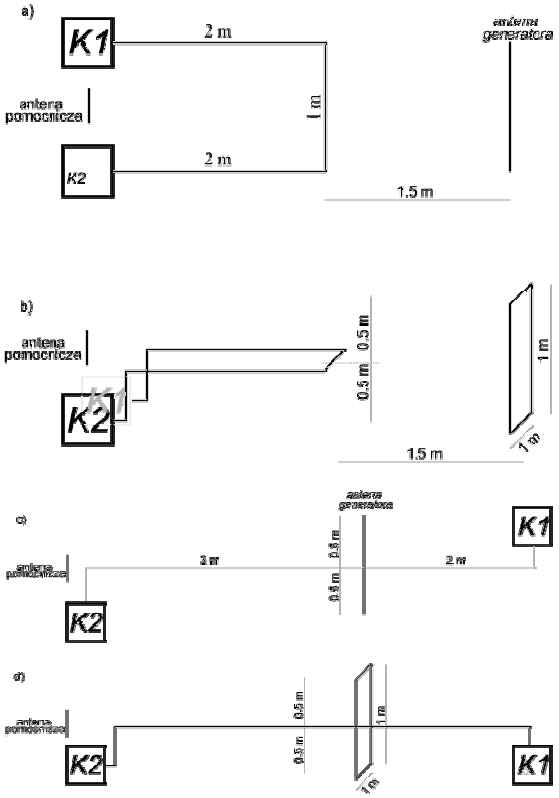
W każdym z układów zastosowano dwa rodzaje okablowania:

- kabel skręcany czteroparowy - AMP Systems Cable 24 AWG Shielded Cat 5
- kabel koncentryczny - MIL-C-17F RG-58C/U 50 ohm Coaxial Cable

Końce kabli zostały dołączone do zainstalowanych w komputerach kart sieciowych zgodnych ze specyfikacją NE2000 i posiadających dwa typy złączy:

- RJ45 dla kabli skręcanych
- BNC dla kabli koncentrycznych

W obu komputerach zainstalowano system operacyjny Linux, na jednym z nich uruchomiony został serwer FTP udostępniający pliki, zaś drugi pobierał udostępnione dane.

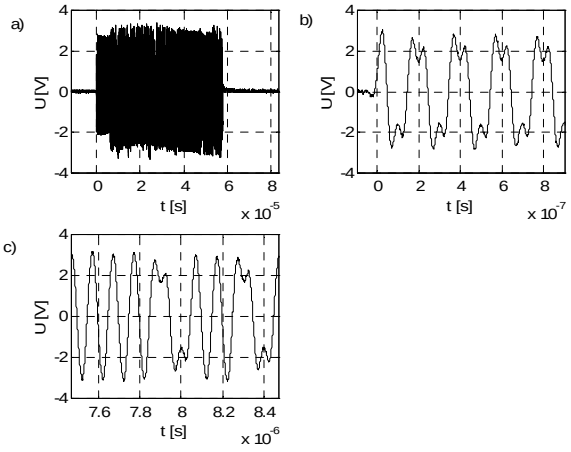


Rys. 4 Zastosowane układy pomiarowe: a) układ równoległy, widok z góry, b) układ równoległy, widok z boku, c) układ prostopadły, widok z góry, d) układ prostopadły, widok z boku; K1, K2 – komputery, wymiary – odległości między elementami

Kabel skręcany – wyniki pomiarów

Do połączenia komputerów wykorzystano 6 metrowy odcinek kabla skręcanego czteroparowego. Ze względu na zastosowany typ kart sieciowych zgodnych ze standardem 10Base-T do transmisji danych wykorzystywana była tylko jedna para przewodów.

W pierwszej kolejności, zanim przystąpiono do właściwych pomiarów napięć indukowanych w kablu przez impulsowe pole magnetyczne, dokonano pomiarów sygnałów roboczych. Przykładowe przebiegi zarejestrowane dla kabla skręcanego przedstawione są na rys. 5.



Rys. 5 Przykładowe przebiegi sygnału roboczego w kablu skręcanym, U (U_r) – napięcie sygnału roboczego: a) cała pakiet danych, b) powiększony fragment początkowego sygnału synchronizującego, c) powiększony fragment sygnału z danymi

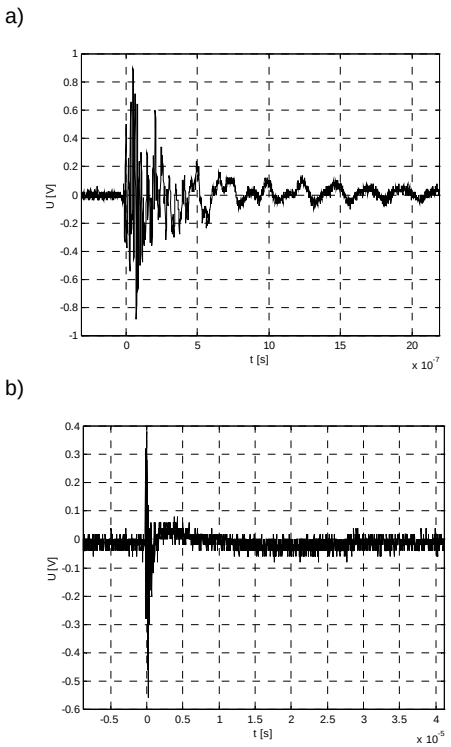
Czas trwania całego pakietu wynosił 58 µs, częstotliwość impulsów synchronizacyjnych wynosiła 5MHz, napięcie V_{pp} 4,96V, częstotliwość impulsów danych 10MHz i ich napięcie V_{pp} 5,52V. W celu ułatwienia wykonania pomiarów długość pakietu została zwiększona, co również spowodowało jego wydłużenie w czasie i całkowity czas trwania wynosił 1,24 ms i był powtarzany co 1,56 ms. W tabeli 1 przedstawiono średnie wartości napięć indukowanych w kablu otrzymane w wyniku pomiarów.

Tabela 1. Zestawienie wyników pomiarów dla kabla skręcanego. U_i – napięcie indukowane przy braku sygnału roboczego, U_r – napięcie robocze w momencie generowania impulsu pola magnetycznego

H [A/m]	Położenie A		Położenie B	
	U_i [V]	U_r [V]	U_i [V]	U_r [V]
500	1,12	5,77	1,15	5,84
750	1,87	5,86	1,31	6,16
1000	2,65	6,46	2,79	6,96

Jak widać z tabeli zmierzone poziomy napięć indukowanych w obu układach pomiarowych są do siebie zbliżone. Ich wartości nie spowodowały uszkodzenia fizycznego sprzętu, jedynie mogły powodować chwilowe zakłócenia przesyłanych danych. W przypadku trafienia momentu generacji impulsu pola magnetycznego na moment transmisji pakietu danych, oba sygnały nakładały się na siebie, co powodowało zakłócenie sygnału roboczego poprzez zmianę amplitudy ponad wartość znamionową, jak również wpływ na częstotliwość tego sygnału.

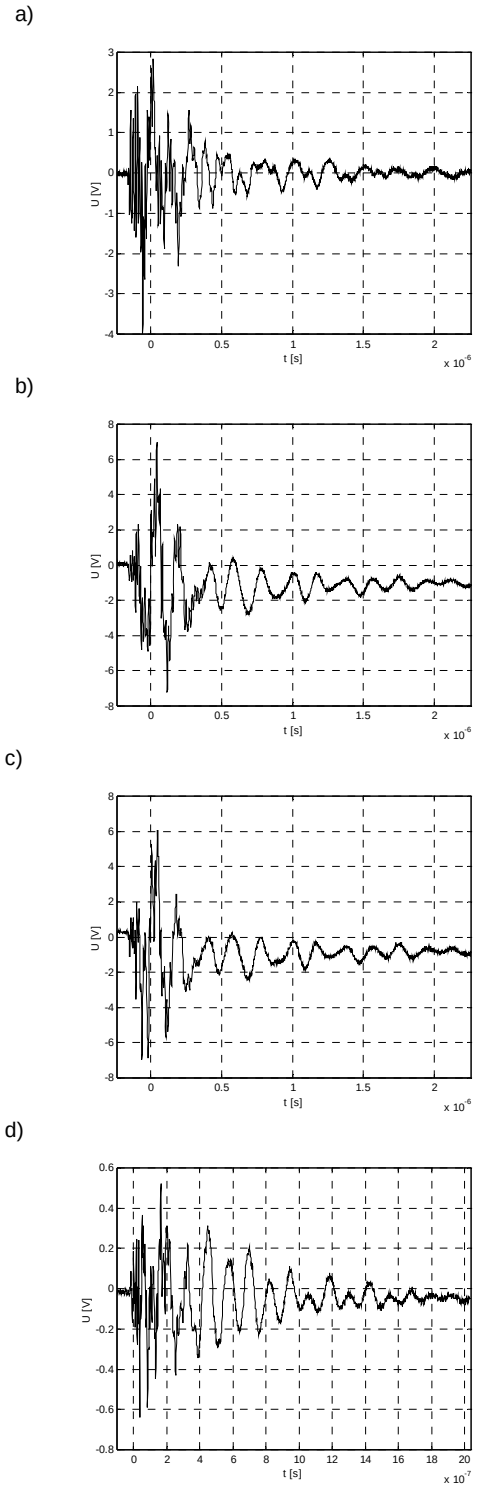
Na rys. 6 pokazane zostały przykładowe przebiegi napięć indukowanych w obu wariantach ułożenia kabla przy braku sygnału roboczego.



Rys. 6. Przykładowe przebiegi napięć indukowanych w kablu skręcanym, H=600 A/m, U (U_i) – napięcie indukowane [V]: a) położenie równoległe do anteny, b) położenie prostopadłe przechodzące przez środek anteny

Dodatkowo przeprowadzono pomiar napięć indukowanych w zależności od używanej pary przewodów. Ma to znaczenie o tyle istotne, ponieważ w praktyce można bardzo często spotkać sieci komputerowe zbudowane w oparciu o kabel skręcany, jednak połączone w sposób odmienny niż zalecany w standardzie[1].

Na rys. 7 pokazano zarejestrowane przebiegi napięć indukowanych we wszystkich czterech parach przewodów.



Rys. 7 Przykładowe przebiegi napięć indukowanych dla różnych par przewodów, H=2000 A/m, U (U_i) – napięcie indukowane [V]: a) zielony i zielono-biały, b) brązowy i brązowo-biały, c) niebieski i niebiesko-biały, d) pomarańczowy i pomarańczowo-biały

Jak możemy zaobserwować, nie są to przebiegi identyczne. Różnią się zarówno amplitudą, jak i również czasem trwania. Największe wartości zostały zmierzone dla pary przewodów brązowych i niebieskich, zaś najmniejsze

dla pary przewodów pomarańczowych. Trzeba również zauważyć, że czas trwania napięcia indukowanego w ostatnim przypadku był zdecydowanie najdłuższy.

Kabel koncentryczny – wyniki pomiarów

Do badań został użyty kabel koncentryczny o długości 6 metrów. W przypadku tej części pomiarów zdecydowano się na zastosowanie tylko drugiej konfiguracji pomiarowej (układ prostopadły, kabel koncentryczny przechodził przez środek ramowej anteny generatora) ze względu na to, iż we wcześniejszych pomiarach wyraźnie było widać, że zmierzone wartości napięć indukowanych są większe niż w układzie równoległym. Zarejestrowane wyniki przedstawione zostały w tabeli 2.

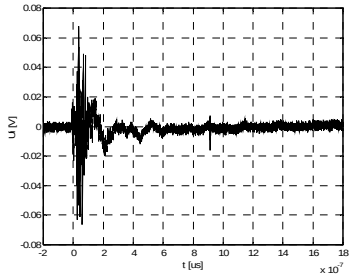
Tabela 2. Zestawienie zmierzonych wartości napięć indukowanych w kablu koncentrycznym.

H [A/m]	U_i [mV]
300	65,4
500	121,4
700	150,5
1000	212,5

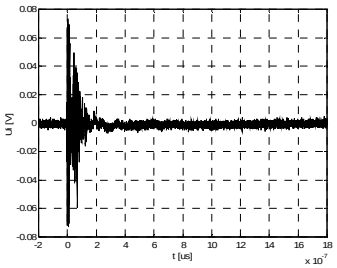
Jak możemy zobaczyć zmierzone wartości napięć indukowanych są bardzo niewielkie (zarówno odnosząc do przebadanego wcześniej kabla koncentrycznego jak i napięcia sygnału roboczego) i biorąc pod uwagę stosunkowo niskie wartości napięcia sygnału roboczego możemy z dość dużą pewnością stwierdzić, iż jego zakłócenie bądź uszkodzenie fizyczne urządzeń sieciowych jest w tym przypadku mało prawdopodobne.

Na rysunku 8 pokazane zostały przykładowe zmierzone napięcia indukowane w badanym kablu koncentrycznym.

a)



b)



Rys. 8 Przykładowe przebiegi napięć indukowanych w kablu koncentrycznym: a) przy natężeniu pola magnetycznego 500 A/m, b) przy natężeniu pola magnetycznego 1000 A/m

Wnioski i komentarze

Analizując przeprowadzonych pomiarów można wyciągnąć następujące wnioski:

- Zaproponowany układ pomiarowy do badania wpływu impulsowego pola magnetycznego na wartość napięć indukowanych w komputerowych instalacjach transmisji danych może być stosowany do oceny potencjalnych narażeń prostych konfiguracji sieciowych.
- Porównując wyniki pomiarów dla dwóch układów geometrycznych można zauważyć niewielki wzrost amplitudy zmierzonych napięć indukowanych dla układu pomiarowego, w którym badany kabel był przeprowadzony przez środek anteny generatora.
- Porównując zmierzone wartości amplitud napięć indukowanych w różnych parach przewodów kabla skręcanego można zauważyć, że są między nimi różnice.
- Zgodnie z oczekiwaniami dużo mniejszej wartości napięcia indukowane zostały zarejestrowane w przypadku kabla koncentrycznego.
- W praktyce, gdzie mamy do czynienia z większymi powierzchniami pętli instalacyjnych oraz dłuższymi odcinkami kabli, spodziewane wartości napięć indukowanych mogą być większe.
- Niezbędne jest prowadzenie badań eksperymentalnych i teoretycznych, np. przy wykorzystaniu modeli obwodowych lub polowych, celem doprowadzenia do uogólnień umożliwiających znaczącą redukcję napięć indukowanych przez wyładowania piorunowe w pętlach sieci informatycznej.

LITERATURA

1. IEEE 802.3-2005 „IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements Part 3: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications”
2. PN-EN 50173-1:2004 „Technika informatyczna. Systemy okablowania strukturalnego. Część 1. Wymagania ogólne i strefy biurowe.”
3. PN-EN 61663-2:2002 „Ochrona odgromowa. Linie telekomunikacyjne. Część 2. Linie wykonywane przewodami metalowymi.”
4. Konrad Sobolewski, Marek Łoboda „Napięcia indukowane przez impuls elektromagnetyczny od wyładowania atmosferycznego w krótkich odcinkach kabli”, Łańcut 2002
5. IEC 61000-4-9:1995: EMC – Part 4 – Testing and measurement techniques – Section 9: Pulse magnetic field immunity test. Basic EMC Publication.

***Autor**: mgr inż. Konrad Sobolewski, Politechnika Warszawska, Katedra Wysokich Napięć i Aparatów Elektrycznych, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, e-mail: Konrad.Sobolewski@ee.pw.edu.pl*

Andrzej SOWA, Jarosław WIATER

Politechnika Białostocka, Katedra Telekomunikacji i Aparatury Elektronicznej

Ochrona przed impulsowymi narażeniami elektromagnetycznymi obwodów niskonapięciowych na stacji elektroenergetycznej

Streszczenie. *Urządzenia elektroniczne instalowane na terenie stacji elektroenergetycznych narażone są na bezpośrednie oddziaływanie impulsowego pola elektromagnetycznego oraz napięć/prądów udarowych dochodzących do przyłączy sygnałowych i zasilających tych urządzeń. Narażenia udarowe są szczególnie niebezpieczne dla cyfrowych systemów sygnalizacji i sterowania. Mogą one spowodować błędną pracę tych systemów lub uszkodzenie poszczególnych urządzeń. Projektując systemy ochrony przed tego rodzaju zagrożeniem należy posiadać podstawowe informacje o poziomach udarowych narażeń elektromagnetycznych, poziomach odporności udarowej analizowanych urządzeń oraz o sposobach ich ochrony przed występującymi narażeniami.*

***Abstract**. In the HV substation the damages or malfunctions of electronic equipment were very often caused by electromagnetic pulses. These disturbances, which sources are switching operations in primary and secondary circuits, earthing faults or lightning strikes, can cause severe problems in low-voltage control and measurement systems. In this paper the levels of impulse disturbances were compared with surge immunity of electronic equipment and the protection against overvoltages in low-voltage circuits is presented **(Low voltage circuits protection against electromagnetic impulse on the substation)**.*

Słowa kluczowe: przepięcia, ograniczanie przepięć, stacja elektroenergetyczna.
Keywords: overvoltages, overvoltages protection, high-voltage power stations.

Wstęp

Stworzenie warunków do pewnego i niezawodnego działania urządzeń oraz systemów elektronicznych wymaga oceny impulsowych narażeń elektromagnetycznych w miejscu ich zainstalowania. Problem ten jest szczególnie istotny w przypadku systemów pracujących na terenie stacji elektroenergetycznej. Projektując systemy ochrony przed tego rodzaju zagrożeniem należy posiadać podstawowe informacje o:

- chronionych urządzeniach oraz systemach, w których one pracują,
- charakterze narażeń udarowych występujących na terenie stacji,
- wymaganych poziomach odporności udarowej urządzeń elektronicznych,
- właściwościach i zasadach dobory elementów i układów wykorzystywanych do ochrony przed narażeniami udarowymi.

Poniżej szczegółowo scharakteryzowane zostaną trzy ostatnie punkty. Szczególna uwaga zostanie zwrócona na zasady doboru elementów ograniczających przepięcia dochodzące do przełączy sygnałowych urządzeń elektronicznych.

Ocena narażeń udarowych na terenie stacji elektroenergetycznej

W stacji elektroenergetycznej szczególne groźne dla urządzeń elektronicznych są:

- operacje łączeniowe w obwodach wysokonapięciowych oraz obwodach wtórnych,
- wyładowania piorunowe na terenie stacji lub w bliskim jej sąsiedztwie oraz wyładowania piorunowe w linie elektroenergetyczne wysokich i średnich napięć,
- stany awaryjne np. zwarcia, doziemienia,
- działanie ograniczników przepięć.

Zjawiska te źródłem impulsowego pola elektromagnetycznego oddziałującego bezpośrednio na urządzenia i okablowanie oraz napięć i prądów udarowych powstających w instalacjach zasilających i liniach sygnałowych.

We współczesnych stacjach wysokich napięć budynki nastawni mogą znajdować się w znacznej odległości od miejsca zainstalowania elementów pomiarowych lub wykonawczych. Stwarza to konieczność stosowania linii przesyłu sygnałów o długościach dochodzących do kilkuset metrów. W takich systemach, w przypadku przepięć w liniach wysokich napięć, mogą wystąpić również przepięcia o znacznych wartościach, stwarzające zagrożenie dla izolacji urządzeń w nastawni. W przypadku przekładników przepięcia przenoszą się ze strony pierwotnej na wtórną droga sprzężeń: magnetycznego, elektrycznego i galwanicznego. Sprzężenia powodują, że w miejscu pomiarów mogą wystąpić napięcia udarowe doziemne oraz różnicowe. Z danych literaturowych [1] wynika, że napięcia doziemne mogą osiągać wartości nawet do kilku kilowoltów, a w przypadku sprzężeń galwanicznych dochodzą nawet do 20 kV. Powstające udary mogą spowodować błędne działanie urządzeń lub ich uszkodzenie oraz stanowić zagrożenie dla bezpieczeństwa personelu.

Impulsowe pole elektromagnetyczne

Źródłem impulsowych pól elektromagnetycznych są urządzenia elektroenergetyczne oraz linie wysokich napięć. Wyniki prowadzonych rejestracji wskazują, że w pobliżu wyłączników wysokonapięciowych mogą wystąpić impulsy elektromagnetyczne o szerokim widmie częstotliwości - od kilkuset kHz do ok. 200 MHz. Przykładowe wartości podstawowych parametrów charakteryzujących impulsy elektromagnetyczne rejestrowane na terenie stacji zestawiono w tabeli 1.

Tabela 1. Parametry impulsów elektromagnetycznych wytwarzanych w pobliżu wyłączników wysokonapięciowych.

Parametry impulsu	Napięcie znamionowe sieci			
	345 kV		500 kV	
	pole elektr.	pole magnet.	pole elektr.	pole magnet.
wartość szczytowa	5 kV/m	1.2 A/m.	50 kV/m	2 A/m
czas narastania	180 ns	60 ns	700 ns	100 ns
czas trwania	1000 ns	2000 ns	1500 ns	5000 ns
częstotliwość	10-20 MHz	5 MHz	1-20 MHz	1-20 MHz

Należy zauważyć, że impulsy pola o tak dużych wartościach szczytowych występują tylko w ograniczonym obszarze w bliskim sąsiedztwie wyłączników.

Innym źródłem impulsowego pola elektromagnetycznego są doziemne wyładowania piorunowe na terenie stacji lub w bliskim jej sąsiedztwie.
Wyniki rejestracji impulsowego pola elektromagnetycznego wywołanego przez głównie wyładowania doziemne zestawiono w tablicy 2.

Tablica 2. Parametry impulsowego pola elektromagnetycznego powstającego podczas wyładowań atmosferycznych

Rodzaj wyładowania	Parametry natężenia pola elektrycznego i magnetycznego
Główne doziemne wyładowanie piorunowe	Kilkaset kV/m - w pobliżu kanału wyładowania.
	Kilkadziesiąt kV/m - w odległości kilkudziesięciu metrów od miejsca uderzenia piorunu.
	Wartości przekraczające 100 V/m - w odległości kilku-kilkunastu km od miejsca uderzenia piorunu.
	Kilka kA/m - w odległości kilku metrów od kanału wyładowania
	Wartości przekraczające 100A/m występuję w odległości od kilkudziesięciu do kilkuset metrów,
	2,5 – 4 µs - czas narastania natężenia pola elektrycznego.
	Kilka µs - czas narastania natężenia pola magnetycznego
Kolejne doziemne wyładowania główne w kanale	Wartości natężenia pola elektrycznego i magnetycznego wywołanego przez kolejne wyładowania są mniejsze w porównaniu z tymi, jakie powstają podczas pierwszego wyładowania głównego w kanale
	1 - 2 µs - czas narastania natężenia pola elektrycznego
	Od dziesiątych części do kilku µs - czas narastania natężenia pola magnetycznego

Poziomy odporności udarowej urządzeń

Zakres badań odporności na bezpośrednie oddziaływanie impulsowego pola elektromagnetycznego oraz działanie napięć lub prądów udarowych najczęściej określają normy dotyczące danego urządzenia lub grupy urządzeń.
Ograniczając zakres rozważań tylko do ochrony przed narażeniami udarowymi należy sprawdzić odporność urządzeń na:

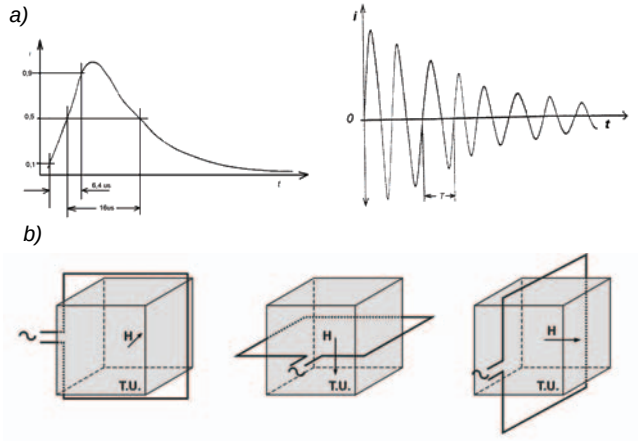
- bezpośrednie oddziaływanie impulsowego pola magnetycznego,
- działanie jednobiegunowych udarów napięciowo-prądowych symulujących przepięcia łączeniowe oraz indukowane przepięcia piorunowe,
- działanie niepowtarzalnych, przebiegów oscylacyjnych tłumionych powstających podczas procesów łączeniowych w liniach zasilających lub sterujących oraz wyładowań atmosferycznych,
- działanie powtarzalnych szybkich elektrycznych zakłóceń impulsowych.

Bezpośrednie oddziaływanie na urządzenia impulsowego pola magnetycznego

Właściwością urządzenia, na którą należy również zwrócić uwagę jest jego odporność na bezpośrednie oddziaływanie impulsowego pola magnetycznego.

Zaproponowany w normach PN-EN 61000-4-9 i PN-EN 61000-4-10 kształt impulsu i jego wartości szczytowe odwzorowują zagrożenie, jakie wywołuje prąd pierwszego i kolejnych wyładowań głównych w kanale lub procesy łączeniowe w stacjach elektroenergetycznych.

W badaniach prowadzonych zgodnie z zaleceniami tych norm urządzenia narażane są na działanie impulsowego natężenia pola magnetycznego wytworzonego przez prądy udarowy o kształtach przedstawionych na rys. 1. Wartości szczytowe impulsów pola magnetycznego uzależnione są od przyjętej klasy środowiska. W badaniach uwzględniane jest oddziaływanie pola w trzech osiach urządzenia (rys. 1b). Wartości poziomów natężenia impulsowego pola magnetycznego w poszczególnych klasach przedstawiono w tabl. 3.



Rys. 1. Udary prądowe stosowane do generacji impulsowego pola magnetycznego oraz układy połączeń do badania odporności urządzenia na działanie tego pola (wg PN-EN 61000-4-9, PN-EN 61000-4-10)

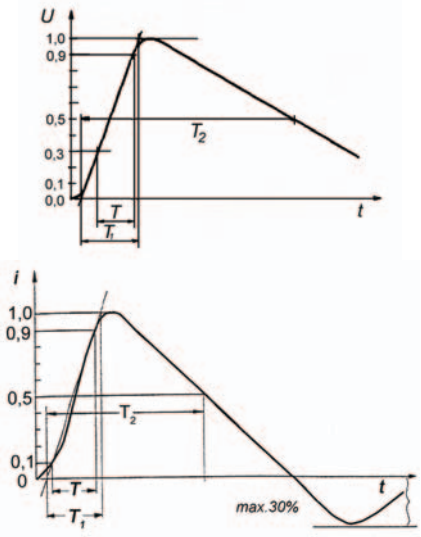
Tabela 3. Poziomy testów impulsowego natężenia pola magnetycznego

Poziom	Impulsowe natężenie pola magnetycznego (A/m.)	
	Udarowe	oscylacyjnie tłumione
1	n.s.	n.s.
2	n.s.	n.s.
3	100	10
4	300	30
5	1000	100
x	specjalny	specjalny

n.s. - nie stosowany

Udary jednobiegunowe

W warunkach laboratoryjnych zagrożenie stwarzane przez przepięcia atmosferyczne oraz przepięcia łączeniowe odwzorowuje się narażając urządzenia na działanie napięć/prądów udarowych o kształcie 1,2/50-8/20µs (rys.2).



Rys.2. Przebiegi czasowe udarów napięciowego 1,2/50 i prądowego 8/20

W przypadku stacji elektroenergetycznych do oceny zagrożenia udarowego przyłączy sygnałowych można przyjąć wartości zalecane w klasie IV lub V (Tabela 3.). W tych klasach instalacje są narażone na skoki potencjałów o znacznych wartościach wywołane przez stany nieustalone

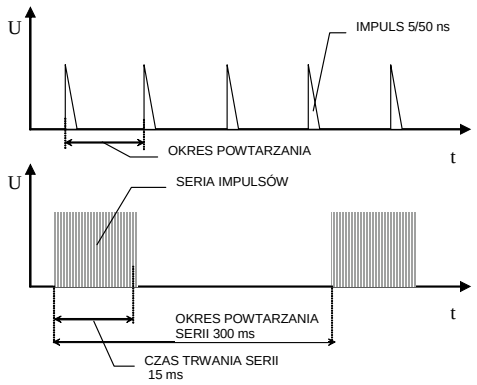
w instalacji elektrycznej, zwarcia oraz przez wyładowania piorunowe. Mogą wystąpić prądy udarowe o wartościach szczytowych rzędu od kilku-kilkudziesięciu kiloamperów.

Tabela 3. Poziomy udarów zalecanych do badań przyłączy sygnałowych w zależności od klasy instalacji (wg PN-EN 61000-4-5)

Klasa instalacji	Poziom probierczy			
	Niesymetryczne obwody/linie Rodzaj sprzężenie		Symetryczne obwody/linie Rodzaj sprzężenie	
	Między przewodami linii	Między przewodem a ziemią	Między przewodami linii	Między przewodem a ziemią
0	NA	NA	NA	NA
1	NA	0,5	NA	0,5
2	0,5	1,0	NA	1,0
3	1,0	2,0	NA	2,0
4	2,0	4,0	NA	2,0
5	2,0	4,0	NA	4.0
x				

Serie szybkich elektrycznych stanów przejściowych

Serie szybkich zakłóceń impulsowych 5/50 ns mają symulować stany łączeniowe w sieci zasilającej przenikające także do przyłączy sterujących i sygnałowych urządzeń elektronicznych. Charakterystyczne dla próby są krótki czas narastania udaru (5 ns), cykle powtarzania oraz mała energia (rys. 3).



Rys.3. Serie szybkich elektrycznych stanów przejściowych

Podstawowe informacje o poziomach probierczych szybkich elektrycznych stanów przejściowych zestawiono w tabeli 4.

Tabela 4. Poziomy odporności zgodne z PN-EN 61000-4-4

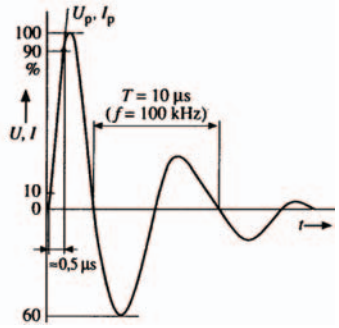
Poziom odporności	Linie zasilające	Linie we/wy sygnałowe i kontrolne
1	0,5 kV	0,25 kV
2	1 kV	0,5 kV
3	2 kV	1 kV
4	4 kV	2 kV
X-specjalny	---	---
UWAGA: specjalny poziom odporności ustalany przez indywidualne potrzeby odbiorcy		

W przypadku stacji elektroenergetycznej należy uwzględnić poziomy probiercze odpowiadające 3 lub 4 klasie instalacji. Poziomy tych klas dotyczą:

- typowych środowisk przemysłowych np. hale przemysłowe, elektrownie, sala przekaźników podstacji napowietrznych linii wysokiego napięcia (poziom 3),
- surowe warunki przemysłowe np. strefy zewnętrze instalacji przemysłowych i elektrowni, podstacje elektroenergetyczne (poziom 4).

Niepowtarzalne przebiegi oscylacyjne tłumione

Tłumione przebiegi sinusoidalne (rys. 4). powstają w wyniku procesów łączeniowych w liniach zasilających i sterujących oraz podczas wyładowań atmosferycznych. Poziomy odporności przy badaniach niepowtarzalnymi przebiegami oscylacyjnymi tłumionymi są analogiczne jak w przypadku serii szybkich elektrycznych stanów przejściowych.



Rys.4. Przebieg oscylacyjny tłumiony (wg PN-IEC 61000-4-12)

Poziomy odporności udarowej przyłączy sygnałowych urządzeń

Projektując systemy ograniczania przepięć w liniach przesyłu sygnałów należy uwzględnić informacje o poziomach odporności udarowej przyłączy sygnałowych urządzeń systemów telemechaniki.

Na podstawie dostępnych danych w tabeli 5 zestawiono wymagane wartości poziomów odporności udarowej urządzeń, które mogą być stosowane w takich systemach.

Tabela 5. Poziomy odporności na działanie udarów 5/50 ns i 1,2/50-8/20µs przyłączy sygnałowych urządzeń elektrycznych i elektronicznych

Urządzenia	Poziomy odporności udarowej
Urządzenia informatyczne (PN-EN 55024)	Przyłącza sygnałowe i przyłącza teletransmisyjne: udary 5/50 ns - ± 500V, udary 1,2/50-8/20 - 1000 V.
Urządzenia elektryczne i elektroniczne (NAMUR NE 21)	Linie sygnałowe, cyfrowe, pomiarowe oraz sterujące: udary 5/50 ns - ± 500V, udary 1,2/50-8/20 µs - 1 000V/500V
Sprzęt pomiarowy, sterujący i laboratoryjny (PN-EN 61010-1)	Przyrządy pomiarowe, automatyki i urządzenia laboratoryjne: udary 5/50 - 1 000V poziom podwyższony (zastosowanie przemysłowe) udary 5/50 - 1 000V udary 1,2/50-8/20 µs - 1 000V
Przekaźniki pomiarowe i urządzenia zabezpieczające (PN-IEC 60255-22-4)	Przekaźniki pomiarowe i urządzenia zabezpieczające do normalnego zastosowania w elektrowniach, stacjach elektroenergetycznych i zakładach przemysłowych. - udary 5/50 ns - 2000 V ± 10%

Pojawiają się również zalecenia dokładnie określające zakres badań urządzeń telekomunikacyjnych, do których dochodzą linie ze stacji elektroenergetycznych (tabela 6).

Podstawowe zasady ochrony przed przepięciami

Przystępując do ochrony przed przepięciami w obwodach przesyłu sygnałów systemów elektronicznych należy uwzględnić przedstawione poniżej sposoby zmniejszania występującego zagrożenia.

- Zmniejszanie przenikania pól elektromagnetycznych do aparatów i okablowania.
- Wyrównywanie potencjałów.
- Ekranowanie kabli obwodów wtórnych.

Tabela 6. Podstawowy zakres badań obwodów telekomunikacyjnych stosowanych w stacjach elektroenergetycznych

Rodzaj testu	Podstawowe parametry
Badanie napięciem przemiennym lub stałym	Napięcia przemienne 500V dla napięć do 50 V oraz 2000 V -napięcia od 51 V do 250 V Test trwający 1 minutę, można również badań napięciem stałym o wartości 1,4 napięcia przemiennego.
Badania odporności udarowe	Do badań stosowano napięcie udarowe o kształcie 1,2/50 µs i wartości szczytowej 5 kV. Testy przeprowadzane na nowych, jeszcze nieużywanych urządzeniach.
	Badania napięciami udarowymi oscylacyjnymi, tłumionymi. Czas narastania napięcia udarowego 75 ns, częstotliwości około 1 MHz. Zanik napięcia do połowy wartości szczytowej w czasie pomiędzy 3 i 6 okresem. Wartość szczytowa 2,5 kV. Częstotliwość powtarzania 6 - 10 udarów w czasie 20 ms. Czas trwania badania 2 s.
	Serie szybkich elektrycznych stanów przejściowych o wartości szczytowej 4 kV.
W czasie badań napięcia są przykładane pomiędzy: - każdy niezależny obwód a obwód uziemienia (końce niezależnych obwodów powinny być połączone), - połączone zakończenia niezależnych grup obwodów (grupy określane przez producenta), - zakończenia obwodów określonych przez producenta.	

- Instalowanie kabli w metalowych kanałach, grupowanie kabli oraz zachowanie odpowiednich odstępów pomiędzy kablami należącymi do systemów o różnej wrażliwości na zakłócenia.
- Stosowanie kabli światłowodowych z odpowiednim wyposażeniem.
- Instalowanie urządzeń lub układów „ucinających" lub ograniczających przepięcia.
- Separowanie obwodów o różnych potencjałach.

Tworząc system chroniący przed przepięciami należy rozważyć możliwości stosowania każdego z powyższych sposobów i wybrać optymalne rozwiązanie dla analizowanego przypadku.

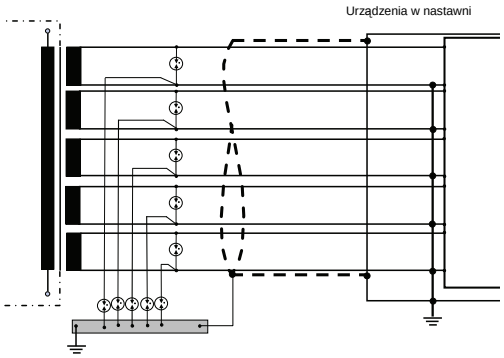
Elementy i układy ochrony przed przepięciami

W przypadku zaburzeń występujących w stacjach elektroenergetycznych stosowanie przedstawionych sposobów ograniczania oddziaływania zakłóceń na obwody niskonapięciowe najczęściej nie eliminuje możliwości powstawania przepięć o wartościach szczytowych przekraczających odporność przyłączy sygnałowych. Do ochrony przed występującym zagrożeniem należy stosować urządzenia ograniczające przepięcia lub zapewniających separację obwodów. Do takich urządzeń należy zaliczyć:

- elementy gazowyładowcze „ucinające" przepięcia (np. różnego rodzaju iskierniki elektrodami węglowymi lub metalowymi),
- elementy półprzewodnikowe ograniczające przepięcia (np. warystory, diody zabezpieczające, diody Zenera),
- układy ograniczające przepięcia, składające się z odpowiednio dobranych i połączonych elementów gazowyładowczych i półprzewodnikowych,
- elementy izolujące, np.: transformatory separujące, optoelementy, wysokonapięciowe przekaźniki izolujące, łącza światłowodowe.

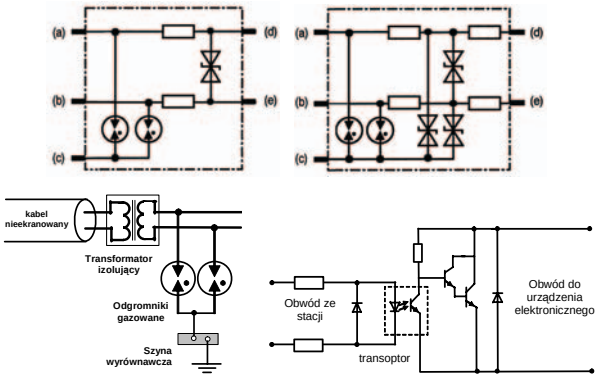
Do ochrony podstawowej najczęściej są stosowane układy elementów gazowyładowczych (rys. 5).

Możliwość występowania znacznych różnic potencjałów na terenie stacji lub pomiędzy stacją a miejscem, do którego są przesyłane informacje stwarza konieczność stosowania podzespołów rozdzielających.



Rys. 5. Przykład zastosowania elementów gazowyładowczych do ograniczania przepięć w układzie z przekładnikiem prądowym

Do izolowania (rozdzielania, separacji) wykorzystywane są transformatory izolujące i transoptory (rys. 6).



Rys. 6. Przykłady układów ograniczających przepięcia oraz rozdzielających obwody w systemach przesyłu sygnałów

Wytrzymałość udarowa izolacji (badania napięciem udarowym 1,2/50 µs) pomiędzy uzwojeniami transformatora wynosi 25 – 35 kV i dochodzi nawet do 50 kV.

Zakończenie

Stosowanie coraz doskonalszych urządzeń elektronicznych w systemach kontrolno-pomiarowych w stacjach elektroenergetycznych stwarza konieczność przeanalizowania ich zagrożeń udarowych oraz podjęcie odpowiednich środków ochrony. Dodatkowym problemem jest konieczność wyeliminowania wpływu zastosowanych urządzeń ograniczających zakłócenia na pracę chronionych systemów elektronicznych

LITERATURA

[1] Nowicz R.: Przekładniki napięciowe. Klasyczne, specjalne i niekonwencjonalne. Monografie Politechniki Łódzkiej, 2003,
[2] NAMUR NE 21:1998, Elektromagnetische Vertraglichkeit von Betriebsmitteln der Prozess- und Labortechnik.
[3] IEEE Std 4487-2000, IEEE Recommended Practice for Protection of Wire-Line Communication Facilities Serving Electrical Supply Location.
[4] PN-EN 50174-3:2005, Technika informatyczna. Instalacje okablowania. Część 3: Planowanie i wykonawstwo instalacji na zewnątrz budynku.

***Autorzy**: dr hab. inż. Andrzej W. Sowa, prof. P.B., Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, ul. Wiejska 45D, Białystok, E-mail: andrzej.sowa@ochrona.net.pl; mgr inż. Jarosław Wiater, Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, ul. Wiejska 45D, Białystok, E-mail: jaroslawwiater@vela.pb.bialystok.pl*

Andrzej SOWA, Jarosław WIATER

Politechnika Białostocka, Katedra Telekomunikacji i Aparatury Elektronicznej

Oddziaływanie układów SN stacji elektroenergetycznej na systemy teleinformatyczne w dużym obiekcie przemysłowym

Streszczenie. *W artykule przedstawiono wyniki pomiarów zakłóceń w lokalnej sieci komputerowej dużego zakładu przemysłowego zasilanego z sieci elektroenergetycznej 6kV. W zakładzie wykorzystywane są odbiory energii elektrycznej na poziomie 6kV o łącznej mocy zainstalowanej 7MW.*

Abstract*. This paper presents disturbances measurement results inside the computer network during normal conditions. The study was considered for the large industrial plant. Electric power devices of this plant are supply from MV distribution substation at the 6kV voltage level. Maximum load of it oscillates around the 7MW level. Major parts of the devices used for manufacturing process are controlled by LAN (Local Area Networks) (**MV substation influence on the large industrial plant data communications systems)**.*

Słowa kluczowe: przepięcia łączeniowe, zakład przemysłowy, obwody sterowania, stacja SN/nN, sieć komputerowa, LAN.
Keywords: switching operations, control circuits, industrial plant, MV/LV substation, LAN, computer network.

Wstęp

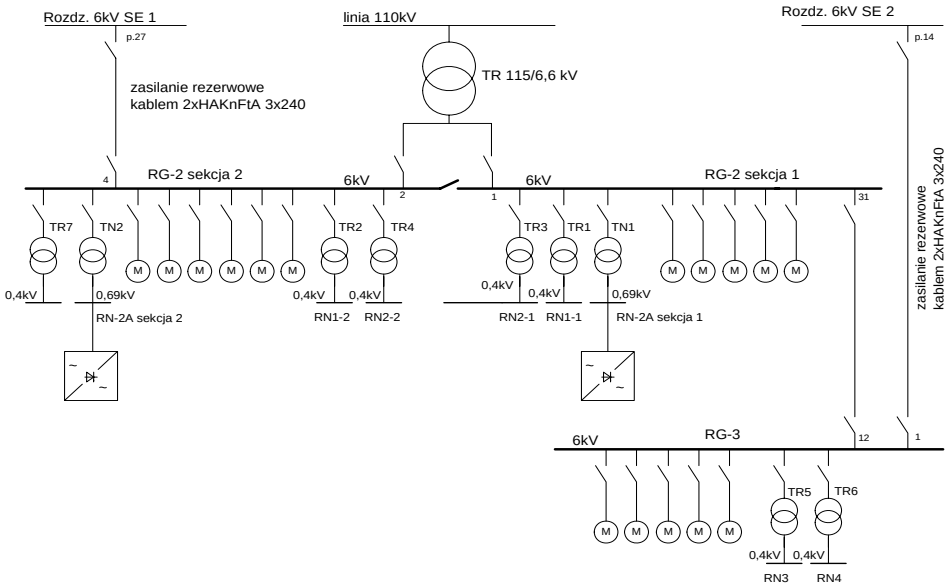
W celu stworzenia warunków do pewnego i niezawodnego działania urządzeń i systemów elektronicznych należy posiadać podstawowe informacje o narażeniach elektromagnetycznych w miejscu ich zainstalowania. Kwestia ta jest bardzo ważna w przypadku dużych obiektów przemysłowych. Stosuje się w nich coraz częściej różnorodne układy elektroniczne do pomiaru i sterowania. Systemy elektroniczne nadzorują produkcję oraz planują i kontrolują zaopatrzenie materiałowe zakładu. W takich obiektach do komunikacji wykorzystywane są coraz powszechniej sieci komputerowe typu LAN (Local Area Networks).

W dużych obiektach przemysłowych narażenia impulsowe mogą spowodować błędne zadziałanie urządzeń sprzężonych siecią LAN i doprowadzić do awarii w układach wykonawczych i systemach kontrolno-pomiarowych.

Konsekwencją błędnego zadziałania lub uszkodzenia urządzeń w rozbudowanym systemie mogą być znaczne straty finansowe wywołane przez przestoje. Może zostać również przerwany cały proces technologiczny, który do ponownego uruchomienia wymaga czasu i znacznych nakładów finansowych.



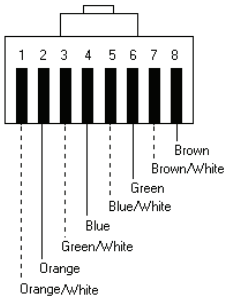
Rys.2. Rozdzielnia główna SN badanego zakładu przemysłowego



Rys.1. Uproszczony schemat sieci rozdzielczej 6kV badanego zakładu przemysłowego [1]

Odpowiednio dobierając sposób ochrony systemów elektronicznych pracujących w dużych obiektach przemysłowych należy korzystać z informacji o zagrożeniach stwarzanych przez różne źródła zakłóceń. Niezbędne staje się przeprowadzanie szeroko rozumianych analiz, rzeczywistych pomiarów wartości szczytowych i kształtów udarów dochodzących do portów sygnałowych i zasilających newralgicznych urządzeń.

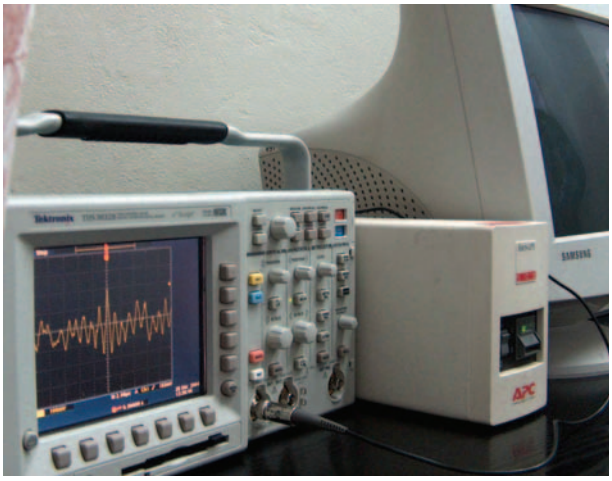
W niniejszym opracowaniu podjęto próbę oceny zagrożenia portów wejściowych urządzeń LAN w dużym obiekcie przemysłowym.



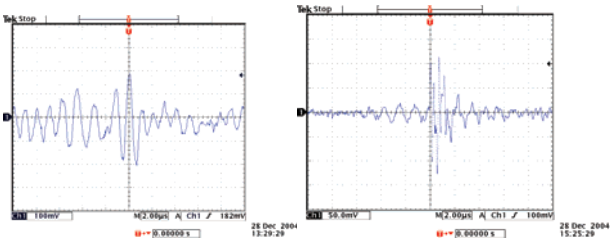
Rys.3. Opis złącza RJ45 używanego w sieci LAN [2]

Analizowany zakład przemysłowy

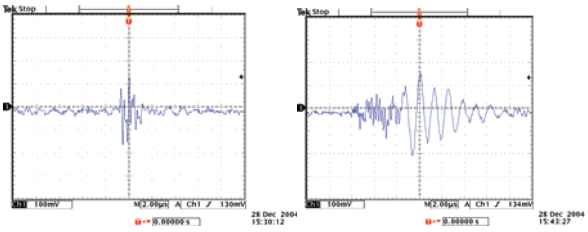
Pomiary prowadzono w dużym zakładzie przemysłowym, w którym do procesu produkcyjnego wykorzystywanych jest m.in. szesnaście silników o łącznej mocy 5,41 MW pracujących w różnych konfiguracjach, z różnym współczynnikiem jednoczesności. Silniki zasilane z szyn zbiorczych rozdzielni 6 kV umieszczonej w nietypowy sposób - na 3 piętrze budynku (rys. 1).



Rys.4. Stanowisko pomiarowe



Rys.5. Napięcie na złączu RJ45 (wyprowadzenia nr 2-3 i 4-5)



Rys.6. Napięcie na złączu RJ45 (wyprowadzenia nr 1-8 i 4-7)

Rozdzielnia zasilana jest dwustronnie oraz posiada sekcjonowane szyny (rys.2). Wszystkie procesy łączeniowe dokonywane są za pomocą wyłączników próżniowych na poziomie 6kV.

Dodatkowo na poziomie napięcia 0,69kV zainstalowano dwa przekształtniki AC/AC obciążone łączną mocą zainstalowaną 2MW – sterowane centralnie w zależności od potrzeb procesu produkcyjnego. Wszystkie wykorzystywane odbiory umieszczone są w trzech dużych halach produkcyjnych.

W pomieszczeniach biurowych przyległych do jednej z hal oraz do rozdzielni 6kV zainstalowana jest wewnętrzna lokalna sieć komputerowa umożliwiająca komunikację i nadzór nad zautomatyzowanym procesem produkcyjnym. Wydzielona grupa komputerów posiada wyjście na zewnętrzną sieć komputerową (internet), umożliwiającą zdalną kontrolę i nadzór nad komputerowym systemem sterowania i monitoringu. Stosowanie skomputeryzowanego przekształtnika, dostosowanego do sterowania procesem produkcyjnym, pozwala na znaczne oszczędności w zużyciu energii elektrycznej. Układy sterowania tego przekształtnika są bardzo podatne na wszelkie zakłócenia w torach przesyłu danych z i do centrum nadzoru i sterowania [1].

Zakład wyposażono w zintegrowany system czytników rejestracji czasu pracy połączony do lokalnej sieci komputerowej. Wykorzystane rozwiązania techniczne opierają się na kartach zbliżeniowych i specjalistycznym oprogramowaniu zarządzająco-komunikacyjnym.

Wyniki pomiarów

Na rysunku 5 i 6 zamieszczono przykładowe przebiegi napięć zarejestrowanych w lokalnej sieci komputerowej analizowanego zakładu przemysłowego podczas procesów łączeniowych w sieci 6 kV. Pomiary wykonano w kolejnych pomieszczeniach, w różnych konfiguracjach połączeń, podczas normalnego, poprawnie przebiegającego procesu technologicznego. Rejestracje przebiegów w sieci LAN dokonano w różnych chwilach czasowych. Cała lokalna sieć komputerowa była wykonana w układzie gwiazdy (ang. star network). W punkcie centralnym znajdował się przełącznik (ang. switch). Podczas wykonywania pomiarów okablowanie sieci LAN było odpinane od stacji roboczej i obciążane opornością 1 MΩ. Wyniki pomiarów zamieszczone na rysunkach 5 i 6 wykonane były w jednym wybranym pomieszczeniu z przyłączem sieci LAN.

Wnioski

Wykonane pomiary pokazują cechy zakłóceń występujących w lokalnej sieci komputerowej dużego obiektu przemysłowego. Mają one w większości przypadków charakter losowy i są na ogół nie niszczące. Generowane są podczas normalnego cyklu produkcyjnego w zakładzie, przy normalnej pracy maszyn i urządzeń. Maksymalne zarejestrowane w złączu RJ45 wartości szczytowe (rys. 5-6) są rzędu 250mV, zaś wartości międzyszczytowe kształtują się na poziomie 500mV. Nie zaobserwowano wpływu numerów wyprowadzeń na wartość szczytową zarejestrowanego zakłócenia.

Zarejestrowane zakłócenia mogą powodować konieczność powtórzenia przesyłu danej partii danych. W procesie produkcyjnym, opartym w głównej mierze na sterowaniu urządzeniami na poziomie niskiego napięcia, mogą zaistnieć sytuacje ekstremalne, dla których zastosowane rozwiązania techniczne mogą okazać się zawodne.

Należy też nadmienić, iż omawiane pomiary wykonano podczas normalnej pracy urządzeń, zaś w przypadku pojawienia się stanów awaryjnych wartości szczytowe napięć występujących w okablowaniu strukturalnym mogą być znacznie większe.

LITERATURA

[1] Dokumentacja techniczna udostępniona przez zleceniodawcę.
[2] K. Krysiak, Sieci komputerowe. Kompendium, *Wydawnictwo Helion, 2003.*

Autorzy: dr hab. inż. Andrzej W. Sowa, prof. P.B., Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, ul. Wiejska 45D, Białystok, E-mail: andrzej.sowa@ochrona.net.pl; mgr inż. Jarosław Wiater, Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, ul. Wiejska 45D, Białystok, E-mail: jaroslawwiater@vela.pb.bialystok.pl

Paweł STANIEK, Marek OSSOWSKI, Hanna MOŚCICKA-GRZESIAK

Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki

Odpowiedź dielektryczna układu papier-olej w warunkach wystąpienia punktowego przegrzania izolacji

Streszczenie. *W artykule omówiono wpływ punktowego przegrzania izolacji, tak zwanego „hot spot", na wypadkową charakterystykę napięcia powrotnego. Pomiary przeprowadzono na układach modelowych dla różnych wartości temperatury „hot spot".*

Abstract*. The article discusses influence of hot spot on recovery voltage characteristics in the cases of different hot spot temperature.* ***(Dielectric response of oil-paper insulating system in conditions of local insulation overheating).***

Słowa kluczowe: odpowiedź dielektryczna układu, metoda napięcia powrotnego, izolacja papierowo-olejowa.
Keywords: dielectric response of the insulating system, recovery voltage method, oil-paper insulation.

Wstęp

Stan izolacji papierowo-olejowej ma fundamentalne znaczenie dla niezawodnej pracy transformatorów. Aby oszacować kondycję układów izolacyjnych wysokiego napięcia i przewidzieć czas ich bezawaryjnej pracy prowadzi się okresowe badania diagnostyczne, np. z wykorzystaniem metod opartych na zjawisku polaryzacji [1, 2, 3, 4, 5].

Pogarszanie się stanu układów izolacyjnych ma wpływ na zmiany tzw. „odpowiedzi dielektrycznej", która może być otrzymywana poprzez pomiary przenikalności elektrycznej i współczynnika strat dielektrycznych w funkcji częstotliwości oraz pomiar napięcia powrotnego czy prądu polaryzacji i depolaryzacji w funkcji czasu [3, 4].

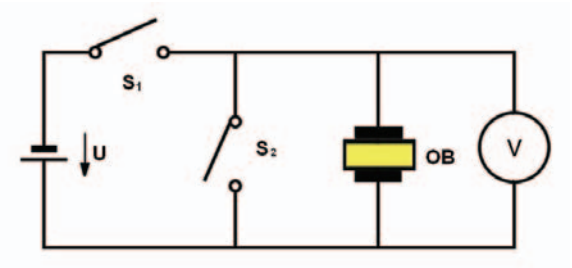
W odniesieniu do metody napięcia powrotnego (RVM) pojawiło się szereg wątpliwości związanych z interpretacją spektrum polaryzacyjnego. W związku z powyższym, przeprowadzono szereg badań i przedstawiono kilka wybranych czynników mogących mieć wpływ na błędną interpretację wyników wspomnianej metody [4, 5, 6, 7, 8].

Badając układy izolacyjne metodą RVM, trzeba mieć na uwadze, między innymi, wpływ temperatury na wypadkową charakterystykę spektrum napięcia powrotnego. Wzrost temperatury powoduje zmianę właściwości dielektrycznych materiału. Pomiar metodą napięcia powrotnego może zostać znacznie zafałszowany, jeśli nie mamy świadomości o istnieniu tzw. gorących punktów w układzie izolacyjnym.

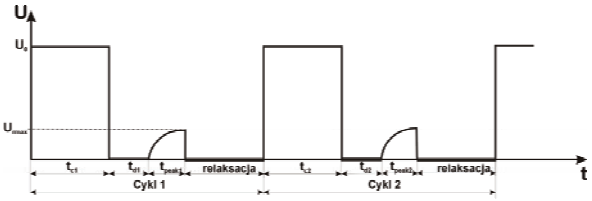
Możliwość pojawienia się gorących punktów w układzie izolacyjnym skłoniła autorów do przeprowadzenia szczegółowych badań. Celem przeprowadzonych badań jest opracowanie prawidłowej interpretacji napięcia powrotnego układów izolacyjnych papier-olej poddanych lokalnemu punktowemu przegrzaniu. Z punktowym przegrzaniem izolacji możemy się spotkać w rzeczywistym transformatorze, gdzie temperatura gorącego punktu może osiągać wartość znacznie powyżej 100ºC, podczas gdy pozostała część izolacji będzie miała o 20-30ºC niższą temperaturę. Sytuacja, w której miejsce wystąpienia gorącego punktu będzie poza zasięgiem czujnika temperatury, może sprawić duże problemy przy interpretacji otrzymanych wyników. Osoba wykonująca pomiary nie będzie miała świadomości o zaistniałej sytuacji, a wyniki pomiarów, które będą odniesione do temperatury dużo niższej niż gorącego punktu, mogą dać dużo gorszy obraz stanu izolacji, niż to jest w rzeczywistości [6, 9].

Do przeprowadzenia pomiarów mających na celu wykazanie wpływu punktowego przegrzania izolacji, tzw. *„hot spot",* wykorzystano metodę napięcia powrotnego. Metoda polega na wyznaczeniu widma polaryzacyjnego układu izolacyjnego w postaci zależności wartości szczytowej napięcia powrotnego od czasu ładowania obiektu.

Podstawowy układ stosowany do wyznaczenia charakterystyki napięcia powrotnego przedstawiono na rysunku 1.



Rys.1. Ideowy schemat układu do pomiaru napięcia powrotnego [10]

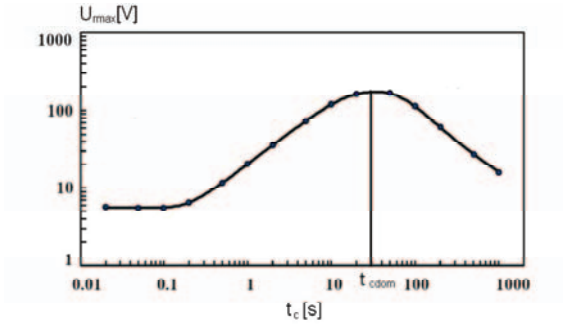


Rys.2. Przebieg procedury pomiaru napięcia powrotnego

Na rysunku 2 przedstawiono procedurę pomiarową wyznaczenia napięcia powrotnego. Każdy cykl pomiarowy realizowany jest w czterech krokach. Pierwszy krok polega na przyłożeniu do izolacji napięcia stałego na określony czas t_{c1} (zamknięty wyłącznik S_1). Po tym czasie wyłącznik S_1 zostaje otwarty, a zamykany jest wyłącznik S_2, co powoduje zwarcie izolacji na określony czas t_{d1} (zwykle dwukrotnie krótszy od czasu t_{c1}). Po czasie zwarcia t_{d1} następuje istotny dla metody krok 3, w którym rejestruje się wartość szczytową napięcia powrotnego U_{rmax} oraz czas jego pojawienia się t_{peak}. W tym kroku pomiar napięcia powrotnego odbywa się w układzie otwartych wyłączników S_1 i S_2. Krok czwarty - to ponowne zwarcie izolacji, w celu jej całkowitego rozładowania. Wynikiem poszczególnych kroków jest charakterystyka $U_{rmax}=f(t_c)$ (widmo polaryzacyjne badanego obiektu), przedstawiona na rysunku 3 [10].

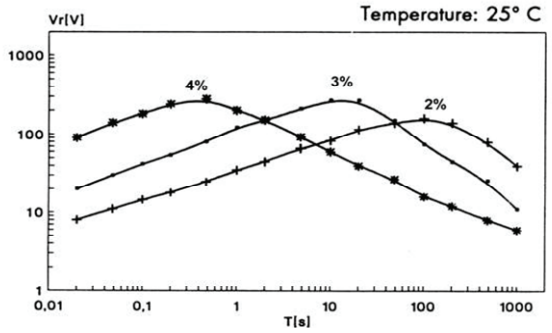
Widmo polaryzacyjne wyznaczane jest na drodze wielokrotnego powtarzania cyklu pomiarowego, przy zwiększającym się czasie ładowania w kolejnych cyklach.

Cechą charakterystyczną otrzymanego widma polaryzacyjnego jest umiejscowienie „dominującej stałej czasowej" – t_{cdom}. Ta cecha, w największym stopniu, mówi o poziomie zawilgocenia izolacji. Zwiększenie poziomu zawilgocenia czy wzrost temperatury izolacji, to niektóre z czynników, które powodują przesunięcie się maksimum widma polaryzacyjnego w kierunku krótszych czasów.



Rys.3. Widmo polaryzacyjne izolacji papierowo-olejowej [5]

Firma produkująca profesjonalną aparaturę do pomiaru napięcia powrotnego skalibrowała swój miernik w oparciu o wyniki badań impregnowanych próbek papieru o różnym stopniu zawilgocenia. Przedstawione na rysunku 4 trzy wzorcowe charakterystyki, zaczerpnięte z instrukcji systemu pomiarowego, obrazują widmo polaryzacyjne izolacji w różnym stopniu zawilgoconej. Jak widać, położenie maksimum w spektrum napięcia powrotnego jest zależne od stopnia zawilgocenia i może być wykorzystane do jego wyznaczenia.

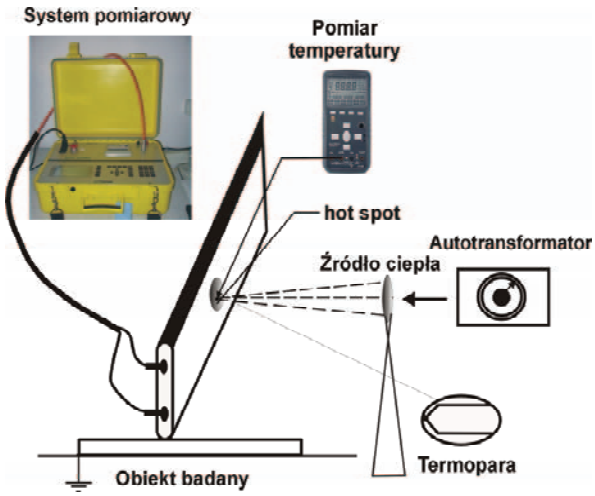


Rys.4. Widma polaryzacyjne modelu izolacji o różnej zawartości wilgoci [10]

Obiekt badań, metodyka badań i aparatura pomiarowa

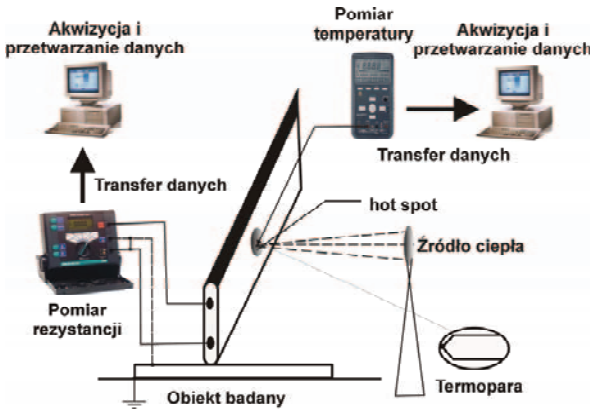
Obiektem badań jest układ modelowy izolacji papier-olej w postaci zwijki kondensatorowej. Zwijka była impregnowana olejem mineralnym i w czasie pomiarów znajdowała się w otoczeniu powietrza atmosferycznego.

Aby sprawdzić wpływ temperatury gorącego punktu na wypadkową charakterystykę napięcia powrotnego, badaną zwijkę nagrzewano punktowo. Układ do pomiaru napięcia powrotnego przedstawiono na rysunku 5. W kolejnych pomiarach zwiększano temperaturę gorącego punktu poprzez zwiększanie mocy źródła ciepła, tak aby otrzymać odpowiednio 80, 100, 120 oraz 130°C. Jako źródło ciepła zastosowano lampę halogenową, natomiast regulację mocy źródła ciepła prowadzono za pomocą autotransformatora. Temperaturę gorącego punktu rejestrowano przez zastosowanie miernika firmy WENS. Elementem pomiarowym była termopara umieszczona miedzy warstwami zwijki w obszarze, gdzie następowało punktowe przegrzanie izolacji. Obiekt badany podłączono do systemu pomiarowego RVM 5462 firmy Tettex. Urządzenie automatycznie wykonuje wszystkie sekwencje pomiarowe i wyznacza widmo polaryzacyjne. Widmo polaryzacyjne badanych obiektów wyznaczano w przedziale czasu ładowania od 20 ms do 5000 s. Napięcie ładowania wynosiło 1000 V. Stosunek czasu ładowania do czasu rozładowania wynosił 2. Pomiary prowadzono w temperaturze otoczenia (od 20 do 25°C). Otrzymane wyniki pomiarów analizowano przy pomocy programu komputerowego RVM Data Analysis dostarczonego przez producenta miernika. Program, jeśli znana jest temperatura obiektu badań, przelicza wyniki pomiarów do 20°C i na podstawie charakterystyki $U_{rmax}= f(t_c)$ określa procentową zawartość wody w izolacji papierowej.



Rys.5. Układ do pomiaru napięcia powrotnego zwijki z gorącym punktem

Program badań obejmował także pomiary rezystancji badanego modelu w zależności od temperatury gorącego punktu. Na rysunku 6 przedstawiono układ do pomiaru rezystancji zwijki w czasie grzania oraz stygnięcia gorącego punktu.



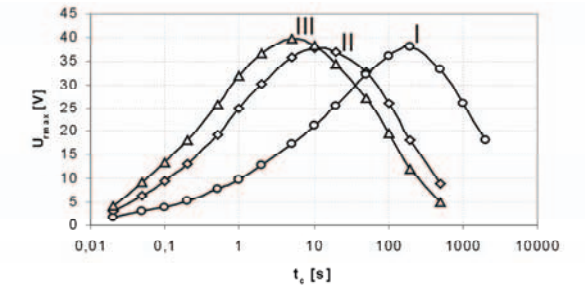
Rys.6. Układ do pomiaru rezystancji zwijki w czasie grzania oraz stygnięcia gorącego punku

Do pomiaru rezystancji zastosowano elektroniczny miernik izolacji UNILAB firmy LEM. Urządzenie to może pracować w zakresie napięciowym od 0,25 do 5 kV. Pomiary wykonano dla napięcia 1 kV. Dla tego zakresu napięcia wartość maksymalna mierzonej rezystancji przez miernik wynosi $30 \cdot 10^{12}$ Ω. Miernik połączony był z

komputerem klasy PC przez złącze szeregowe, co umożliwiło rejestrowanie i akwizycję danych.

Wyniki badań

Wyznaczono widmo polaryzacyjne dla zwijki bez gorącego punktu o jednorodnej temperaturze izolacji, a następnie dla tej samej zwijki grzanej punktowo do temperatury odpowiednio 80, 100, 120 i 130ºC. Na rysunku 7 przedstawiono przykładowe charakterystyki napięcia powrotnego dla temperatury gorącego punktu 100 i 130ºC.



Rys.7. Widmo polaryzacyjne zwijki: I – bez gorącego punktu o jednorodnej temperaturze izolacji 23°C, II - z gorącym punktem 100°C, III - z gorącym punktem 130°C

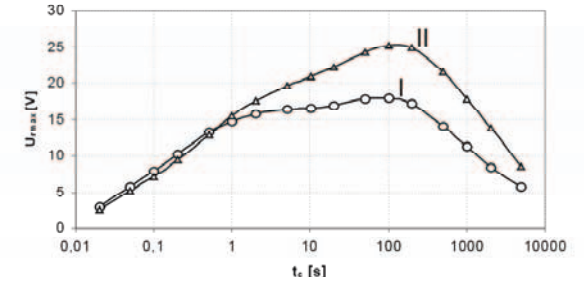
Dla zwijki mającej jednorodną temperaturę izolacji 23°C (krzywa I) dominująca stała czasowa wyniosła 240 s, co według programu RVM Data Analysis odpowiada zawilgoceniu 1,7%. Wyznaczony stopień zawilgocenia, w aspekcie oceny stanu izolacji, jest niewielki. Dla zwijki z gorącym punktem dominująca stała czasowa widma przyjmuje mniejsze wartości. Można zaobserwować, że im wyższa temperatura gorącego punktu, tym większe przesunięcie maksimum widma polaryzacyjnego w kierunku krótszych czasów i większe pozorne zawilgocenie izolacji, np. dla zwijki mającej gorący punkt o temperaturze 80ºC program wyznaczył zawilgocenie na poziomie 2,8%, a dla zwijki mającej gorący punkt o temperaturze 130ºC, 3,3%.

W tabeli 1 przedstawiono zestawienie wyników analizy stopnia zawilgocenia izolacji otrzymanej z wykorzystaniem programu RVM Data Analysis, w sytuacji obecności hot spot i jego braku.

Tabela 1. Zależność pozornego zawilgocenia od temperatury gorącego punktu

Obiekt	Temperatura hot-spot	Analiza pomiarów RVM		
		t_c [s]	U_{rmax} [V]	H_2O [%]
bez hot-spot	-	241,58	38,1	1,7
hot-spot	80ºC	25,07	35,6	2,8
hot-spot	100ºC	16,24	37,8	3,0
hot-spot	130ºC	7,59	39,7	3,3
hot-spot	120ºC	6,11	37,1	3,4

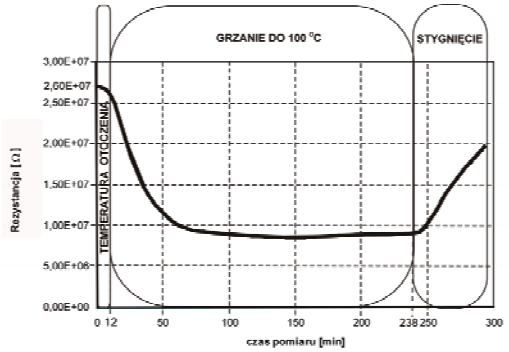
Wyniki pomiaru napięcia powrotnego w warunkach stygnącego gorącego punktu (krzywa I) oraz kilka godzin po ostygnięciu (krzywa II) przestawiono na rysunku 8. Temperatura początkowa gorącego punktu wynosiła 120ºC.



Rys.8. Widma polaryzacyjne zwijki uzyskane w warunkach: I - stygnięcia gorącego punktu, II – kilka godzin po ostygnięciu

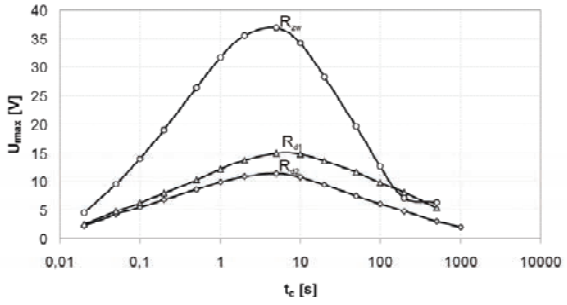
W sytuacji stygnięcia gorącego punktu (krzywa I), występuje spłaszczenie charakterystyki wraz z tendencją wystąpienia drugiego ekstremum przy krótszych czasach ładowania. Tego typu przebiegi, komplikujące interpretację, obserwowano często badając transformatory zbyt szybko po odłączaniu.

W kolejnym etapie badań zmierzono rezystancję zwijki w czasie grzania oraz stygnięcia gorącego punktu. Wyniki tych pomiarów przedstawiono na rysunku 9.



Rys.9. Rezystancja zwijki w czasie grzania oraz stygnięcia gorącego punktu

Zgodnie z oczekiwaniami, rezystancja w czasie grzania spadała i ustaliła się na poziomie $9{,}15 \cdot 10^6$ Ω. Wyniki pomiaru rezystancji wykorzystano przy symulacji gorącego punktu, włączając równolegle do badanego obiektu bez gorącego punktu rezystancję o wartości odpowiednio 8, 10, 12, 16 MΩ.



Rys.10. Widma polaryzacyjne dla zwijki; R_{zw} – bez dodatkowego rezystora; R_{d1} - z włączonym dodatkowym rezystorem R_{d1}=16 MΩ; R_{d2} – z dodatkowym rezystorem R_{d2}= 8 MΩ

Dla krzywych przedstawionych na rysunku 10 nie występuje przesunięcie maksimum widma polaryzacyjnego.

Wyznaczone zawilgocenie jest na tym samym poziomie. Widzimy jedynie zmianę wartości maksymalnej widma napięcia powrotnego. Na tej podstawie wyciągamy wniosek, że przesunięcie maksimum widma jest związane z mechanizmami polaryzacyjnymi, a nie ze zmianą rezystancji.

Tabela 2. Zależność zawilgocenia od rezystancji zwijki

Obiekt	Rezystancja zwijki	Analiza pomiarów RVM	
	R [MΩ]	t_c [s]	H_2O [%]
R_{zw}	26,6	6,11	3,4
R_{d1}	16,0	9,43	3,2
R_{d2}	8,0	6,61	3,4
R_{d3}	10,0	6,81	3,4
R_{d4}	12,0	7,77	3,3

Wnioski

Istnienie gorącego punktu w układzie papier-olej może prowadzić do zawyżenia wyznaczonego zawilgocenia izolacji.

Wraz ze wzrostem temperatury punktowego przegrzania izolacji, program RVM Data Analysis przypisuje coraz większą zawartość wody całemu układowi izolacyjnemu.

Przedstawione wyniki pomiarów wykonanych w warunkach stygnięcia gorącego punktu można odnieść do rzeczywistego transformatora, gdzie prowadząc pomiary tuż po wyłączeniu jednostki, a z takimi warunkami można się najczęściej spotkać, należy założyć większy margines błędu przy wyznaczeniu zawilgocenia izolacji, gdyż stygnące powoli przegrzane części izolacji mają duży udział w wypadkowej odpowiedzi układu izolacyjnego.

Dodatkowa rezystancja włączona równolegle do badanego obiektu, symulująca zmalenie rezystancji zwijki w obecności gorącego punktu, nie wpływa na przemieszczenie się maksimum widma polaryzacyjnego. Wpływa ona jedynie na wartość maksymalną widma napięcia powrotnego.

LITERATURA

[1] Zaengl W.S., Dielectric Spectroscopy in Time and Frequency Domain for HV Power Equipment, Part I: Theoretical Considerations, IEEE Electrical Insulation Magazine, (2003), Vol. 19, No. 5, 5-19

[2] Zaengl W.S., Applications of Dielectric Spectroscopy in Time and Frequency Domain for HV Power Equipment, IEEE Electrical Insulation Magazine, (2003), Vol. 19, No. 6, ss. 9-22

[3] Saha T. K., Yao Z. T., Experience with return voltage measurements for assessing insulation conditions in service-aged transformers, IEEE Transactions on Power Delivery, (2003), vol. 18, No. 1, 128-135

[4] Gubanski S.M., Boss P., Csépes G., Der Houhanessian V., Filippini J., Guuinic P., Gäfvert U., Karius V., Lapworth J., Urbani G., Werelius P., Zaengl W., Dielectric Response Methods for Diagnostics of Power Transformers, IEEE Electrical Insulation Magazine, (2003), Vol. 19, No. 3, 12-18

[5] Csepes G, Hamos I., Brooks R., Volker K., Practical Foundations of the RVM *(Recovery Voltage Method for Oil/PaperInsulation Diagnosis)*, 1998 Annual Report. Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, Atlanta, (1998), vol. 1, 345-355

[6] Ossowski M., Interpretacja napięcia powrotnego w złożonych układach izolacji papierowo-olejowej, Rozprawa doktorska przełożona Radzie Wydziału Elektrycznego Politechniki Poznańskiej, Poznań, (listopad 2005)

[7] Ossowski M., Gielniak J., Morańda H., Mościcka-Grzesiak H., Rezystancja oleju w różnych fazach rozwoju mechanizmu mostkowego przy napięciu stałym, *Przegląd Elektrotechniczny*, (2002), nr 10s', 179-183

[8] Ossowski M., Wiarygodność oceny stanu izolacji papierowo-olejowej na podstawie pomiarów napięcia powrotnego, *Przegląd Elektrotechniczny*, (2004), nr 1', 242-245

[9] Słowikowski J., Zawilgocenie transformatora; przyczyny, skutki, współczesne kryteria oceny, *International Conference on Power Transformers "Transformer 03"*, Pieczyska, (18-21 maja 2003), 96-105

[10] Tettex – Automatic Recovery Voltage Meter, type 5462

Autorzy: mgr inż. Paweł Staniek, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: Pawel.Staniek@doctorate.put.poznan.pl; dr inż. Marek Ossowski, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: Marek Ossowski@doctorate.put.poznan.pl; prof. dr hab. inż. Hanna Mościcka-Grzesiak, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: Hanna Mościcka@put.poznan.pl

Jan SUBOCZ[1)] , Dariusz KOWALSKI[2)] , Jan ZIAJA[3)]

1) Politechnika Szczecińska, 2) Navirem-Sigma Sp. z o.o , 3) Politechnika Wrocławska

Wpływ parametrów zasilania na promieniowanie wysokonapięciowych lamp UV

Streszczenie. *W artykule omówiono zmiany parametrów emisji wysokonapięciowych lamp UV przy zasilaniu napięciem AC 50 Hz oraz napięciem prostokątnym 10 kHz. Stwierdzono znaczne ograniczenie promieniowania IR oraz brak pulsacji emisji przy zasilaniu napięciem 10 kHz. Zaobserwowano proporcjonalną zależność między mocą emisji UVA na mocą na wejściu do lampy przy zasilaniu napięciem 10 kHz.*

Abstract. *The paper describes changes of emission parameters in high voltage UV lamps powered with AC 50 Hz voltage and rectangular 10 kHz voltage. Significant reduction of IR radiation and lack of emission pulsation by 10 kHz voltage were observed. Proportional relationship between power of UVA emission and power of 10 kHz supply was established. (**Emission parameters of high voltage UV lamps**).*

Słowa kluczowe: rtęciowa lampa WN, emisja UV, transformator WN, zasilacz energoelektroniczny
Keywords: mercury HV lamp, UV radiation, HV transformer, electronic power supply

Wstęp

W ostatnich latach zwiększa się zainteresowanie wykorzystaniem promieniowania UV w różnych dziedzinach przemysłu jako sposobu wysokoenergetycznego selektywnego, oddziaływania na materiały i otoczenie zewnętrzne. W zależności od potrzeb stosowane są zestawy lamp UV o mocy nawet do kilkudziesięciu kilowatów . W przypadku lamp wyładowczych dużych mocy dynamicznie rośnie ilość zastosowań m.in. do powierzchniowego utwardzania żywic i lakierów (przemysł motoryzacyjny, meblowy), preparacji powierzchni produktów spożywczych (ochrona antybakteryjna ziaren i zbóż) czy też przemysłowe ozonowanie wody oraz t.zw. „zrzutu" wody w biologicznych oczyszczalniach ścieków (bakteriobójcze oddziaływanie UV oraz ozonu). Istotnym zagadnieniem przy stosowaniu UV jest właściwy dobór mocy i energii promieniowania do spodziewanych aplikacji oraz bilans energetyczny lamp. [1-6]

W procesach utwardzania powierzchniowych warstw lakierów lub żywic istotnym parametrem technologicznym lamp UV jest bilans energii oraz moc emitowana przez jednostkę długości rury wyładowczej. Uzyskanie stabilnej i dużej gęstości mocy pozwala na skrócenie czasu utwardzania lub preparacji powierzchni obrabianego elementu. Jako przykład można podać, że dla gęstości mocy emitowanej przez rurę jarzeniową lampy rzędu 120 W/cm utwardzanie warstwy lakieru na powierzchni drewna trwa od 3 do 4 sekund przy zastosowaniu spektrum promieniowania w zakresie UVA ($320 \div 390\ nm$). W tym czasie konieczne jest, aby gęstość energii UV dostarczonej do utwardzanej powierzchni była większa od $300\ mJ/cm^2$. Powyższe wymagania stwarzają konieczność umieszczania elementów w niewielkiej odległości od lampy (ok. 20 cm).

Z drugiej strony generacja promieniowania UV o dużej mocy jest możliwa do osiągnięcia, gdy temperatura plazmy w lampie osiąga kilkaset stopni. Zalecenia producentów lamp wymagają , aby temperatura rury UV była nie niższa niż 600 ^{0}C i nie wyższa niż 900 ^{0}C [7]. Z bilansu energii standardowej wysokonapięciowej lampy UV o mocy 11 kW (tablica 1) wynika, że 60% procent mocy dostarczanej do lampy rozpraszane jest w postaci ciepła powodującego istotny wzrost temperatury elementu. Efekt ten stwarza wiele problemów natury technologicznej (nadmierne odparowanie lakierów i rozpuszczalników, wypływanie na powierzchnię drewna naturalnych żywic) oraz z zakresu bhp (duże zagrożenie pożarowe).

Zwykle w standardowej linii technologicznej do lakierowania elementów drewnianych zainstalowanych jest ok. 15 lamp UV o łącznej mocy rzędu 150 ÷ 200 kW. Oznacza to, że straty energii cieplnej w lampach wynoszą 90 ÷ 120 kW, nie licząc dodatkowych kilkunastu kW strat mocy w transformatorach. Z tych powodów występuje konieczność instalowania rozbudowanych i kosztownych systemów wentylacyjnych, chłodniczych oraz ochronnych.

Tabela1. Bilans energetyczny lampy UV dużej mocy

Promieniowanie plazmy		
80 %		
UV	Zakres widzialny	IR
30 %	10 %	40%
Ciepło rozpraszane		
10 %		
Straty ciepła na elektrodach		
10%		

Z przedstawionego wyżej przeglądu najważniejszych problemów związanych z stosowaniem lamp UV dużej mocy wynika konieczność optymalizacji ich pracy ze względu na emisję odpowiedniej mocy promieniowania UV oraz ograniczenia promieniowania podczerwonego (IR). Optymalizacja punktu pracy lampy wiąże się głównie z zapewnieniem płynnej regulacji mocy roboczej lampy w celu uzyskania koniecznej, lecz nie nadmiernej gęstości energii UV na powierzchni utwardzanego elementu. Należy przy tym uwzględnić proces zużywania się lamp oraz zmniejszoną emisję promieniowania z tytułu ich zabrudzania przez pył i odparowany lakier czy też rozpuszczalniki oraz naturalne lotne substancje organiczne. W tym względzie klasyczne transformatorowe układy zasilania lamp są całkowicie nieregulowalne i w praktyce prowadzą do instalowania w linii nadmiernej sumarycznej mocy lamp. Wydaje się, że rozwiązaniem tego problemu jest zastosowanie energoelektronicznych zasilaczy, które wyposażone w odpowiednie oprogramowania i oprzyrządowanie stwarzają możliwości płynnej regulacji „on-line" mocy roboczej lampy [8].

Natomiast ograniczenie promieniowania IR jest sprawą bardziej złożoną i wymaga dużej wiedzy z zakresu procesów wyładowczych oraz fizyki plazmy w niskich i średnich ciśnieniach oraz towarzyszącej tym procesom generacji promieniowania świetlnego. Wstępne badania zagadnienia wykazały jednak, że znaczne ograniczenie promieniowania IR można uzyskać poprzez zastosowanie energoelektronicznych układów zasilania wysokich częstotliwości [5,6].

Dlatego w dalszej części artykułu prezentowane będą niektóre aspekty związane właśnie z wpływem parametrów zasilania na generację promieniowania UV przez wysokonapięciowe lampy dużej mocy.

Charakterystyka obiektu i metody pomiarów

Obiektem pomiarów były wysokonapięciowe rtęciowe lampy UV typu HOK 140/80 oraz HOK 140/120. Są one

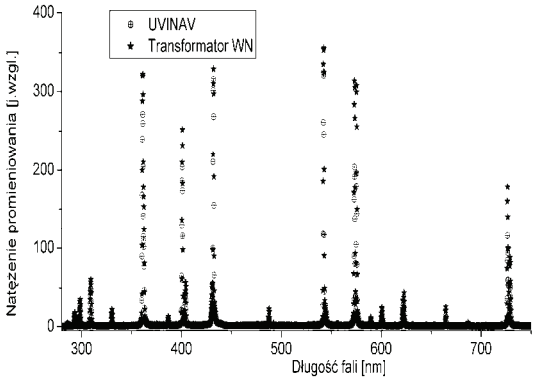
wykonane w postaci rury kwarcowej o średnicy 20 mm i całkowitej długości 1405 mm napełnionej odpowiednią ilością rtęci. Charakterystycznym parametrem lamp jest moc rozpraszana przez jednostkę jej długości. Do badań użyto rur, które przy zasilaniu napięciem sinusoidalnym 1800 V, 50 Hz rozpraszają 80 W/cm oraz 120 W/cm, co odpowiada całkowitej mocy 11,2 kW oraz 16,8 kW.
Do zasilania lamp zastosowano dwa układy:

- bezpośrednio zasilany z sieci 0,4 kV transformator rozproszeniowy WN,
- energoelektroniczny zasilacz typu UNINAV o wyjściowym napięciu prostokątnym 10 kHz.

Regulację mocy roboczej lamp przy zasilaniu z transformatora realizowano poprzez zmianę odczepów po stronie WN. Natomiast w przypadku UVINAV moc lampy regulowano na drodze cyfrowego programowania wartości prądu roboczego [8]. Do analizy widma promieniowania zastosowano spektrometr firmy OPTEL, analizator widma promieniowania firmy Ocean Optic. Energię oraz moc promieniowania UVA oraz UVB mierzono miernikiem „UV PowerMap" firmy Electronic Instrumentation and Technology.

Spektrum promieniowania lamp UV

Pomiary widma promieniowania lamp UV wykazały, że w zakresie długości fali 200 ÷ 800 nm (rys. 1) rodzaj i kształt napięcia zasilania nie miał wpływu na jego skład. Zarówno przy zasilaniu napięciem sinusoidalnym 50 Hz jak i prostokątnym 10 kHz stwierdzono występowanie takich samych prążków widmowych, a różnice dotyczyły jedynie ich intensywności. Z analizy długości fali poszczególnych prążków wynika, że są one skutkiem różnych przejść relaksacyjnych elektronów między wzbudzonymi poziomami energetycznymi [9].



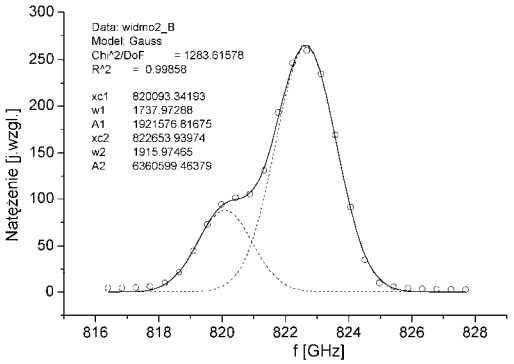
Rys.1 Spektrum promieniowania wysokonapięciowej lampy UV zasilanej z zasilacza UVINAV oraz transformatora WN

Z punktu widzenia technologii utwardzania najbardziej interesujący jest zakres widma UVA zawierający się w przedziale 320 ÷ 390 nm. W paśmie tym zidentyfikowano trzy linie spektralne o długości 333,86nm , 390,35 nm oraz dominującą podwójną linię 365,02 ÷ 365,48 nm. Względna moc promieniowania poszczególnych linii spektralnych można wyznaczyć jako pole powierzchni pod funkcją Gaussa, którą używa się do aproksymacji częstotliwościowej zależności intensywności prążka, przy czym częstotliwość linii spektralnej można zapisać jako:

(1) $$f = 3e^5 / \lambda .$$

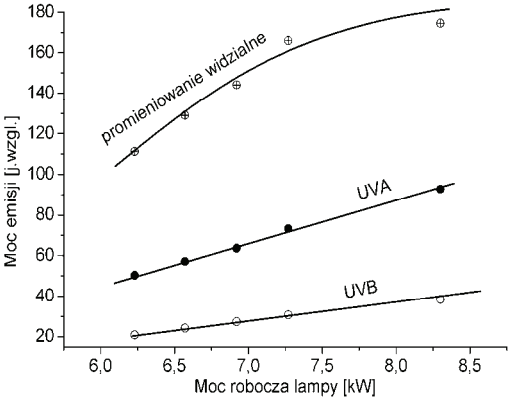
gdzie: λ - długość fali

Oczywiście moc emitowana przez poszczególne zakresy widma jest sumą mocy zawartych w nich linii spektralnych. Sposób wyznaczenia względnej mocy emisji na przykładzie podwójnej linii 365,02 ÷ 365,48 nm pokazano na rysunku 2 .



Rys.2. Analiza mocy emitowanej w paśmie 365,02 ÷ 365,48 nm

Natomiast rysunek 3 ilustruje zmiany względnej mocy emisji poszczególnych zakresów widma w zależności od mocy roboczej lampy. Charakterystyki te dotyczą lampy HOK 140/80 80 W/cm zasilanej napięciem prostokątnym 10 kHz pracującej w niezmiennych warunkach chłodzenia. Wynika z nich, że bezpośrednio po rozruchu (zapaleniu się) lampy szybko rośnie moc emisji w zakresie promieniowania widzialnego (VIS). Zmiany te są wyraźnie mniejsze dla dużych mocy roboczych. Zaobserwowano praktycznie liniowa zależność miedzy emisją promieniowania UVA i UVB a mocą robocza lampy. Jest to cenne spostrzeżenie w kontekście projektowania układów automatycznej regulacji. Stwarza bowiem szansę zastosowania mało skomplikowanych czujników promieniowania UV reagujących tylko na wybraną linię spektralną (np. 365 nm).

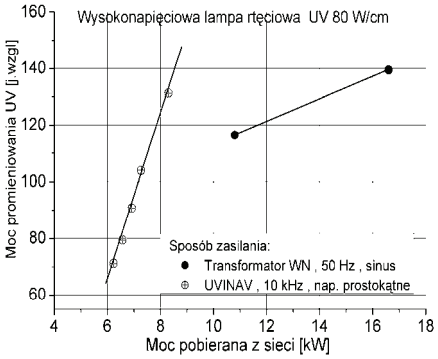


Rys.3. Wpływ mocy elektrycznej lampy HOK 140/80 zasilanej z UVINAV na moc emisji promieniowania

Rury o większej mocy jednostkowej stosuje się zwykle w celu zwiększenia wydajności linii technologicznych (np. w przypadku utwardzania lakierów na powierzchniach drewnianych przy przesuwaniu się elementów szybszym niż 25 m/min). Wykonane pomiary emisji lamp HOK 140/120 oraz HOK 140/80 przy zasilaniu z wysokonapięciowego transformatora 50 Hz wykazały przy tym, że lampa o jednostkowej mocy 120 W/cm emituje w najbardziej pożądanym zakresie UVA tylko o 27% więcej promieniowania w porównaniu do lampy 80 W/cm. Oznacza to, że przy zasilaniu lamp z transformatorów WN zwiększenie wydajności linii wiąże się ze znacznym pogorszeniem efektywności i sprawności energetycznej systemu. Z pomiarów wynika również, że dla zasilania napięciem sinusoidalnym 50 Hz całkowita moc promieniowania UV wynosi tylko 70% emisji w zakresie widzialnym ($Q_{UV} / Q_{VIS} \approx 0{,}7$).

Na tym tle bardzo interesujące zależności otrzymano przy zasilaniu lamp napięciem prostokątnym 10 KHz. Wykonane pomiary wykazały bowiem, że niezależnie od mocy jednostkowej rury emisja UVA jest wprost proporcjonalna do mocy dostarczonej do lampy. Zaobserwowano również poprawę relacji między emisją UV a promieniowaniem widzialnym ($Q_{UV} / Q_{VIS} \approx 0{,}75 \div 0{,}80$).

Na rysunku 4 przedstawiono zależność mocy promieniowania UV lampy HOK 140/80 od mocy pobieranej z sieci 0,4 kV AC przez zespół „układ zasilający – lampa UV". W przypadku zasilania z transformatora lampę podłączono do nominalnego odczepu (10,8 kW) oraz do odczepu przeznaczonego dla lamp 120 W/cm (16,6 kW).



Rys.4. Wpływ mocy zasilania na moc promieniowania UV lampy HOK 140/80

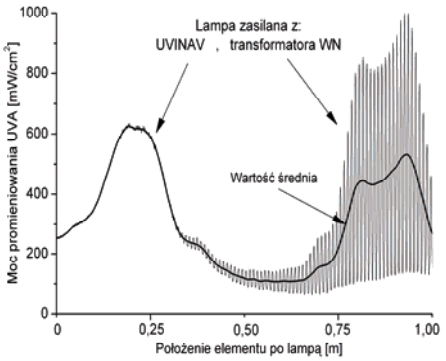
Porównanie zależności na rysunku 4 prowadzi do wniosku, że dla zasilania z UVINAV nominalną moc emisji promieniowania UV można uzyskać już przy mocy roboczej układu ok. 7,8 kW. Natomiast z przeprowadzonego bilansu mocy, po uwzględnieniu strat transformatorowych wynika, że przy zasilaniu lampy napięciem prostokątnym 10 kHz jej energochłonność zmniejsza się o około 2,5 kW. Jak się wydaje, jest to głównie spowodowane mniejszą emisją promieniowania podczerwonego. Z technologicznego punktu widzenia efekt ten jest bardzo korzystny, gdyż prowadzi do znacznego obniżenia temperatury preparowanej powierzchni. Wykonane na linii technologicznej pomiary wykazały, że przy utwardzaniu lakierów temperatura powierzchni drewna obniżyła się około 20 ÷25^{0}C.

Pulsacja promieniowania UV

Ważnym zagadnieniem w technologii utwardzania lakierów z wykorzystaniem promieniowania UV jest pulsacja emisji promieniowania lampy. Właściwością lamp wyładowczych zasilanych napięciem sinusoidalnym 50 Hz jest zmienność natężenia promieniowania, która nadąża za mocą chwilową z częstotliwością 100 Hz. W przypadku małych prędkości linii technologicznych (np. do 20 m/min) zmienność ta, jak wskazują doświadczenia, nie ma istotnego znaczenia dla procesów i jakości utwardzania powłok lakierniczych. W tych przypadkach decydująca jest średnia wartość energii promieniowania dostarczonej do jednostki powierzchni elementu. Jednak dla większych prędkości linii technologicznych parametr ten zaczyna decydować o jakości utwardzenia. Bowiem rośnie szerokość strefy poddanej zmniejszonemu promieniowaniu i w ten sposób mogą być ograniczane procesy sieciowania. Przykładowo, przy prędkości linii 35 m/min strefa dla, której dawka promieniowana wynosi 30% wartości średniej ma rozmiary około 1 mm.

Badania eksploatacyjne wykazały, że w zależności od typu lampy i jej mocy stosunek maksymalnej wartości mocy UVA do wartości średniej wynosi $Q_{UV\,max} / Q_{UVśV} \approx 1{,}8 \div 2{,}0$.

Zastosowanie napięcia prostokątnego 10 kHz pozwoliło usunąć tę znaczną technologiczną niedogodność (rys.5). W ten sposób stworzono realną możliwość zwiększenia wydajności linii przy minimalnych nakładach finansowych.



Rys. 5. Moc promieniowania UVA zespołu dwóch lamp zasilanych z UVINAV oraz transformatora WN

Podsumowanie

1. Badania laboratoryjne oraz 1,5-roczne testy na linii technologicznej wykazały, że zasilacz UVINAV jest nowoczesną konstrukcją o znacznie lepszych walorach użytkowych w porównaniu do stosowanych obecnie transformatorów WN.
2. Zasilacz UVINAV o mocy 20 kW i regulowanym, prostokątnym napięciu wyjściowym 10 kHz do 2500V może współpracować z wysokonapięciowymi lampami UV o gęstości mocy 80 W/cm oraz 120 W/cm przy długości rury 1400 mm.
3. Zastosowanie do zasilania lamp napięcia prostokątnego 10 kHz spowodowało:

- oszczędność zużycia energii o ok. 25 ÷ 30 %,
- wydłużenie czasu eksploatacji lampy UV,
- uzyskanie możliwość płynnej regulacji emitowanego przez lampę promieniowania UVA,
- likwidację pulsacji promieniowania UV,
- obniżenie emisji promieniowania podczerwonego,
- uzyskanie możliwości kontrolowanego rozruchu lampy przy ograniczonym prądzie.

LITERATURA

[1] Dehkordi P., Riner J., Ingram D.: "Developing a System-Level Monitoring Instrument for UV Curing Systems", http:www.applied-computing.com
[2] "UV Curing System for Rim Coat Applications", www.nordson.com/container
[3] Honig M, Bopp M.L.: "Ultraviolet Radiation Basic and Technology", Heraeus Noblelight, 8,07.2003
[4] "High Power 60-inch UV Curing System, Fusion UV System", www.fusionuv.com
[5] Schwarz-Kiene P., Beying A.: "New generation of High Power Electronic Ballasts", IST Metz GmbH
[6] Worek C: Zasilacz dużej mocy typu „Dora Power Systems" pracujący z obciążeniami o wysokich wymaganiach – inf. autora
[7] UV radiation sources for industrial production processes – Philips Information Catalog
[8] Subocz J., Kowalski D., Kalisiak S., Grochans B: "Elektroniczny zasilacz do lamp UV dużej mocy", Przegląd Elektrotechniczny, Konferencje, Nr1,(2004), str.218-220
[9] Strrong Lines of Mercury (Hg): http://www.physics.nist.gov /PhysRefData/Handbook/Tables/mercury

***Autorzy**: dr hab. inż. Jan Subocz, Politechniki Szczecińska e-mail: jan.subocz@ps.pl , mgr inż. Dariusz Kowalski, Navirem-Sigma Sp. z o.o.; e-mail: naviremsigma@onet.pl; dr inż. Jan Ziaja, Politechnika Wrocławska; e-mail: jan.ziaja@pwr.wroc.pl*

Jan SUBOCZ[1)], Ryszard MALEWSKI[2)], Marek SZROT[3)], Janusz PŁOWUCHA[3)]

[1)] Politechnika Szczecińska, [2)] Instytut Elektrotechniki , [3)] Energo-Complex Sp. z o.o.

Doświadczenia w ocenie zawilgocenia izolacji transformatorów

Streszczenie. *W artykule omówiono doświadczenia w ocenie zawilgocenia izolacji transformatorów przy stosowaniu metod FDS,RVM oraz PDC. Stwierdzono zadawalającą zgodność wyników pomiarów w transformatorach z równowagą stężenia wilgoci. W przypadku braku tej równowagi, w zależności od metody pomiarowej, różnice w ocenie zawilgocenia mogą być znaczne. Z tego powodu powinny być stosowane co najmniej dwie metody pomiarowe.*

*Abstract. The paper presents the field experiences with FDS, RVM and PDC methods for transformer insulation diagnostics. Conformity of results measured on transformers with moisture density equilibrium was satisfactory. In case of lack of this equilibrium dependence on diagnostic method can be significant, leading to differences in measured moisture content. Therefore at least two diagnostic methods should be used in diagnostics. (**Experiences with estimating moisture content in transformers insulation**)*

Słowa kluczowe: RVM, FDS, PDC, diagnostyka, izolacja papier-olej.
Keywords: RVM, FDS, PDC , diagnostic, paper-oil insulation.

Wstęp

Ilość wody zgromadzonej w izolacji papierowo-olejowej jest jednym z głównych kryteriów warunkujących poprawną pracę transformatorów, zwłaszcza jednostek starszych o wieku powyżej 25 lat. W nich bowiem należy spodziewać się dużej kinetyki procesów starzeniowych, która jest wykładniczą funkcją ilości zaadsorbowanej wody. Innym niepożądanym skutkiem nadmiernie zgromadzonej w celulozie wody jest możliwość wystąpienia efektu „bąblowania" w temperaturze górnej części uzwojenia bliskiej dopuszczalnej temperatury pracy. W konsekwencji, koniecznym staje się ograniczenie obciążenia transformatora oraz zwiększenie wydajności układu chłodzenia. Przyśpieszonemu procesowi depolimeryzacji celulozy towarzyszy także wyraźny spadek wytrzymałości mechanicznej całej konstrukcji systemu izolacyjnego, który jest spowodowany utratą przez celulozę właściwości sprężystych. Proces ten zwykle kończy się odkształceniem geometrii uzwojeń w wyniku działania sił dynamicznych, które występują w czasie zwarć.

Z powyższego opisu wynika konieczność stałego monitorowania stopnia zawilgocenia izolacji papierowo-olejowej szczególnie w odniesieniu do jednostek starszych. Zwykle w tym celu stosuje się różne metody oparte na analizie zjawisk polaryzacyjnych zachodzących w izolacji. Najczęściej stosowana obecnie metoda RVM wykorzystuje związek między stopniem zawilgocenia izolacji a czasem pojawienia się maksymalnej wartości napięcia powrotnego. Ostatnio intensywnie rozwijane są i modyfikowane metody analizy częstotliwościowych charakterystyk przenikalności dielektrycznej (FDS) oraz pomiaru prądów polaryzacji i depolaryzacji (PDC) [1-7]. Wobec coraz szerszego ich stosowania oraz w miarę zwiększania się doświadczeń pomiarowych w literaturze pojawiło się szereg opinii dotyczących rozbieżności w ocenie zawilgocenia izolacji w zależności od zastosowanego sposobu jej wyznaczenia. W szczególności prezentowany jest pogląd, iż pomiary RVM powodują zawyżoną ocenę stopnia zawilgocenia, natomiast wyznaczenie ilości wody w celulozie w oparciu o algorytm stosowany w systemie FDS IDA 200 jest prawidłowe. Część tych opinii opartych jest m.in. na wynikach badań modelowego układu izolacyjnego [7]. Należy jednak podkreślić, że opinie te nie są jednoznaczne i wymagają szerszej wymiany doświadczeń przede wszystkim w oparciu o badania wykonane w warunkach eksploatacyjnych. W tym względzie doświadczenia autorów artykułu są bogate, gdyż pochodzą z pomiarów kilkudziesięciu transformatorów zainstalowanych w różnych punktach systemu elektroenergetycznego o mocy od 10 do 360 MVA, napięciu od 110 do 400 kV oraz wieku od 4 do 37 lat [2]. Stały się one podstawą treści niniejszej pracy.

Wpływ wybranych czynników na rezultat pomiaru

Omawiając wpływ wybranych czynników na wyniki pomiarów FDS, RVM oraz PDC należy przyjąć dwa podstawowe założenia:

1. Podczas pomiaru układ izolacji relaksuje jednocześnie w całej objętości adekwatnie do lokalnego stopnia zawilgocenia i zestarzenia celulozy oraz oleju.
2. W papierowo-olejowej izolacji transformatorów można wyróżnić trzy zasadnicze struktury relaksacyjne:
   - relaksacja zawilgoconego preszpanu,
   - relaksacja granicy faz preszpan-olej,
   - relaksacja prądu ograniczonego ładunkiem przestrzennym (SCLC).

Natura zjawisk relaksacyjnych w dielektrykach wskazuje, że niezależnie od stosowanej metody, głównymi czynnikami wpływającymi kształt dielektrycznej odpowiedzi układu papier-olej, a tym samym na wynik pomiaru są:

a) temperatura izolacji oraz jej rozkład w objętości,
b) termodynamiczna równowaga stężenia wilgoci w oleju i preszpanie,
c) rzeczywisty rozkład wilgoci w objętości układu izolacyjnego,
d) fizyko-chemiczne parametry oleju w kadzi oraz oleju zawartego w elementach stałych izolacji (preszpanie).

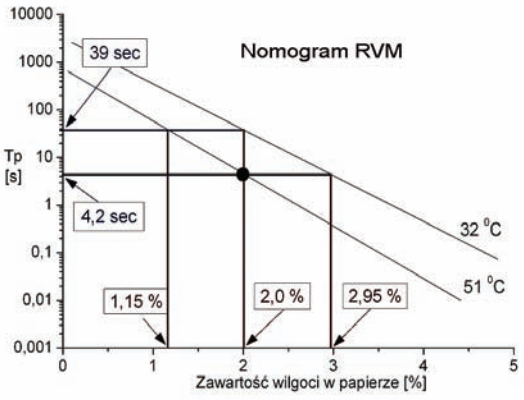
a) Wpływ rozkładu temperatury izolacji

Doświadczenia eksploatacyjne dowodzą, że różnica temperatury między dolną a górną partią izolacji transformatora może sięgać 20÷30 ^{0}C. Z reguły olej ma niższą temperaturę niż izolacja preszpanowa, a jej różnica między górną warstwą oleju a dolną jest mniejsza (15÷20 ^{0}C). Przykładowo, dla transformatora TWm 263000/110 zmierzona pod obciążeniem, temperatura oleju w górnej warstwie wynosiła $T = 51\ ^0C$, temperatura oleju w warstwie środkowej $T = 42\ ^0C$, natomiast temperatura rdzenia $T = 33\ ^0C$. Wskutek tego naturalnego rozkładu temperatury odpowiedź dielektryczna poszczególnych warstw izolacji będzie się różnić.

W przypadku metody RVM niejednakowa temperatura izolacji w szczególności będzie powodować:

- dla jednorodnego zawilgocenia przesuwanie się obrazu polaryzacji i czasów „t_d" dolnych partii izolacji w obszar wyższych wartości,
- dla różnej zawartości wody w preszpanie jest możliwe otrzymanie identycznych wartości czasów „t_d" (rys.1).W przypadku metody FDS wpływ ten jest

podobny i wynika ze skracania się czasów relaksacji preszpanu i granicy faz w miarę wzrostu temperatury, przy czym energie aktywacji obu tych procesów są różne. W rezultacie obserwować się będzie „rozmycie" charakterystyk tgδ= f(f)..



Rys. 1. Wpływ różnicy temperatury izolacji oraz jej zawilgocenia na dominującą stałą czasową wyznaczoną z metody RVM

Zatem możliwy jest przypadek, iż jedna z tych relaksacji będzie dominować w całym zakresie pomiarowym, a tym samym wpływać na wynik szacowania wilgoci (rys.4.b). W tym przypadku rozdzielenie relaksacji granicy faz od relaksacji preszpanu możliwe jest jedynie na drodze analitycznej przy założeniu odpowiedniego modelu fizycznego. Z kolei, wykładnicza zależność przewodnictwa od temperatury powodować będzie różnice w konduktywności poszczególnych fragmentów układu, co wpłynie na zmierzoną wartość rezystancji izolacji. Podobnie jak w metodach RVM oraz FDS, wyznaczone z pomiarów PDC obrazy polaryzacji charakteryzować się będą poszerzonym rozkładem czasów relaksacji.

b) Wpływ braku równowagi stężenia wilgoci na granicy faz

Zachwianie termodynamicznej równowagi stężenia wilgoci na granicy faz olej-preszpan najczęściej spowodowane jest wymianą lub uzdatnianiem oleju oraz okresowymi wahaniami temperatury izolacji. W rezultacie powstaje przypowierzchniowa warstwa preszpanu o odmiennych właściwościach fizyko-chemicznych i zawilgoceniu. Może ono być nadmierne lub zbyt małe w stosunku do pozostałej objętości preszpanu. Metoda RVM jest bardzo czuła na zmiany parametrów relaksacji granicznej wynikającej z procesu wymiany wody między papierem a olejem lub odkładaniem się produktów starzenia na powierzchni celulozy [8]. W rezultacie na krzywej RVM może pojawić się rozmyte ekstremum lub wydzielić się dwa i więcej wyraźnych ekstremów związanych z lokalnymi relaksacjami. Charakterystyki zawilgoconego papieru są w tym przypadku względnie stabilne, lecz prawidłowy obraz relaksacji można otrzymać na drodze matematycznej analizy zależności ε',ε" = f(ω).

c) Wpływ nierównomiernego zawilgocenia izolacji

Blennow oraz współautorzy podają, że zmierzona w eksploatowanym transformatorze rzeczywista różnica zawilgocenia bariery preszpanowej na długości uzwojenia może wynosić ok. 1% [5]. Analogiczny efekt występuje również w pozostałych elementach stałych izolacji. Niejednorodny rozkład wilgoci w izolacji spowoduje, że poszczególne jej fragmenty będą relaksowały z parametrami (stała czasowa, współczynnik jej rozkładu oraz polaryzowalność) odpowiednimi do lokalnego stopnia zawilgocenia. Dlatego otrzymane w pomiarach RVM oraz FDS ekstrema są w istocie uogólnionymi stałymi czasowymi, które wcale nie muszą być adekwatne do średniego stopnia zawilgocenia izolacji. Generalnie, wpływ nierównomiernego zawilgocenia izolacji na charakterystyki RVM oraz FDS jest odwrotny do wpływu temperatury. Przykładowo, dla temperatury izolacji $T= 25\ ^0C$, przy zawilgoceniu górnego fragmentu izolacji ok. *3%* otrzymamy stałą czasową $t_d \approx 10\ sek.$ (RVM), podczas gdy dolny fragment uzwojenia $(w \approx 2\%)$ relaksować będzie ze stałą $t_d \approx 80\ sek$. W tej sytuacji dominująca (RVM) lub uogólniona (FDS) stała czasowa całego układu, będzie zależeć zarówno od rozkładu wilgoci jak i od polaryzowalności poszczególnych fragmentów izolacji. Omawiane wyżej relacje dotyczą również przewodnictwa układu izolacyjnego preszpan-olej. Jednak w tym przypadku rola oleju i granicy faz jest mniejsza, a o wartości prądu upływu decydować będą właściwości preszpanu.

d) Wpływ parametrów oleju w kadzi oraz w preszpanie.

W czasie eksploatacji transformatora olej jest kilkakrotnie wymieniany bądź uzdatniany (wirowany). Z reguły procesowi temu towarzyszy zmniejszenie się zanieczyszczeń chemicznych oraz zawartości wody w przypowierzchniowej warstwie preszpanu. W rezultacie wydłuża się stała czasowa relaksacji granicy faz , co może spowodować, że cały zakres pomiarowy FDS zdominowany będzie przez relaksację preszpanu. Przy pomiarze RVM mogą powstać dwa ekstrema.

Otwartym zagadnieniem jest natomiast wpływ związany z kinetyką wymieszania lub wymiany zawartego w preszpanie oleju z nowym olejem w kadzi.

Szacowanie zawilgocenia.

Przedstawione powyżej obiektywne czynniki wpływające na kształt charakterystyk relaksacyjnych w izolacji papierowo-olejowej stawia zagadnienie wiarygodności wyniku pomiaru oraz przyjęcia uzasadnionej z technicznego punktu widzenia tolerancji oszacowania stopnia zawilgocenia. Przedstawiony w tabeli 1 związek między stopniem zawilgocenia a ogólnym stanem izolacji skłania ku tezie, że wyznaczenie stopnia zawilgocenia z dokładnością do 0,5% jest dla praktyki eksploatacyjnej wystarczające.

Tabela 1. Kryteria oceny stanu izolacji

Zawilgocenie	Stan izolacji
< 0,7 %	Nowa, dobrze wysuszona
≤ 2,0 %	Dobry stan eksploatacyjny
> 2,5 %	Szybkie starzenie się izolacji
≈ 3,0 %	Prawdopodobna awaria dla T≥ 75 ^{0}C
≈ 4,5 %	Prawdopodobna awaria dla T≥ 50 ^{0}C
> 5,5 %	Transformator do wyłączenia

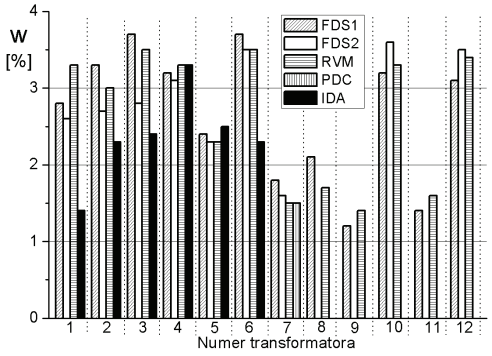
Metodyka pomiarów

Zawartość wilgoci wyznaczano za pomocą trzech metod polaryzacyjnych (FDS, RVM, PDC). Metodę FDS oparto o matematyczną analizę zespolonej przenikalności dielektrycznej ε*(ω)=ε'(ω)+jε"(ω). Po wyznaczeniu parametrów relaksacji granicy faz preszpan-olej oraz relaksacji zawilgoconego preszpanu przyrównano je do parametrów wzorcowych charakterystyk. W przypadku pomiaru napięcia powrotnego zastosowano miernik typu RVM 5462. Natomiast w metodzie PDC zawilgocenie izolacji wyznaczono na podstawie analizy charakterystyki $j_{dep}(t) =f(t)$ oraz wartości przewodnictwa celulozy. Dla porównania wykorzystano również stosowaną w mierniku IDA 200 procedurę wyznaczania stopnia zawilgocenia.

Pomiary eksploatacyjne

Biorąc pod uwagę omówione wcześniej uwarunkowania, autorzy podzielili populację badanych transformatorów na jednostki, w których zachowana jest względna równowaga stężenia wilgoci i temperatury izolacji oraz na jednostki znacznie odbiegające od takiego stanu. Podziału dokonano przede wszystkim ze względu na temperaturę transformatora oraz historię zdarzeń w ciągu roku przed pomiarami. Nieobojętny był również wiek jednostki i historia eksploatacji w długim okresie czasu.

Na rysunku 2 przedstawiono wyniki badań wybranych transformatorów o względnej równowadze stężenia wilgoci. Były to jednostki długotrwale wyłączone z ruchu bądź też przez długi okres pracujące pod obciążeniem bez wymiany oleju.



Rys.2. Stopień zawilgocenia transformatorów o zrównoważonym stężeniu wilgoci według metod FDS, RVM oraz PDC

Dla metody FDS podano dwie wartości stopnia zawilgocenia izolacji. Pierwsza z nich (FDS1) jest wynikiem szacowania zawilgocenia na podstawie relaksacji granicy faz, natomiast druga (FDS2) jest rezultatem odniesienia krzywej relaksacji preszpanu do charakterystyk wzorcowych. Dla pierwszych sześciu jednostek pomiary spektroskopowe, a także wyznaczenie zawilgocenia z pomiarów RVM oraz IDA 200 wykonano w ramach programu REDIATOOL [4].

Analiza otrzymanych danych wskazuje, że dla transformatorów o zrównoważonym stężeniu wilgoci na granicy faz otrzymano zadawalającą zgodność w ocenie stopnia zawilgocenia według metod FDS, RVM oraz PDC. Na tym tle, wyniki otrzymane w oparciu o stosowane w mierniku IDA 200 oprogramowanie znacząco odbiega o pozostałych rezultatów.

W tabeli 3 przedstawiono wyniki badań wybranych transformatorów o zachwianej równowadze termo-dynamicznej. Zaobserwowano, że w zależności od stosowanej metody otrzymano duże różnice w oszacowaniu stopnia zawilgocenia. W przypadku jednostki numer 13 zwraca uwagę znacznie zaniżona wartość zawilgocenia wyznaczona z krzywej RVM. Wydaje się, że jest to spowodowane szybkim obniżaniem się temperatury izolacji podczas pomiaru (od $T = 51^0C$ do $T = 37\ ^0C$). W rezultacie tego procesu otrzymano rozmytą charakterystykę napięcia powrotnego o ekstremum przesuniętym w zakres dłuższych czasów.

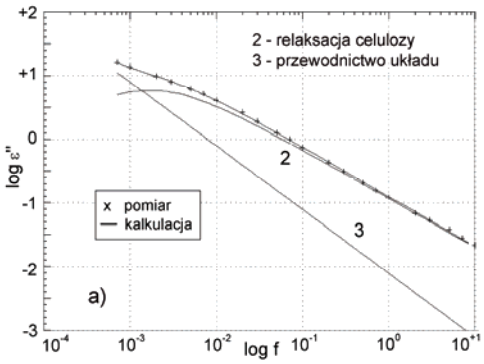
W transformatorze numer 14 przez 14 dni wirowano olej w obiegu zamkniętym. Temperatura oleju podczas wirowania wynosiła $T = 78\ ^0C$. Bezpośrednio po wirowaniu i ostygnięciu transformatora wykonano pomiary FDS i RVM. Zastosowane zabiegi eksploatacyjne z pewnością spowodowały zachwianie równowagi stężenia wilgoci między olejem a papierem, m.in. należy oczekiwać, że przypowierzchniowa warstwa celulozy zawiera znacznie mniej wody niż pozostała objętość. Wirowanie oleju trwało bowiem do momentu, aż praktycznie był on „suchy" (zawartość wody w granicach błędu metody KFT). Natomiast historia eksploatacji transformatora sugeruje duże zawilgocenie preszpanu. Analiza charakterystyk FDS (rys.3.a) wykazała, że w całym zakresie pomiarowym dominuje relaksacja o parametrach odpowiadających zachowaniom zawilgoconego preszpanu przy czym zwraca uwagę fakt, że nie zaobserwowano relaksacji granicznej.

Tabela 3. Zawilgocenie izolacji transformatorów z nierównowagą stężenia wilgoci według różnych metod pomiarowych

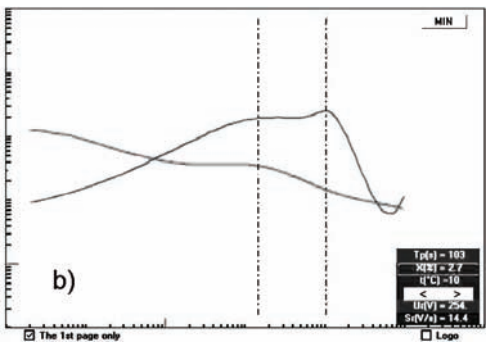
Nr Transformatora	FDS w [%]	RVM w [%]	PDC w [%]	UWAGI
13	1,4 1,5	0,8	1,2	Duży rozkład temperatury (transformator TWm 263000/110)
14	3,8	2,7 3,7		14 dni wirowania oleju w temp. 78 ^{0}C
15 (a)	3,7 3,8			Przed wirowaniem 49 ppm H_2O w oleju
15 (b)	1,3 3,2		2,9	Wymiana oleju oraz wirowanie 20 ppm H_2O w oleju

Stopień zawilgocenia wyznaczono przez porównanie parametrów krzywej 2 na rysunku 3 do wzorcowych charakterystyk preszpanu. Wynosił on $w = 3{,}8\ \%$. Z kolei na krzywej RVM obserwowano dwie dominujące stałe czasowe (rys.3.b). Pierwsza z nich o wartości $T_d = 16\ sek.$ sugeruje zawilgocenie na poziomie $w = 3{,}7\%$, podczas gdy druga o wartości $T_d = 103\ sek$ odpowiada zawilgoceniu $w = 2{,}7\%$,. W rezultacie, na podstawie pomiarów RVM, FDS oraz po uwzględnieniu historii zdarzeń przyjęto, że rzeczywiste zawilgocenia izolacji wynosi $w \approx 3{,}7\%$.

a)



b)

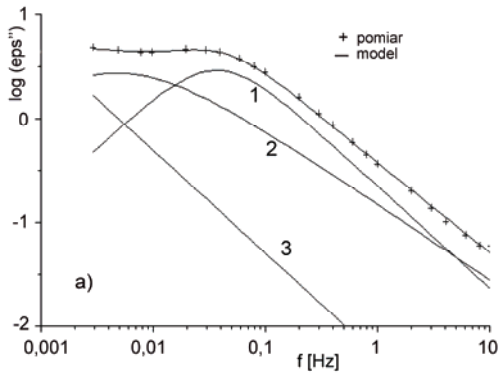


Rys.3. Charakterystyki transformatora Nr 14 po wirowaniu oleju a) zależność $\varepsilon'' = f(f)$, b) charakterystyka RVM

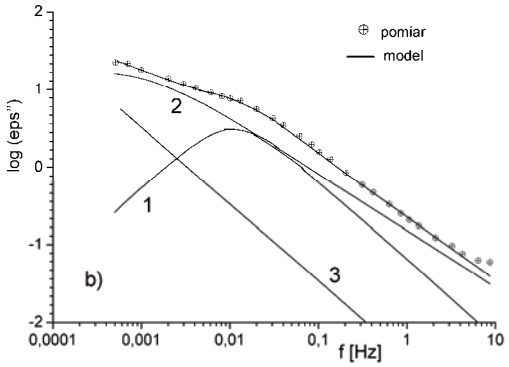
W transformatorze numer 15 stopień zawilgocenia izolacji wyznaczano dwukrotnie. Po stwierdzeniu obecności wody w oleju w ilości 49 ppm wykonano pomiary FDS. Analiza częstotliwościowych charakterystyk zespolonej

przenikalności dielektrycznej $\varepsilon^*(\omega)=\varepsilon'(\omega)+j\varepsilon''(\omega)$ wykazała, że w relaksacji izolacji można wyróżnić dwie duże struktury polaryzacyjne. Pierwsza z nich dotyczy polaryzacji granicznej (krzywa 1, rys.4.a), druga jest obrazem zachowania się preszpanu (krzywa 2, rys.4.a). Prosta 3 na tym rysunku ilustruje zmiany przewodnictwa układu izolacyjnego. Oszacowany na podstawie parametrów polaryzacji granicznej stopień zwilgocenia wynosił *w= 3,7 %*. Natomiast porównanie relaksacji preszpanu z krzywymi wzorcowymi dało wynik *w= 3,8 %*..

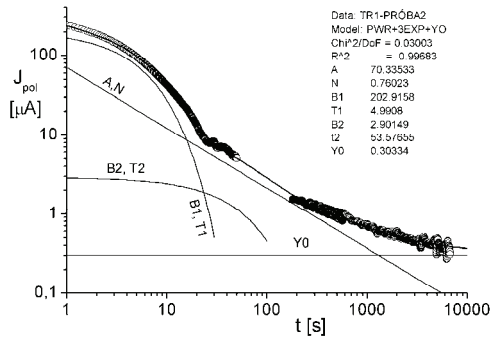
a)



b)



Rys.4. Zależność stratności od częstotliwości dla transformatora nr 15 przed (a) i po wymianie oleju (b).1,2 – polaryzacja graniczna i papieru, 3 – przewodnictwo układu



Rys.5. Czasowa charakterystyka prądu polaryzacji oraz wyznaczone analitycznie parametry relaksacji

Drugi pomiar FDS wykonano po 7 miesiącach (rys.4.b). W międzyczasie wymieniono olej na nowy, a na siedem dni przed pomiarami , po stwierdzeniu obecności 30 ppm wody w oleju, wykonano jego wirowanie przy pracującym transformatorze. Analogicznie jak we wcześniejszym pomiarze FDS zaobserwowano dwie struktury relaksacyjne. Jednak w tym przypadku, wartość polaryzowalności granicy faz była mniejsza, a stała czasowa relaksacji dłuższa. Z tego powodu wystąpiła duża różnica w ocenie zawilgocenia izolacji (odpowiednio *w= 1,3 %*. oraz *w= 3,2 %*.). Przykład ten Ilustruje wpływ braku równowagi stężenia wilgoci w izolacji transformatora na wynik pomiaru. Poprawa parametrów oleju oraz częściowe osuszenie przypowierzchniowej warstwy preszpanu spowodowało błąd w ocenie stopnia zawilgocenia na podstawie relaksacji granicznej. W celu zweryfikowania otrzymanych rezultatów wykonano pomiary PDC (rys.5). Obliczone przewodnictwo preszpanu (dla $T = 34\ ^0C$. $\sigma \approx 2{,}1\ pS/m$) oraz pozostałe parametry zależności $i_{pol} = f(t)$ $i_{dep} = f(t)$ wskazały na stopień zawilgocenia na poziomie *w≈ 2,9 %*.

Podsumowanie

1. Wpływ różnych czynników (np. rozkład temperatury oraz zawilgocenia) na parametry relaksacji w izolacji papierowo-olejowej, a także techniczne uwarunkowania eksploatacji izolacji skłaniają do wniosku, że wyznaczenie stopnia jej zawilgocenia z dokładnością do 0,5% jest wystarczające.
2. Doświadczenie pomiarów eksploatacyjnych wskazuje, że w przypadku transformatorów, których izolacja jest we względnej równowadze termodynamicznej stężenia wilgoci otrzymuje się zadowalającą zgodność wyników pomiarów według metod FDS, RVM oraz PDC.
3. W transformatorach, w których taka równowaga nie jest zachowana wskazane jest, aby ocenę stopnia zawilgocenia izolacji dokonywać na podstawie pomiarów wykonanych co najmniej dwiema metodami (np. FDS i RVM lub RVM i PDC).
4. Wyznaczenie z pomiarów FDS lub PDC parametrów relaksacji izolacji papierowo-olejowej stwarza warunki do lepszej oceny stopnia jej zawilgocenia. Należy przy tym podkreślić, że interpretowanie pomiarów wymaga personelu o wysokich kwalifikacjach oraz dobrej znajomości historii eksploatacji transformatora. Powyższa uwaga dotyczy zwłaszcza jednostek z zachwianą równowagą stężenia wilgoci.

LITERATURA

[1] Zaengl W.S.: “Applications of Dielectric Spectroscopy in Time and Frequency Domain for HV Power Equipment”, IEEE Electrical Insul. Magazine, Vol.19, No 6, (2003), pp.9-22
[2] Subocz J.,: “Analiza charakterystyk PDC w izolacji transformatorów”, Energetyka, Zeszyt Tematyczny Nr 6, (2005), str. 32-35
[3] Saha T.K.: “Review of Time-Domain Polarization Measurements for Assessing Insulation Condition in Aged Transformers”, IEEE Trans. Power Delivery, Vol.18, No 4, (2003), pp. 1293-1301
[4] Subocz J., Gielniak J., Ossowski M., Walczak K.: „Dielectric Response of Paper-Oil Insulation of Power Transformers”, Proc. Inter. Conf. APTADM’04, Wrocław, (2004), pp.102-105
[5] Koch M.: “Moisture Measurement in Oil-Paper-Insulated Power Transformers”, Annual Report 2005, IEH, Universität Stuttgart, pp. 40-44.
[6] Blennow J., and all.: “Field Experiences With Measurements of Dielectric Response in Frequency Domain for Power Transformer Diagnostics”, IEEE Trans. Pow. Deliv., vol.21, (2006), 681-688.
[7] Koch M., Feser K.: „Reliability and influences on dielectric diagnostic methods to evaluate the ageing state of oil-paper insulations“, Proc. Inter. Conf. APTADM’04, Wrocław, (2004), pp.95-101
[8] Csepes G., Kispal I.: “Interpretacja wyników pomiarów metodą RVM stanu zestarzenia i zwilgocenia transformatorów w eksploatacji i po wirowaniu”, Energetyka, Zeszyt Tematyczny Nr 6, (2005), str. 41-45

Autorzy: *dr hab. inż. Jan Subocz, Politechniki Szczecińska*
e-mail: jan.subocz@ps.pl
prof.dr hab.inż. Ryszard Malewski, Instytut Elektrotechniki
e-mail: malewski@ieee.org
mgr inż. Marek Szrot, mgr inż. Janusz Płowucha,
Energo-Complex Sp. z .o.o, Chorzów
e-mail:energo-complex@energo-complex.pl

Przemysław SUL

Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, Katedra Wysokich Napięć i Aparatów Elektrycznych

Metoda wyznaczania czasu odpowiedzi bocznikó prądów udarowych

Streszczenie: *W artykule została przedstawiona problematyka związana z pomiarem prądów udarowych przy wykorzystaniu boczników bezindukcyjnych. Scharakteryzowano podstawowe parametry boczników udarowych oraz opisano wymagania, jakie stawia się współczesnym konstrukcjom. Oryginalną część pracy stanowi sposób wyznaczania czasu odpowiedzi bocznika na podstawie ogólnie znanej definicji, przy wykorzystaniu komputera i stosownego oprogramowania wyznaczającego odpowiedź układu metodą sumowania pól trapezów.*

Abstract: *This paper presents issues connected with the measurement of surge currents using noninductive shunts. Basic parameters of impulse shunts and requirements which modern constructions have to meet, have been also characterised here. The method of specifying the shunt's response time on the basis of the generally known definition, using a computer and appropriate software determining the system's response using the trapezoidal method, constitutes the original part of this paper. (**The method of calculation the surge currents shunt's response time**)*

Słowa kluczowe: bocznik, prądy udarowe, czas odpowiedzi.
Keywords: shunt, surge currents.

Wstęp

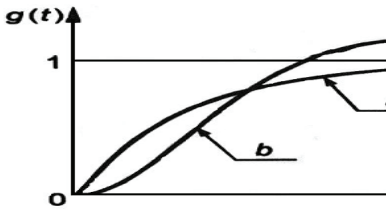
W laboratoriach wysokonapięciowych do pomiaru prądów udarowych nadal bardzo często używa się boczników bezindukcyjnych. Ich główną zaletą jest stosunkowo prosta konstrukcja, niski koszt wytwarzania oraz szeroki zakres pomiarowy.

Pomiar prądu udarowego, przy zastosowaniu bocznika, sprowadza się do pomiaru lub rejestracji spadku napięcia na rezystancji bocznika, wywołanego przepływającym prądem.

Jednym z najważniejszych parametrów opisujących boczniki służące do pomiaru prądów udarowych, obok takich parametrów jak: wartość rezystancji, obciążalność prądowa, charakterystyki amplitudowe i fazowe oraz stała czasowa $\tau = L_b/R_b$ jest czas odpowiedzi.

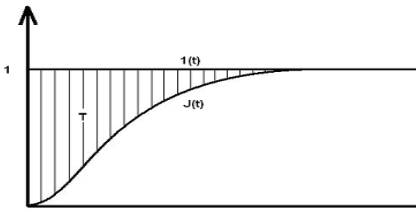
Jest to parametr, który ma bezpośredni wpływ na dokładność pomiaru (rejestracji) prądu udarowego zwłaszcza, gdy rejestrowane są bardzo strome i krótkie impulsy prądowe.

Czas odpowiedzi jest wyznaczany na podstawie tzw. odpowiedzi jednostkowej, która jest definiowana jako przebieg napięcia na zaciskach wyjściowych bocznika, przy doprowadzeniu do jego zacisków wejściowych impulsu prądowego, o kształcie odpowiadającym funkcji jednostkowej – otrzymując w wyniku tzw. odpowiedź jednostkową układu (bocznika) (rys.1).



Rys.1. Typowe odpowiedzi „jednostkowe" boczników: a) aperiodyczna, b) z przepięciem

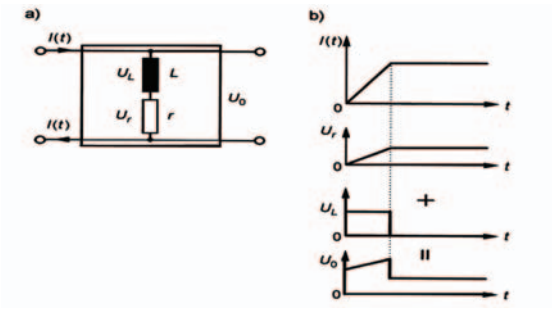
Znajomość odpowiedzi na takie pobudzenie umożliwia wyznaczenie odpowiedzi bocznika na wymuszenie będące dowolną funkcją czasu. Możliwość taką stwarza zastosowanie całki Duhamela [2]. Natomiast czas odpowiedzi definiowany jest jako suma algebraiczna pól między funkcją jednostkową, a odpowiedzią jednostkową (rys.2).



Rys.2. Czas odpowiedzi jednostkowej bocznika

$$T = \int_0^\infty [1(t) - J(t)]\,dt \tag{1}$$

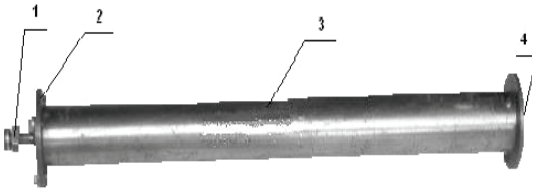
Wymaga się, aby boczniki do pomiaru stromych impulsów prądowych miały czasy odpowiedzi rzędu nanosekund. W tym celu powstają specjalne konstrukcje, w których dąży się do uzyskania bocznika o jak najmniejszej indukcyjności [3,5,6] ponieważ indukcyjność ma zasadniczy wpływ na czas odpowiedzi (rys.3).



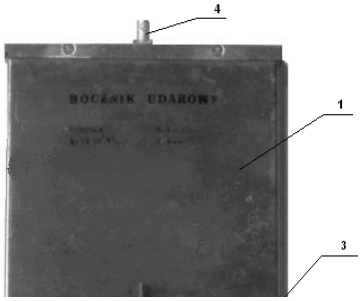
Rys. 3. Uproszczony schemat zastępczy bocznika (a), składowe napięcia wyjściowego przy wymuszeniu I(t) (b). U_r –spadek napięcia na rezystancji, U_L-spadek napięcia na indukcyjności bocznika, U_0-spadek napięcia wypadkowy

Na rysunku nr 3 przedstawiony został schemat bocznika, w którym pominięto wpływ pojemności. W przypadku rzeczywistych urządzeń, w schemacie zastępczym bocznika, oprócz rezystancji i indukcyjności, powinna być również, uwzględniona pojemność, której sposób określania i wartość jest zależna od konkretnego rozwiązania konstrukcyjnego bocznika.

Wpływ pojemności jest nie do pominięcia w przypadku, gdy charakterystyka dynamiczna bocznika ma przebieg klasyfikowany jako aperiodyczny z „przewyższeniem” oraz w przypadku oscylacyjnym.



Rys.4. Bocznik rurowy. 1- zacisk wejściowy obwodu prądowego, 2- zacisk uziemiający, 3- zewnętrzny płaszcz prądowy 4- gniazdo koncentryczne obwodu pomiarowego

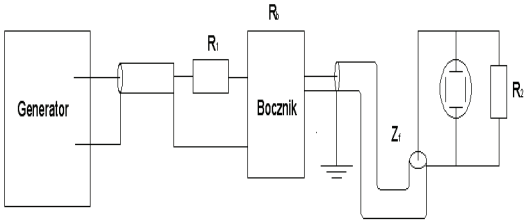


Rys.5. Płaszczowy bocznik płaski. 1-zewnętrzny płaszcz prądowy, 2-zacisk wejściowy obwodu prądowego, 3-zacisk uziemiający, 4-gniazdo koncentryczne obwodu pomiarowego

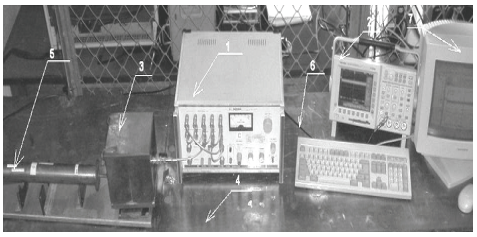
Układ do wyznaczania czasu odpowiedzi

W praktyce czas odpowiedzi wyznaczany jest na podstawie odpowiedzi bocznika na wymuszenie prostokątnym impulsem prądowym.

W układzie przedstawionym na rys.6, przedstawiającym schemat ideowy układu pomiarowego, do wygenerowania prostokątnego impulsu prądowego użyty został generator, wytwarzający prostokątne impulsy prądowe o czasie narastania ok. 1,2 ns, amplitudzie ok. 40A i czasie trwania impulsu 1us, którego kształt jest pokazany na rys. 8.

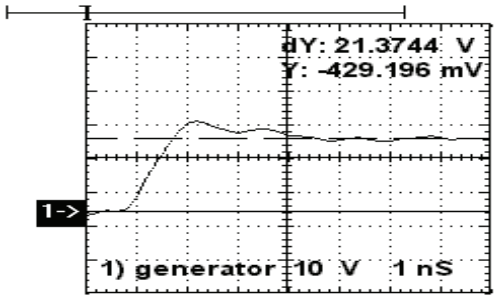


Rys.6. Rysunek poglądowy układu do badania czasu odpowiedzi, gdzie: R_1=50Ω, R_b- badany bocznik, Z_f =50Ω, R_2=50Ω.



Rys. 7. Stanowisko do badania odpowiedzi jednostkowej. 1-generator impulsów prostokątnych, 2-oscyloskop cyfrowy, 3-rezystor, 4- podłoże wykonane z blachy miedzianej, 5- badany bocznik, 6- kabel pomiarowy, 7-monitor komputerowy

Do rejestracji odpowiedzi jednostkowej badanych boczników użyty został wysokiej klasy oscyloskop cyfrowy (300MHz, próbkowanie 2,5 GS/s).



Rys.7. Kształt impulsu wytwarzanego przez generator impulsów prostokątnych, zarejestrowany oscyloskopem cyfrowym.

Metoda obliczania czasu odpowiedzi

Na podstawie danych uzyskanych z pomiarów (10000 punktów) wyznaczony został czas odpowiedzi według wzoru (2) (rys.9)

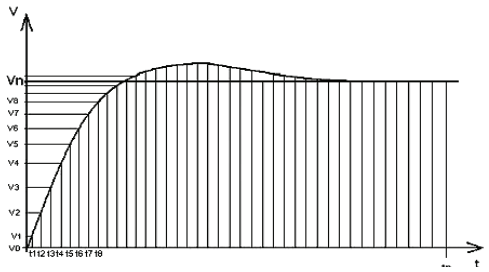
(2) $$T = S_1 - S_2$$

(3) $$S_1 = V_n * t_n$$

gdzie: T- czas odpowiedzi [s], Vn- ustalona wartość napięcia na boczniku, do obliczeń przyjmuje się wartość 1, t_n- czas ustalenia odpowiedzi , S1- pole (jednostkowe) równe iloczynowi liczb V_n i t_n, S2- pole pod krzywą odpowiedzi bocznika.

Natomiast wartość S_2 obliczona została z zależności:

(4) $$S_2 = \sum_{a=1}^{n} [(t_a - t_{a-1}) * (\frac{(V_a + V_{a-1})}{2})]$$



Rys.9. Zasada wyznaczania czasu odpowiedzi T, gdzie: 1- impuls jednostkowy, 2-odpowiedź bocznika

Rzeczywisty czas odpowiedzi obliczony został za pomocą wzoru Hortopana:

(5) $$T = T_u - T_w$$

gdzie: Tu- czas odpowiedzi jednostkowej układu pomiarowego wraz z badanym bocznikiem, Tw- czas odpowiedzi jednostkowej impulsu wzorcującego, kabla i oscyloskopu

Wyznaczony czas odpowiedzi impulsu wzorcującego (generator), kabla i oscyloskopu wynosi: Tw= 0,8 ns

Przykładowe przebiegi odpowiedzi kilku wybranych boczników

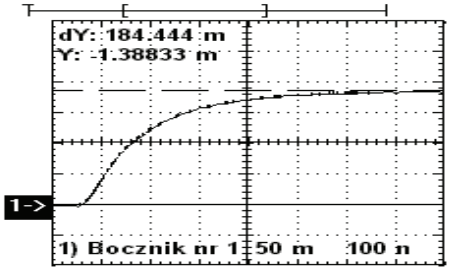
Poniższe oscylogramy przedstawiają odpowiedzi boczników na prostokątny impuls prądowy o czasie narastania ok. 1,2 ns i amplitudzie ok. 40 A.

Badania zostały wykonane w układzie przedstawionym na rysunku nr 7. Rysunek nr 10, 11 przedstawia aperiodyczną odpowiedź boczników, natomiast rysunek nr 12, 13 odpowiedź oscylacyjną. W przypadku bocznika,

którego odpowiedź została pokazana na rysunku nr 13, nie możliwe było określenie czasu odpowiedzi ze względu na silnie oscylacyjny charakter.

Bocznik nr 1

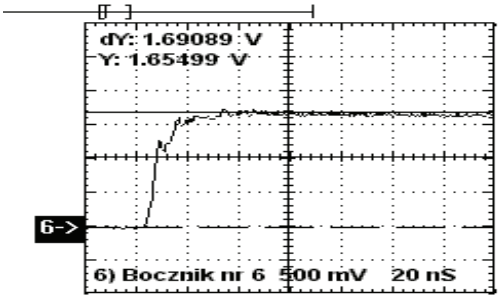
rezystancja R= 5,23 mΩ, czas narastania t_n=336 ns, czas odpowiedzi T= 132 ns



Rys.10. Odpowiedź jednostkowa bocznika nr. 1

Bocznik nr 2

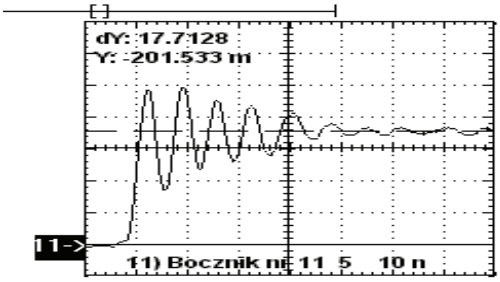
rezystancja R=44,6 mΩ, czas narastania t_n =16,8 ns, czas odpowiedzi T=6,8 ns



Rys.11. Odpowiedź jednostkowa bocznika nr. 2

Bocznik nr 3

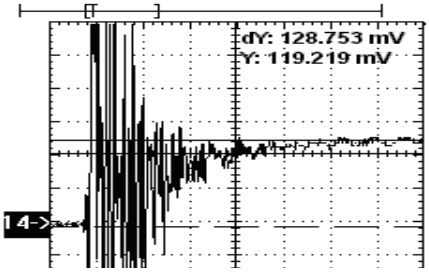
rezystancja R=500,3 mΩ, czas odpowiedzi T=3,5 ns, oscylacje zanikające po ok.115 ns.



Rys.12. Odpowiedź jednostkowa bocznika nr. 3

Bocznik nr 4

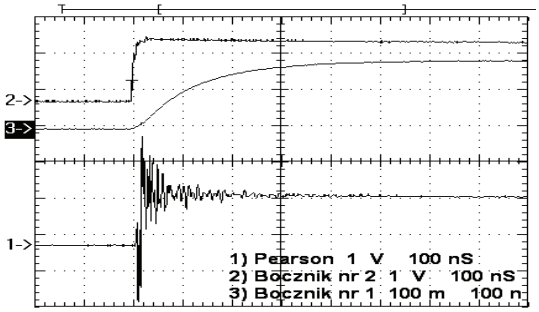
rezystancja R=2,61 mΩ



Rys.13. Odpowiedź jednostkowa bocznika nr. 4

Porównanie odpowiedzi jednostkowej boczników i przekładnika prądowego impulsowego

Na rysunku 14 przedstawiono porównanie odpowiedzi jednostkowej dwóch boczników i przekładnika pradowego.



Rys.14. Odpowiedź jednostkowa bocznika nr. 1, bocznika nr.2 i przekładnika prądowego impulsowego na impuls prądowy (prostokątny) o czasie narastania t=1,2ns gdzie: 1- odpowiedź przekładnika prądowego impulsowego, 2- odpowiedź bocznika o czasie odpowiedzi T=6,8ns, 3- odpowiedz bocznika o czasie odpowiedzi T=132ns.

Podsumowanie

W pracy laboratoriów wysokonapięciowych i wielkoprądowych zachodzi często potrzeba sprawdzenia czasu odpowiedzi stosowanych boczników, gdyż jest to parametr, który ma bezpośredni wpływ na dokładność pomiaru prądu udarowego zwłaszcza, gdy są rejestrowane bardzo strome i krótkie impulsy prądowe. Na podstawie czasu odpowiedzi określa się klasę bocznika, a w konsekwencji jego przydatność do badań.

Przedstawiona w artykule metoda i układ do określania czasów odpowiedzi boczników udarowych pozwala, w relatywnie prosty sposób, wyznaczyć ten parametr - zarówno w przypadku, gdy charakterystyka dynamiczna bocznika ma przebieg aperiodyczny jak i oscylacyjny.

LITERATURA

[1] Jerzy Wodziński, Wysokonapięciowa technika prób i pomiarów, PWN Warszawa 1997
[2] Praca zbiorowa pod kierunkiem doc. Dr hab. Inż. Romualda Kosztaluka „Technika badań wysokonapięciowych”, WNT, Warszawa 1985.
[3] Andrzej Buyno, Boczniki do pomiaru stromych prądów w obwodach indukcyjnych, Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, Warszawa 1975
[4] PN-EN 60060-2, Wysokonapięciowa technika probiercza. Układy pomiarowe,
[5] Ryszard Malewski, Boczniki do pomiaru stromych prądów udarowych, Praca doktorska, Politechnika Warszawska, Warszawa 1966
[6] Andrzej Buyno Ekranowane boczniki rurowe do pomiaru prądów udarowych, Przegląd Elektrotechniczny, 1-2/1990

Autorzy: *mgr inż. Przemysław Sul, Politechnika Warszawska, Katedra Wysokich Napięć i Aparatów Elektrycznych, ul.Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, E-mail:przemyslaw.sul@ien.pw.edu.pl*

Marek SZADKOWSKI

Politechnika Śląska, Instytut Elektroenergetyki i Sterowania Układów

Izolacja powietrzna szyn giętkich rozdzielni WN i NN w warunkach przepływu prądu zwarciowego

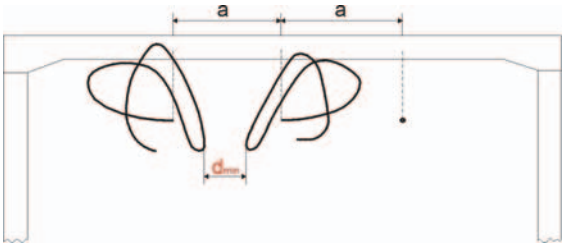
Streszczenie. *W prezentowanym poniżej tekście zarysowano problem dynamicznych zmian powietrznego układu izolacyjnego oszynowania giętkiego w rozdzielniach WN i NN w wyniku przepływu przez przewody, tworzące to oszynowanie, prądu zwarciowego. Wspomniano narzędzia ułatwiające analizę skutków przepływu prądu zwarciowego przez oszynowanie giętkie oraz zaprezentowano wybrane metody ograniczania tych skutków.*

Abstract. *The problem of dynamic changes in air insulation system of flexible HV bus-bar systems is presented and as a result of flow of short-circuit currents by flexible bus-bars. It has been mentioned of the tools facilitated on analysis of short-circuit current effects in flexible bus-bars and methods used to limitations of these effects. (**An insulation system of HV and EHV flexible bus-bars in switching stations during short-circuit current**).*

Słowa kluczowe: zwarcie, dynamika przewodów, układ izolacyjny, odstępy powietrzne.
Keywords: short-circuit current, dynamics of conductors, insulation system, air distance.

Wstęp

Przepływ prądu elektrycznego w dowolnie usytuowanych względem siebie torach prądowych powoduje powstawanie sił elektromagnetycznych dziaŁających na przepływające ładunki a więc na tory prądowe. W przypadku prądu zwarciowego działania te mogą być znaczne. W oszynowaniu sztywnym rozdzielni może dojść do powyginania szyn, zniszczenia odstępników, uszkodzenia izolatorów wsporczych itp. W oszynowaniu giętkim problem jest bardziej złożony. W wyniku np. zwarcia dwufazowego, w przewodach tworzących sąsiednie fazy popłynie prąd w przeciwnych kierunkach. Powstałe siły elektromagnetyczne spowodują "odpychanie się" przewodów (rys.1). W wyniku uzyskanej energii kinetycznej i potencjalnej a także sprężystej, przewody będą poruszać się dalej także po wyłączeniu zwarcia, "kreśląc" w środku trajektorię np. taką jak na rysunku 1



Rys.1. Trajektorie ruchu przewodów w środku przęsła w wyniku przepływu prądu zwarciowego

Poruszające się przewody mogą zbliżyć się na odległość d_{min}. Jeżeli odległość ta będzie mniejsza niż dopuszczalna dla wytrzymałości elektrycznej powietrznego odstępu izolacyjnego, może dojść do zwarcia wtórnego, ponieważ w chwili zbliżenia przewodów, płynie już przez nie prąd roboczy, w wyniku zadziałania automatyki SPZ. Zbliżenie przewodów na niebezpieczną odległość jest jednym ze skutków mechanicznych prądu zwarciowego w oszynowaniu giętkim rozdzielni WN i NN. Wielkość tego zbliżenia zależy od wielu czynników: wartości i rodzaju prądu zwarciowego (prądu początkowego $I_k^{"}$), długości przęsła L, temperatury otoczenia i związanej z nią początkowej siły naciągu F_{st}, odległości między fazami a, czasu trwania zwarcia T_k, działania automatyki SPZ, typu przewodów tworzących oszynowanie, „sztywności" konstrukcji wsporczych, kąta zwarcia, rodzaju zwarcia itp. Wpływ tych czynników na efekty mechaniczne prądu zwarciowego jest bardzo zróżnicowany [4]. Jak wykazują analizy, największe znaczenie mają długość przęsła i wartość prądu zwarciowego. Żeby to sprawdzić należy zastosować jedną z wielu metod szacowania skutków mechanicznych prądu zwarciowego w oszynowaniu giętkim rozdzielni

Metody szacowania skutków mechanicznych prądu zwarciowego w oszynowaniu giętkim rozdzielni

Wspomniane we wstępie złożone zjawiska towarzyszące przepływowi prądów przez oszynowanie giętkie, mogą być opisane wyłącznie za pomocą skomplikowanych modeli obliczeniowych. Analiza tych modeli stała się możliwa dopiero po pojawieniu się komputerów i po wprowadzeniu zaawansowanych metod komputerowych. W połowie lat siedemdziesiątych ubiegłego stulecia badania wpływu oddziaływań elektromagnetycznych na oszynowanie giętkie rozdzielni WN i krótkich przęseł linii napowietrznych podjęto w kilku krajach Europy, głównie Francji, Holandii, Belgii, RFN i Polski. Przez wiele lat zagadnieniem tym zajmowała się specjalna grupa robocza CIGRE WG 02. Skupiono się głównie na badaniu sił i przemieszczeń dotyczących przewodów. Wynikiem tych prac było opracowanie wielu metod szacowania skutków mechanicznych prądu zwarciowego w oszynowaniu giętkim rozdzielni WN i NN. Metody te można podzielić na cztery grupy (tab. 1) [1,4].
Metody proste oferują tablice, wykresy oraz mało skomplikowane wzory analityczne ustalone na podstawie doświadczeń oraz wyników symulacji komputerowych. Metody takie zaprezentowane są m.in. w normie [11] oraz w artykułach [5 i 10]. Mimo dużej prostoty, podstawową wadą tych metod jest uzyskiwanie wyników mniej dokładnych niż innymi metodami.

W metodach "zaawansowanych", układ składający się z izolatorów, osprzętu i przewodów rozważa się jako strukturę o parametrach rozłożonych; współpracującą mechanicznie z konstrukcjami wsporczymi, opisanymi jako systemy dynamiczne także o parametrach rozłożonych. Idea tych metod polega na wykorzystaniu różniczkowych równań ruchu, opisujących zagadnienia początkowo-brzegowe skończonych odkształceń przewodów [1]. Metody te posiadają wiele zalet, ale żeby je zastosować należy przygotować bardzo duży zbiór danych wejściowych. Jest to dosyć uciążliwe, gdy w grę wchodzi analiza kilku, kilkunastu czy nawet kilkudziesięciu wariantów jakiegoś rozwiązania konstrukcyjnego. Systemy komputerowe

opracowane na podstawie tych metod (belgijski SAMCEF i polski STANAN) są ponadto trudno dostępne.

Tabela 1. Metody szacowania skutków mechanicznych prądu zwarciowego w rozdzielniach WN

1	Pomiary eksperymentalne	
2	Metody proste (norma PN-EN 60865-1, IEiSU)	Opracowane na podstawie wyników doświadczeń i symulacji komputerowych
3	Metody „pośrednie" (WASP, CONEX, SWINGT, PEND-BL, Ulg-PENDULUM, SACS-DACS, PENDL1)	Komputerowe
4	Metody „zaawansowane" (SAMCEF, STANAN)	Komputerowe

Między innymi z tych powodów największą popularnością cieszą się tzw. ***metody pośrednie*** analizy wpływu prądów zwarciowych na oszynowanie giętkie rozdzielni WN. Idea tych metod opiera się na całkowaniu niewielkiej liczby (przeważnie dwu, trzech) równań różniczkowych ruchu przewodów w środku przęsła. W celu wyprowadzenia tych równań rzeczywiste przęsło zastępuje się modelem skupionym (najczęściej modelem wahadła), któremu przypisuje się cechy rzeczywistego przęsła. Jednym z wielu istniejących programów komputerowych opracowanych na podstawie takiej metody jest program WASP stworzony na Politechnice Śląskiej w Gliwicach [4, 6]. Większość wyników obliczeń prezentowanych w niniejszym opracowaniu została uzyskana za pomocą tego właśnie programu.

Wpływ długości przęsła i wartości prądu zwarciowego na wielkość odstępu powietrznego między poruszającymi się przewodami

Dopuszczalny odstęp D_{dop} między przewodami można określić deterministycznie, na podstawie zależności napięcia przeskoku od odległości elektrod w układzie ostrze-ostrze. Dla maksymalnego napięcia roboczego 123 kV odstęp ten wynosi przykładowo 30 cm. W normie [12] zaleca się aby minimalne dopuszczalne odstępy powietrzne w sieciach WN i NN nie były mniejsze niż zawarte w tabeli 2.

Tabela 2. Minimalne dopuszczalne odstępy izolacyjne w wysokonapięciowych elektroenergetycznych liniach napowietrznych [12]

Un/Um (w kV)	Odstęp D_{pp} przewód – przewód (w m)
110/123	1,15
220/245	2,0
400/420	3,2
750/765	5,6

W tabeli 3. przedstawiono przykładowe wyniki obliczeń minimalnego odstępu między poruszającymi się przewodami, uzyskane za pomocą programu WASP [4, 6], dla przęseł o różnych długościach, z przewodami pojedynczymi AFL-8 525. Obliczenia wykonano dla zwarć dwufazowych, zakładając trzy poziomy prądu początkowego I_{k2}": 16, 21,7 i 34,6 kA.

Długość przęsła wynika w przypadku szyn zbiorczych z szerokości pola oraz liczby pól w przęśle. Przykładowo w rozdzielniach napowietrznych 110 kV szerokość pola wynosi, w większości przypadków, 9 m. Przy liczbie pól przypadającej na jedno przęsło 3 do 4 daje to długość przęsła 27 ÷ 36 m. Przęsła o większej długości występują jedynie w wyjątkowych przypadkach. Przęsła krótsze występują natomiast w rozdzielniach uproszczonych (np. przęsła o długości 8 i 16 m wg [2, 3]).

Tabela 3. Wpływ długości przęsła i wielkości prądu zwarciowego na odstęp powietrzny między poruszającymi się przewodami oszynowania giętkiego w rozdzielni napowietrznej WN

Dane wejściowe do obliczeń								
L	m	8	16	27	30	36	40	45
F_{st}	kN	1,3	1,1	3,15	3,0	3,0	3,0	3,0
Wyniki obliczeń przy prądzie 18,5 kA (I_{k2}"=16 kA)								
d_{min}	m	2,17	1,58	1,55	1,14	0,77	0,4	0,21
Wyniki obliczeń przy prądzie 25 kA (I_{k2}"=21,7 kA)								
d_{min}	m	2,15	1,47	1,03	0,93	0,3	0,99	0
Wyniki obliczeń przy prądzie 40 kA (I_{k2}"=34,6 kA)								
d_{min}	m	2,05	1,4	0,55	0,25	0	0	0

Pozostałe dane wejściowe: przewody AFL-8 525; a=2,2 m; S=4,4 10^5 N/m; m_{zkw}=185 kg; l_p=11 m; l_{p1}=l_{p2}=3,3 m; φ=180 °; R/X=0,07; ψ=0 °; T_k=0,2 s, gdzie: L- długość przęsła, F_{st} – początkowa siła naciągu przewodów, d_{min}- minimalna odległość między poruszającymi się przewodami, a - odległość między fazami, S - współczynnik sprężystości konstrukcji wsporczych, m_{zkw} - masa zastępcza konstrukcji wsporczych, l_p - długość poprzeczki konstrukcji wsporczych, l_{p1} i l_{p2} - odległości między punktami zaczepienia skrajnych faz a końcami poprzeczki, φ - kąt przesunięcia między prądami fazowymi, ψ - kąt zwarcia

Analizując wyniki obliczeń umieszczone w tabeli 3 łatwo zauważyć, że zbliżenie przewodów d_{min} (minimalny odstęp między fazami) w czasie ich ruchu jest ściśle związane z długością przęsła, a właściwie z początkową siłą naciągu F_{st} oraz z poziomem prądu początkowego I_k". W przypadku prądu I_{k2}" nie większego niż 16 kA, dla przęseł o długości do 36 m, zbliżenia przewodów nie są niebezpieczne. W przypadku prądów I_{k2}"=21,7 i 34,6 kA zbliżenia przewodów nie są niebezpieczne dla przęseł o długości nie większej niż 27 m. Z powyższej analizy wynika ponadto, że dla przęsła o dowolnej długości można wyznaczyć pewną krytyczną wartość prądu początkowego, przekroczenie której może spowodować nadmierne zbliżenie przewodów. Przykładowo dla przęsła o długości 30 m wartością tą jest I_{k2}"=21,7 kA, ale dla przęseł o długości o 6 m dłuższych krytyczna wartość dwufazowego prądu zwarciowego maleje już do wartości kilkunastu kA.

Wpływ innych czynników na wielkość odstępu powietrznego między poruszającymi się przewodami

Spośród innych czynników mających wpływ na wielkość odstępu powietrznego między poruszającymi się przewodami największe znaczenie mają [4]: początkowa odległość między fazami a oraz „sztywność" konstrukcji wsporczych wyrażana zastępczym współczynnikiem sprężystości S [7]. Ponieważ najbardziej wrażliwe na zmiany ww. parametrów są przęsła o długości 30 m i większej, poniżej przedstawiono wyniki obliczeń dla przęseł o długości 36 m i dla prądu I_{k2}"=34,6 kA.

W tabeli 4 porównano minimalne odległości między poruszającymi się przewodami przy zmianie początkowego odstępu między fazami w granicach od 2 do 3 m. Widać, że ze wzrostem odległości wzrasta minimalny odstęp między wychylającymi się przewodami. Z tabeli 4 wynika, że zwiększając w analizowanym przypadku odległość między fazami powyżej 2,5 m można znacznie zmniejszyć niebezpieczeństwo zwarć wtórnych. Oczywiście rozwiązanie takie może dotyczyć tylko rozdzielni nowoprojektowanych i tylko wtedy, gdy inwestor ma do dyspozycji odpowiednią ilość terenu.

Tabela 4. Wpływ początkowego (statycznego) odstępu między fazami na minimalną odległość między poruszającymi się przewodami

Dane wejściowe do obliczeń					
a	m	2,0	2,2	2,5	3,0
Wyniki obliczeń					
d_{min}	m	**0**	**0**	**0,076**	0,82
Pozostałe dane jak w tabeli 3					

Zgodnie z wynikami przedstawionymi w [7] współczynnik sprężystości S dla typowych konstrukcji wsporczych w rozdzielniach WN wynosi: ok. 4,4 10^5 N/m w przypadku układu bramek szyn zbiorczych rozdzielni dwusystemowej w układzie grzebieniowym, ok. 3,5 10^5 N/m lub 4,1 10^5 N/m w przypadku układu bramek szyn zbiorczych rozdzielni trójsystemowej w układzie grzebieniowym i ok. 4,5 10^5 N/m w przypadku rozdzielni w układzie kilowym. Podane wartości to łączna sprężystość konstrukcji znajdujących się po obu stronach przęsła. W przypadku pojedynczej konstrukcji wsporczej wartość współczynnika sprężystości wynosi ok. 8,8 10^5 N/m (w rozdzielni dwusystemowej w układzie grzebieniowym). Z badań zagranicznych wynika, że współczynniki sprężystości mogą dla różnych konstrukcji przyjmować wartości od 10^5 do 10^7 N/m [8]. Poniżej przedstawiono, jaki wpływ na minimalny odstęp między wychylającymi się przewodami może mieć „sztywność" konstrukcji wsporczych. Dane przyjęte do obliczeń i wyniki obliczeń podano w tabeli 5.

Tabela 5. Wpływ współczynnika sprężystości konstrukcji wsporczych na minimalne odstępy spowodowane wychyleniami przewodów

Dane wejściowe do obliczeń					
S	N/m	$0{,}8\cdot10^5$	$4{,}4\cdot10^5$	$8{,}8\cdot10^5$	$5\cdot10^7$
Wyniki obliczeń dla przęsła 27 m przy prądzie I_{k2}"=21,7 kA					
d_{min}	m	0,73	1,09	1,1	1,24
Wyniki obliczeń dla przęsła 36 m przy prądzie I_{k2}"=21,7 kA					
d_{min}	m	**0,05**	0,73	1,95	1,72
Wyniki obliczeń dla przęsła 27 m przy prądzie I_{k2}"=34,6 kA					
d_{min}	m	**0**	0,68	87,9	1,14
Wyniki obliczeń dla przęsła 36 m przy prądzie I_{k2}"=34,6 kA					
		0	**0**	**0,32**	**0,35**
Pozostałe dane jak w tabeli 3					

Największa wartość współczynnika sprężystości (S=5·10^7 N/m) odpowiada sytuacji, w której obie konstrukcje wsporcze przęsła są praktycznie sztywne. Sytuacja taka mogłaby mieć miejsce wtedy, gdy przez sąsiednie przęsła szyn zbiorczych płynęłyby te same prądy, powodując takie same wychylenia przewodów. Siły działające wówczas na konstrukcję wsporczą równoważyłyby się – nie powodując jej wychyleń. Sytuacja taka w przęsłach rozdzielni jest jednak mało prawdopodobna i uwzględnienie jej w analizie ma jedynie charakter ilustracyjny.

Wyniki przedstawione w tabeli 5 wskazują, że wartość współczynnika sprężystości konstrukcji wsporczych może mieć istotny wpływ na maksymalne zbliżenia przewodów.

W przypadku przęseł o długości 27 m i prądzie początkowym 21,7 kA nie istnieje niebezpieczeństwo nadmiernego zbliżenia przewodów w całym zakresie analizowanych wartości S. Dla takich samych przęseł, ale przy prądzie początkowym 34,6 kA (zwarcie dwufazowe) niebezpieczeństwo nadmiernego zbliżenia przewodów nie istnieje w przypadku konstrukcji wsporczych o łącznym współczynniku sprężystości nie mniejszym niż 4,4·10^5 N/m. Podobnie jest dla przęseł o długości 36 m i prądu początkowego I_{k2}"=21,7 kA. Przy prądzie 34,6 kA przęsła o długości 36 m są narażone na zwarcia wtórne w całym zakresie analizowanych wartości S. Wniosek z tego jest bardzo prosty – dla przęseł w rozdzielniach WN i NN należy projektować w miarę możliwości konstrukcje wsporcze „sztywne".

Propozycje sposobów opanowania skutków oddziaływań elektrodynamicznych w oszynowaniu giętkim rozdzielni WN

Wyniki powyższych i innych analiz [4,5,6] pozwalają na wskazanie całego szeregu środków powodujących zmniejszenie wychyleń przewodów wskutek zwarcia.

Dla uniknięcia nadmiernych zbliżeń między fazami można:

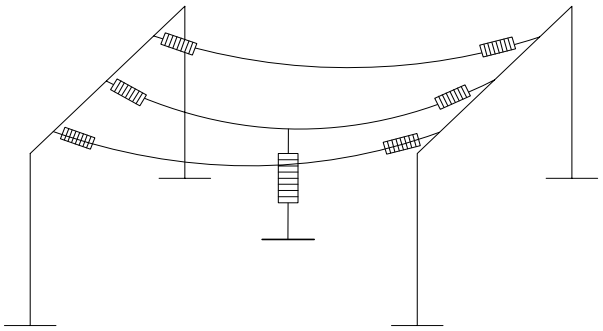
- zwiększyć odstęp statyczny między fazami,
- zmniejszyć długość przęsła,
- zwiększyć naciąg statyczny,
- zmniejszyć długość przęsła poprzez zastosowanie odstępników (rys. 3),
- „unieruchomić" wszystkie fazy w środku przęsła przy pomocy izolatorów wsporczych,
- zmienić geometrię oszynowania poprzez obniżenie i zamocowanie szyny w fazie środkowej (rys.2),
- usztywnienić konstrukcję wsporczą poprzez zastosowanie odciągów,
- zastosować specjalne mocowanie szyn do konstrukcji wsporczych, poprzez elementy pośredniczące (rys.4).

Dwa pierwsze spośród wyżej wymienionych sposobów można stosować w czasie projektowania nowych rozdzielni. Pozostałe można stosować przy modernizacjach rozdzielni, mających na celu przystosowanie ich do pracy przy większych prądach zwarciowych. Oczywiście większość z wyżej wymienionych sposobów posiada oprócz zalet także wady. Przykładowo, powiększenie odstępów między fazami spowoduje zwiększenie przestrzeni zajętej przez rozdzielnię a zwiększenie siły naciągu statycznego spowoduje zwiększenie obciążeń konstrukcji wsporczych, izolatorów i osprzętu. Najprostszym rozwiązaniem wydaje się być stosowanie odstępników między fazami (rys.3). Takie postępowanie stało się jednak realne dopiero z rozwojem technologii produkcji lekkich izolatorów kompozytowych – należy przypomnieć, że odległości między fazami w rozdzielniach WN i NN zaczynają się od 2,2 m w rozdzielniach 110 kV i dochodzą do ok. 6 m w rozdzielniach 750 kV.

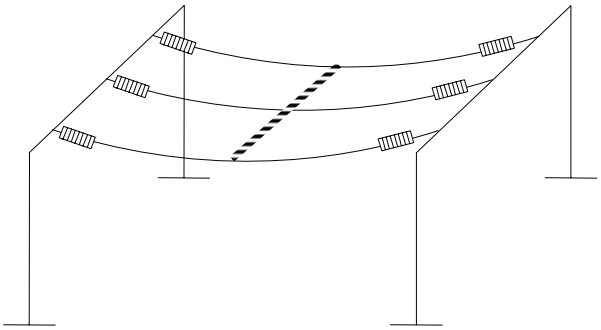
„Kotwiczenie" faz (rys. 2) za pomocą izolatorów wsporczych jest z różnych względów rozwiązaniem dyskusyjnym. Z tego też między innymi powodu dosyć interesujący wydaje się pomysł ograniczenia skutków mechanicznych prądu zwarciowego (także dynamicznego zmniejszenia odstępów powietrznych między fazami) w oszynowaniu giętkim rozdzielni poprzez zastosowanie mocowania przewodów do konstrukcji wsporczych za pośrednictwem specjalnego „amortyzatora" (rys. 4) [9]. Konstrukcja elementu tłumiącego może być bardziej lub mniej skomplikowana. Najważniejszy jest dobór parametrów takiego urządzenia, przede wszystkim współczynnika tłumienia i współczynnika sprężystości. Program WASP ułatwia dobór takich współczynników. W tabeli 6 porównano wyniki obliczeń minimalnego zbliżenia między przewodami dla przęseł wyposażonych w element tłumiący i przęseł bez elementu tłumiącego.

Analizując wyniki z tabeli 6 łatwo zauważyć, że mocowanie szyn giętkich do konstrukcji wsporczych za pośrednictwem odpowiednio dobranych urządzeń tłumiących, może znacznie poprawić zachowanie całego przęsła w warunkach zwarciowych oraz znacząco ograniczyć skutki

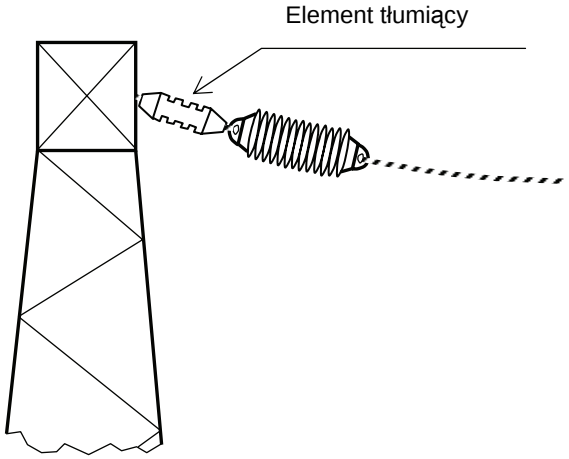
mechaniczne prądu zwarciowego w oszynowaniu giętkim rozdzielni WN a zatem także nadmierne zbliżenie przewodów.



Rys.2. Zmiana geometrii układu oszynowania przez obniżenie i zamocowanie fazy środkowej



Rys.3. Zmniejszenie długości przęsła poprzez zastosowanie odstępników.



Rys. 4. Mocowanie przewodów do konstrukcji wsporczych za pośrednictwem elementu tłumiącego.

Tabela 6. Wpływ urządzenia tłumiącego na minimalny odstęp między fazami w czasie ruchu przewodów spowodowanego prądem zwarciowym

Dane wejściowe do obliczeń									
		Przęsło bez tłumienia				Przęsło z tłumieniem			
L	m	30	36	40	45	30	36	40	45
Wyniki obliczeń przy prądzie 40 kA ($I_{k2}^{"}$=34,6 kA)									
d_{min}	m	0,25	0	0	0	1,32	1,1	0,87	0,72

Wnioski

W wyniku zwiększania się poziomu prądów zwarciowych w rozdzielniach WN i NN, w niektórych konstrukcjach przęseł tych rozdzielni może dojść do nadmiernych wychyleń przewodów tworzących oszynowanie sąsiednich faz, w chwili przepływu przez nie prądu zwarciowego. Konsekwencją tego może być gwałtowne zbliżenie się przewodów na niedopuszczalną odległość i powstanie tzw. zwarć wtórnych. Odpowiednio projektując nowe przęsła lub modernizując już istniejące, możliwe jest trwałe wyeliminowanie powstania wyżej wymienionych sytuacji.

LITERATURA

[1] Lilien J.L., Contraintes et conséquences électromécaniques liées au pasage d'une intensité de courant dans les structures en câbles. *Thèse de doctorat*:, *collection des publications nr 87*, (1983), Université de Lièqe,

[2] Markiewicz H., Urządzenia elektroenergetyczne. (2001), WNT, Warszawa, 146

[3] Nartowski Z., Stacje elektroenergetyczne 110-750 kV., (1984) WNT, Warszawa. 133-140

[4] Szadkowski M., Metoda obliczania skutków mechanicznych prądu zwarciowego w oszynowaniu giętkim rozdzielni WN. *Praca doktorska*, (1989), Politechnika Śl., Gliwice

[5] Szadkowski M., Bartodziej G., Influence of Span Length on Mechanical Effects Due to Short-Circuit Current In Flexible Busbar Systems of High Voltage Switching Station. *Proc. Of 10th International Symposium "Short-Circuit Currents in Power Systems"*, (2002), Łódź .

[6] Szadkowski M., Przygrodzki M.: Nowe możliwości analiz w nowym programie WASP, *VI Konf. Nauk.-Techn.: „Zastosowanie Komputerów w Elektrotechnice – ZkwE'2001"*, (2001), Poznań/Kiekrz, 299-302

[7] Gołąbek J., Kopia A., Szadkowski M., Metoda obliczania efektów mechanicznych działania prądu zwarciowego oraz współczynników sprężystości konstrukcji wsporczych w rozdzielniach WN. *Prace Naukowe Instytutu Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej,* 68. Konf. 23. (1986), WPW Wrocław

[8] Lilien J.L., Brokamp L., Mechanical effects of short-circuit currents in substations with a strain bus system parameter analiysis and simple method of calculation, *CIGRE Symposium 06-85*, 330-07 (1985), Bruksela.

[9] Szadkowski M., Komputerowa analiza wpływu elementu tłumiącego na skutki mechaniczne prądu zwarciowego. *Mat. VIII Konf. Nauk. - -Techn. Zastosowanie Komputerów w Elektrotechnice – ZkwE'2003"*, (2003), Poznań/Kiekrz, 231-234.

[10] Szadkowski M., Komputerowe wspomaganie projektowania oszynowania giętkiego przęseł rozdzielni WN i NN. *Mat. XI Konf. Nauk. - -Techn. Zastosowanie Komputerów w Elektrotechnice – ZKwE'2006"*, (2006), Poznań/Kiekrz, 215-216.

[11] International Standard IEC *865-1,* Short-circuit currents-Calculation of effects, Part 1: Definitions and calculation methods.

[12] PN-EN 50341-1:2005 - Elektroenergetyczne linie prądu przemiennego powyżej 45 kV. Część 1: Wymagania ogólne – Wspólne specyfikacje

***Autor**: dr inż. Marek Szadkowski, Politechnika Śląska, Instytut Elektroenergetyki i Sterowania Układów, ul. Krzywoustego 2, 40-100 Gliwice, E-mail: marek.szadkowski@polsl.pl;*

Marcin SZCZEPANIAK

Wojskowy Instytut Techniki Inżynieryjnej

Badanie wpływu narażeń elektromagnetycznych na urządzenia elektroniczne inicjujące detonację w technice wojskowej

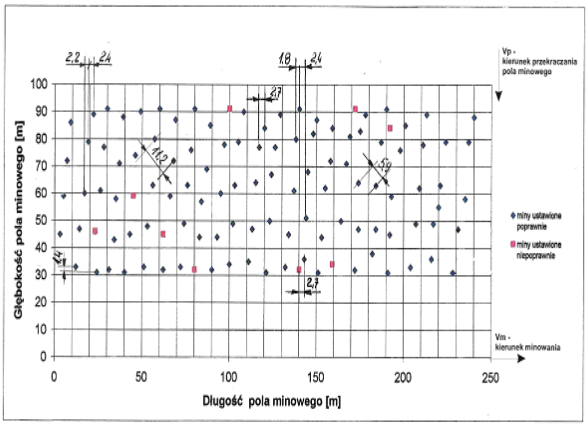
Streszczenie. *W pracy przedstawiono badania wpływu piorunowych narażeń elekromagnetycznych powstałych podczas przepływu udarowych prądów piorunowych na część elektroniczną zapalników min przeciwpancernych ustawianych na powierzchni ziemi w postaci „zwartych" pól minowych. Stwierdzono, że pole elektromagnetyczne zakłóca pracę, a w pewnych przypadkach niszczy układy elektroniczne.*

Abstract. *The paper presents research results of influence of electromagnetic field which were generated during lighting current pulse on electronic part of anti-tank mine which lay on surface of earth as dense mining fields. It was observed that electromagnetic field interfere normal work and in special cases destroy electronic equipment.* ***(Investigations of influence of electromagnetic field on electronic equipment initializing detonation in military technique).***

Słowa kluczowe: wyładowanie piorunowe, mina przeciwpancerna, zapalnika elektroniczny.
Keywords: lighting discharge, anti-tank mine, electronic equipment initializing detonation.

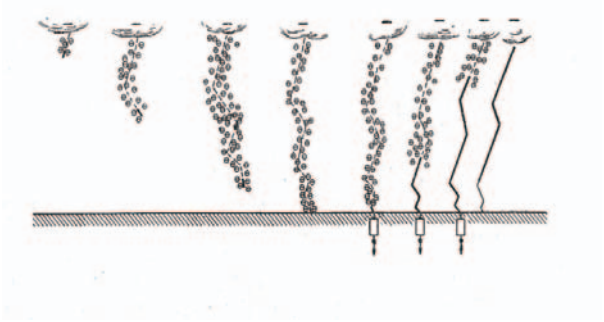
Wstęp

Wojsko Polskie posiada na wyposażeniu wiele typów min z różnego rodzaju zapalnikami. Ich eksploatacja w warunkach ćwiczeń, misji oraz w warunkach bojowych jest niebezpieczna nie tylko z punktu widzenia nie-prawidłowych czynności eksploatacyjnych, ale również czynników zewnętrznych w tym piorunowych narażeń elektromagnetycznych, których działanie bezpośrednie lub pośrednie może spowodować zniszczenie części elektronicznej zapalnika.



Rys. 1 Parametry ustawianego pola minowego

Pole minowe tworzy „zwartą" konstrukcję z poukładanymi powierzchniowo obiektami metalowymi - rys.1, które mogą stanowić płaszczyznę podatną na uderzenie pioruna – rys. 2.



Rys. 2 Rozwój wyładowania i uderzenie pioruna w obiekt ułożony na powierzchni ziemi lub w jego bliskim sąsiedztwie

Przedstawiona na rysunku 2 sytuacja stwarza wiele zagrożeń związanych z ustawianiem i usuwaniem pól minowych oraz eksploatacją min. W celu zbadania wpływu zjawiska wyładowania atmosferycznego na zapalniki min rozpoczęto prace badawcze.

Obiekty badań

Wykonane zostały badania i symulacje komputerowe na układach elektronicznych urządzeń inicjujących detonację materiału wybuchowego polskiej konstrukcji zapalników niekontaktowych min narzutowych w nazewnictwie WP określanych, jako MN-111, MN -121, MN -123 oraz ZN-97.



Rys.3 Podzespół miny narzutowej MN-111 zawierający niekontaktowy zapalnik magnetyczny oraz cała mina MN-111



Rys.4 Podzespół miny narzutowej MN-121 zawierający niekontaktowy zapalnik magnetyczny oraz cała mina MN-121



Rys.5 Podzespół miny narzutowej MN-123 zawierający niekontaktowy zapalnik magnetyczny oraz cała mina MN-123



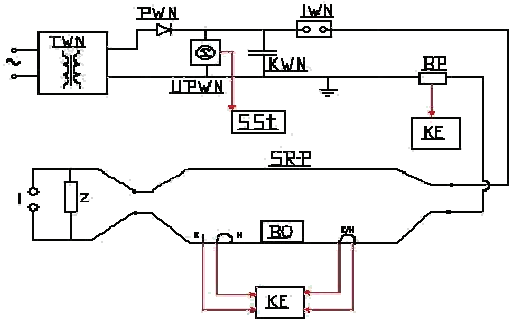
Rys.6 Niekontaktowy zapalnik magnetyczny ZN-97

Przedstawione na rysunkach 3-6 typy zapalników posiadają układy elektroniczne reagujące na zmiany zewnętrznego pola magnetycznego o paśmie normalnej pracy od 0 do kilku herców.

Układ pomiarowy

Do analizy wpływu impulsowych narażeń elektromagnetycznych opracowane zostały następujące metody badawcze:

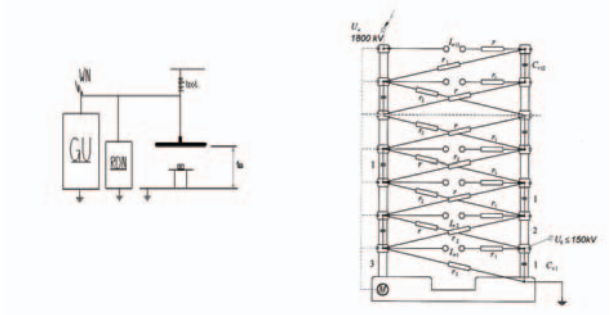
- z symulatorem impulsowego pola elektromagnetycznego



Wartość parametrów impulsu

- Wartość maksymalna napięcia między płytami symulatora U_m= 130 kV
- Wartość maksymalna natężenia pola elektrycznego E_m= 65 kV/m
- Czas narastania impulsu T_1= 1,2μs
- Czas do półszczytu T_2= 50μs
- Wartość maksymalna natężenia pola magnetycznego H_{m1}= 650 A/m
- Wartość maksymalna natężenia pola magnetycznego H_{m1}= 5,2 kA/m –po zadziałaniu iskiernika I

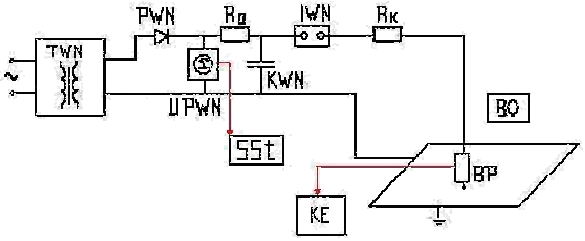
- z symulatorem impulsowego pola elektrycznego



Wartość parametrów impulsu

- Wartość maksymalna napięcia U_m= 500 kV;
- Wartość maksymalna natężenia pola elektrycznego E_m= 500 kV/m
- Czas narastania impulsu T_1= 1,2μs
- Czas do półszczytu T_2= 50μs

- z symulatorem impulsowego pola magnetycznego



Wartość parametrów impulsu

- Wartość maksymalna prądu I_m= 19 kA;
- Wartość maksymalna natężenia pola magnetycznego H_m= 15 kA/m
- Czas narastania impulsu T_1= 2μs
- Czas do półszczytu T_2= 10μs

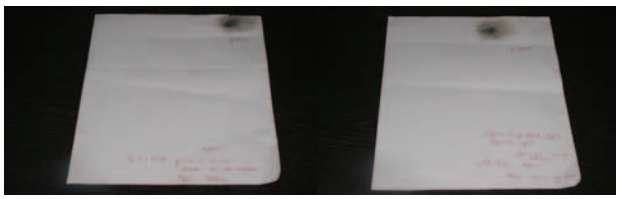
Wyniki pomiarów i symulacji komputerowych

W początkowym etapie prac wykonano badania wpływu impulsowego pola elektromagnetycznego na zapalniki min – zestawienie wyników w tabeli 1.

Tabela 1 Wyniki badań wpływu pola elektromagnetycznego

BADANIE	MN-111	MN-121	MN-123	ZN-97
Symulator z obciążeniem 100Ω	-	-	-	-
Symulator zwarty na obciążeniu	-	-	-	-
Symulator z iskiernikiem	+	+	+	+

- - brak zadziałania; + - zadziałanie zapalnika



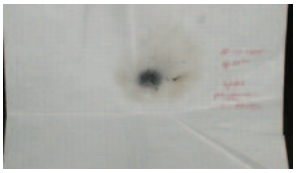
Rys.7 Przykład detonacji zapału ćwiczebnego podłączonego do zapalnika MN-111

Następnym etapem prac było wykonanie badań na symulatorze impulsowego pola elektrycznego w celu sprawdzenie reakcji na pole elektryczne i bezpośredni udar do obudowy – zestawienie wyników w tabeli 2.

Tabela 2 Wyniki badań wpływu pola elektrycznego

BADANIE	MN-111	MN-121	MN-123	ZN-97
Pole elektryczne E=500kV/m	-	-	-	-
Wyładowanie bezpośrednio do obudowy zapalnika	+	+	+	+

- - brak zadziałania; + - zadziałanie zapalnika i zniszczenie elektroniki



Rys.8 Przykład detonacji zapału ćwiczebnego podłączonego do zapalnika MN-111

Po wykonaniu badań wpływu impulsowego pola elektromagnetycznego i impulsowego pola elektrycznego postawiono tezę, że zapalniki są pobudzane przez składową magnetyczną pola elektromagnetycznego.
Wykonano badania na symulatorze impulsowego pola magnetycznego w celu sprawdzenia wpływu składowej magnetycznej oraz wykonano symulacje komputerowe rozkładu pola magnetycznego – zestawienie zbiorcze w tabeli 3.

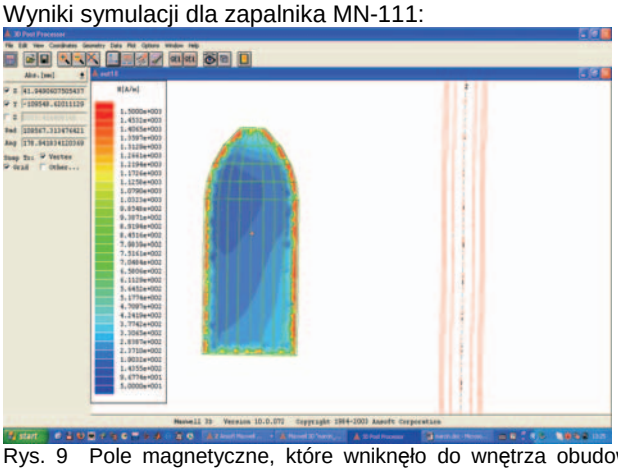
Tabela 3 Wyniki badań wpływu pola magnetycznego

Badanie	MN-111	MN-121	MN-123	ZN-97
Pole magne-tyczne H=15kA/m	+	+	+	+

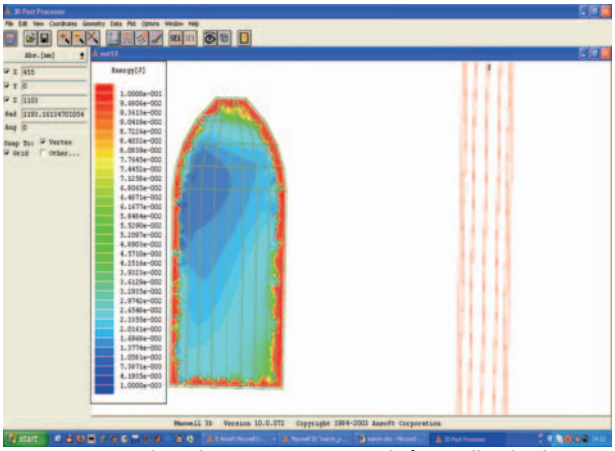
- - brak zadziałania; + - zadziałanie zapalnika

W związku z tym, że po przeprowadzeniu badań wpływu impulsowego pola magnetycznego potwierdziły się przypuszczenia o pobudzaniu zapalników przez składową magnetyczną pola elektromagnetycznego wykonano symulację komputerową próby z impulsowym polem magnetycznym.

Wyniki symulacji dla zapalnika MN-111:

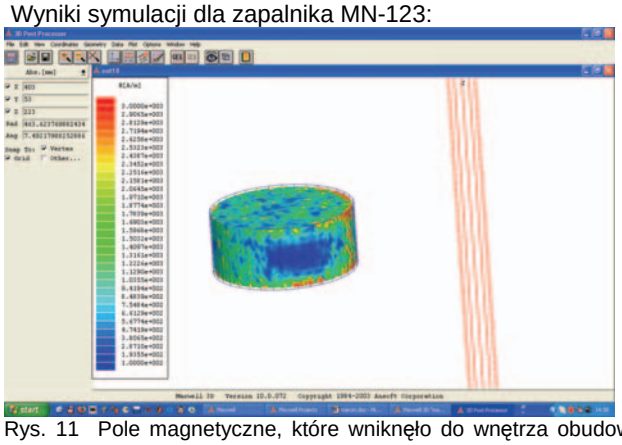


Rys. 9 Pole magnetyczne, które wniknęło do wnętrza obudowy zapalnika dla chwili gdy I=max

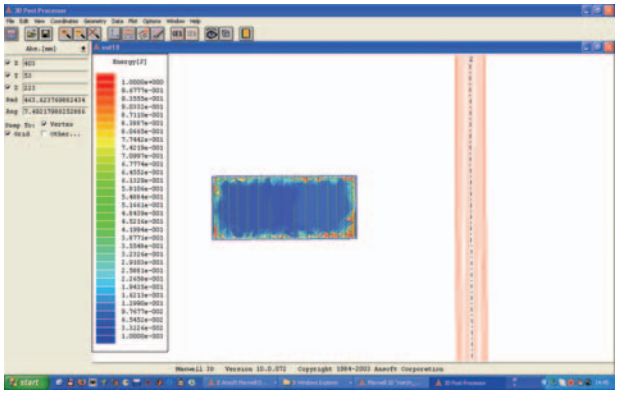


Rys. 10 Energia pola magnetycznego, które wniknęło do wnętrza obudowy zapalnika dla chwili gdy I=max

Wyniki symulacji dla zapalnika MN-123:



Rys. 11 Pole magnetyczne, które wniknęło do wnętrza obudowy zapalnika dla chwili gdy I=max

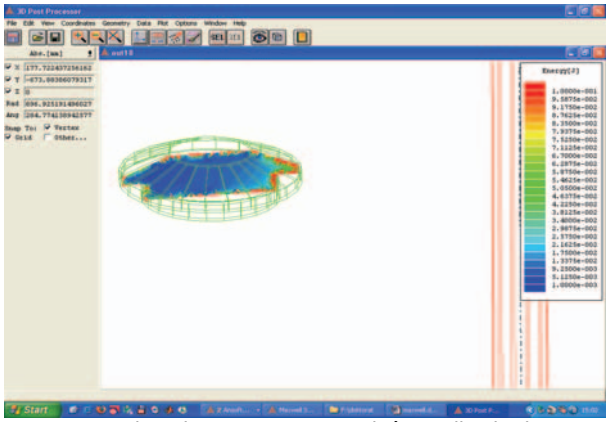


Rys. 12 Energia pola magnetycznego, które wniknęło do wnętrza obudowy zapalnika dla chwili gdy I=max

Wyniki symulacji dla zapalnika MN-121:

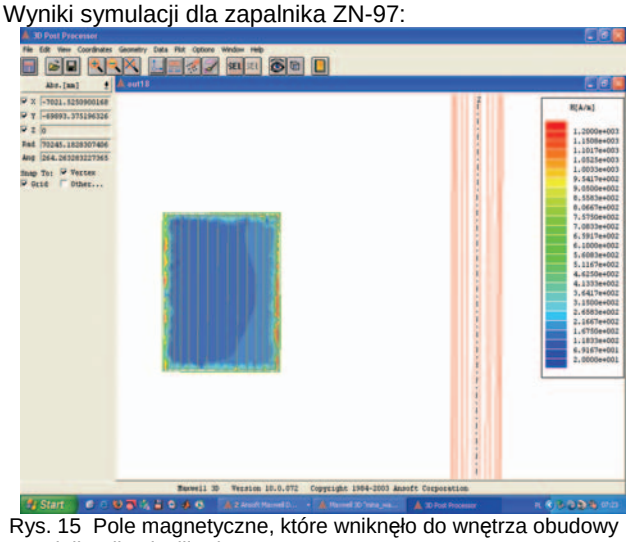


Rys. 13 Pole magnetyczne, które wniknęło do wnętrza obudowy zapalnika dla chwili gdy I=max

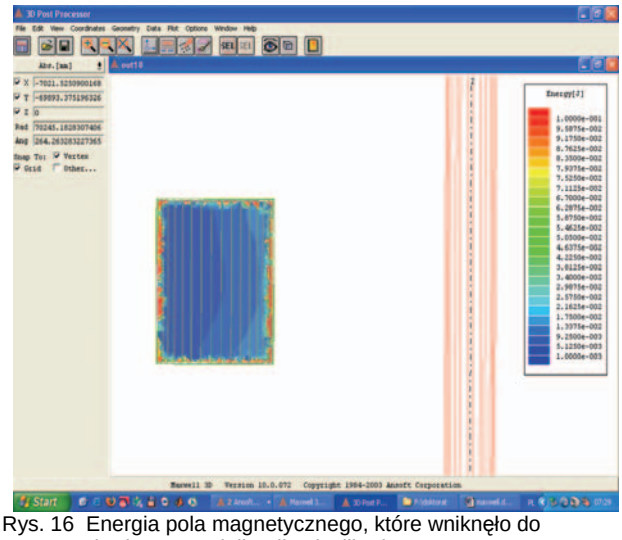


Rys. 14 Energia pola magnetycznego, które wniknęło do wnętrza obudowy zapalnika dla chwili gdy I=max

Wyniki symulacji dla zapalnika ZN-97:



Rys. 15 Pole magnetyczne, które wniknęło do wnętrza obudowy zapalnika dla chwili gdy I=max



Rys. 16 Energia pola magnetycznego, które wniknęło do wnętrza obudowy zapalnika dla chwili gdy I=max

Z przedstawionych na rysunkach 9-16 symulacji wynika fakt wnikania do wnętrza obudowy zapalników pola magnetycznego o natężeniu od kilkuset do półtora tysiąca A/m i o energii od jednego mili do jednej dziesiątej dżula. Więc jest to energia mogąca zniszczyć bądź zakłócić prawidłową pracę układów elektronicznych, co wykazują szacunkowe dane zamieszczone w tabeli 4.

Tabela 4 Energia niszcząca podzespoły elektroniczne

Element	Wartość energii [mJ]
Lampa elektronowa	$1 - 10^4$
Rezystor drutowy	10^3
Rezystor węglowy	50
Przekaźnik	$10 - 10^3$
Rezystor cienkowarstwowy	$10^{-1} - 10$
Dioda prostownicza	$10^{-1} - 100$
Dioda Zenera	$10^{-1} - 100$
Tranzystor dużej mocy	$10^{-1} - 10$
Dioda przełączająca	$10^{-2} - 1$
Tranzystor małej mocy	$10^{-2} - 1$
Układ scalony LSI	$10^{-2} - 1$
Dioda mikrofalowa	$10^{-4} - 10^{-2}$
Układ scalony VLSI	$10^{-6} - 10^{-3}$

Wnioski

Badania i symulacje komputerowe przeprowadzone na zapalnikach MN-111, MN-121, MN-123 oraz ZN-97 wykazują brak odporności układów elektronicznych zapalników na impulsy pola elektromagnetycznego. Z badań wynika, że najbardziej niebezpiecznymi impulsami EM dla zapalników są bardzo szybkie impulsy pola elektromagnetycznego, szybkie impulsy pola magnetycznego i szczególnie niekorzystne jest wyładowanie bezpośrednie do obudowy zapalników.

Piorunowe narażenia elektromagnetyczne, jako źródła pól elektromagnetycznych wnikających do wnętrza obudów urządzeń, pomimo zabudowania układów w zwartych metalowych konstrukcjach i zupełnie innych zakresów częstotliwości pracy, powodują zaburzenie działania i niejednokrotnie zniszczenie układów elektronicznych.

Celowa jest kontynuacja badań zmierzających do opracowania:

- metodyki badań wojskowego sprzętu na narażenie piorunowe EMC;
- nowych struktur ekranujących [9] do wykorzystania w sprzęcie wojskowym

LITERATURA

[1] Clayton R. Paul, Introduction to electromagnetic compatibility, WILEY INTERSCIENCE, 1992.
[2] Neelakanta S.P., Handbook of electromagnetic materials, CRC Press.
[3] Wodziński J., Wysokonapięciowa technika prób i pomiarów, PWN, Warszawa, 1997.
[4] Więckowski T., Badania kompatybilności elektromagnetycznej, Oficyna Wydawnicza PWr., Wrocław, 2001.
[5] Więckowski T., Badanie odporności urządzeń elektronicznych na impulsowe narażenia elektromagnetyczne, Wydawnictwo PWr., Wrocław, 1993.
[6] Jakubowski L. J., Podstawy teorii przepięć w układach energoelektrycznych, PWN, Warszawa, 1968.
[7] NO-06-A101÷A108 Aparatura, przyrządy, urządzenie i wyposażenie o przeznaczeniu wojskowym. Ogólne wymagania techniczne, metody kontroli i badań.
[8] NO-06-A500 Kompatybilność elektromagnetyczna. Procedury badań zakłóceń elektromagnetycznych i odporności na narażenia elektromagnetyczne.
[9] Pospieszna J., Postępy materiałowe w technice ekranowania pola elektromagnetycznego, VIII Sympozjum Inżynieria Wysokich Napięć IW 2006, Poznań-Będlewo, 2006.

***Autor**: mgr inż. Marcin Szczepaniak, Wojskowy Instytut Techniki Inżynieryjnej, ul. Obornicka 136, 50-961 Wrocław, E-mail: mar.szczep@poczta.onet.pl.*

Jarosław SZYMAŃSKI, Andrzej GRACZKOWSKI, Krzysztof WALCZAK

Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki

Analiza wpływu niejednorodności zawilgocenia izolacji papierowo-olejowej na spektrum napięcia powrotnego w oparciu o model matematyczny zjawisk polaryzacyjnych

Streszczenie. *W artykule przedstawiono, oparty na schemacie zastępczym, model matematyczny izolacji papierowo-olejowej. Parametry schematu zastępczego wyznaczono na podstawie odpowiedzi dielektrycznej próbek preszpanu o znanym zawilgoceniu. Otrzymany model zastosowano do wyznaczenia spektrum napięcia powrotnego. Przeanalizowano wpływ niejednorodnego zawilgocenia preszpanu na odpowiedź dielektryczną w dziedzinie czasu.*

Abstract*. Equivalent circuit model for oil-paper insulation was described. The parameters of the model were found on the basis of measurements on impregnated pressboard samples with known moisture content. The model was used for calculation of recovery voltage spectrum. An influence of a non-uniform distribution of moisture in impregnated pressboard on dielectric response in time domain was investigated. (**Analysis of influence of a non-uniform distribution of moisture in oil-paper insulation using a mathematical model of polarization phenomena**).*

Słowa kluczowe: izolacja papierowo-olejowa, odpowiedź dielektryczna, schemat zastępczy, napięcie powrotne.
Keywords: oil-paper insulation, dielectric response, equivalent circuit, recovery voltage.

Wstęp

Istotnym parametrem izolacji papierowo-olejowej transformatora jest jej stopień zawilgocenia. Wzrost zawartości wody powoduje znaczące pogorszenie parametrów elektrycznych i mechanicznych układu izolacyjnego. Woda w znacznym stopniu przyspiesza procesy starzenia celulozy oraz jest także jednym z produktów starzenia [1, 2].

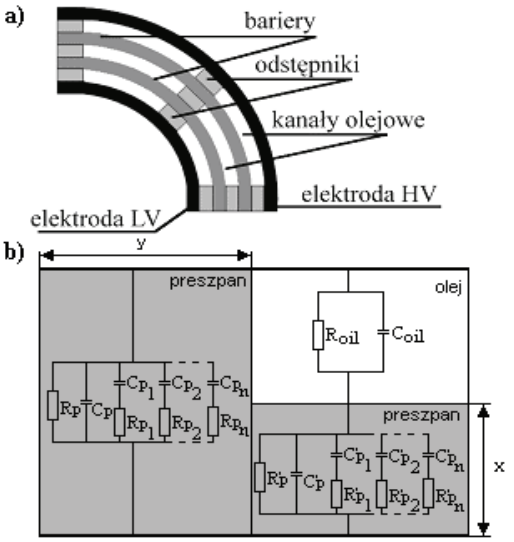
Ocena stanu zawilgocenia izolacji papierowo-olejowej transformatorów energetycznych odgrywa znaczącą rolę w diagnostyce układów izolacyjnych. Wynikiem rozhermetyzowania się jednostki jest migracja wody z powietrza do oleju, a następnie powolna migracja wody z oleju do izolacji papierowej i preszpanowej. W ciągu wielu lat pracy wilgoć przenika do kadzi transformatora wraz z wilgotnym powietrzem. Innym źródłem powstawania wody w izolacji papierowej jest chemiczny rozkład celulozy w podwyższonej temperaturze [11].

Tradycyjny sposób oceny zawilgocenia izolacji papierowej transformatora, oparty na tzw. krzywych równowagi, jest niejednoznaczny i obarczony znaczną niepewnością [3]. W ostatniej dekadzie wprowadzono nowe metody oceny zawilgocenia papieru oparte na analizie odpowiedzi dielektrycznej układu izolacyjnego, takie jak: spektroskopia dielektryczna w dziedzinie częstotliwości FDS, metoda napięcia powrotnego RVM oraz pomiar prądu polaryzacji i depolaryzacji PDC. Decydującą sprawą, w przypadku tych metod, jest prawidłowa interpretacja wyników, oparta na modelowaniu odpowiedzi dielektrycznej [4, 5]. Istnieje szereg kontrowersji co do poprawności interpretacji wyników, szczególnie w odniesieniu do metody RVM [2, 6]. Konieczne są zatem dalsze badania w celu ich wyjaśnienia i opracowania pewnego i uniwersalnego modelu oraz sposobu interpretacji wyników.

Model układu izolacyjnego transformatora

Układ izolacyjny transformatora energetycznego składa się z preszpanowych barier i odstępników oraz przestrzeni olejowych - jak pokazano na rysunku 1a.

W celu wyznaczenia odpowiedzi dielektrycznej takiego układu można posłużyć się modelem X-Y. Parametr X reprezentuje względną zawartość barier, a parametr Y względną zawartość odsępników [7]. Każdemu z elementów modelu X-Y (olej, bariery i odstępniki) można przypisać odpowiedni model matematyczny w postaci obwodu zastępczego, jak pokazano na rysunku 1b. Parametry obwodu, w tym modelu, muszą zostać odpowiednio wyskalowane, w zależności od przyjętej geometrii (X-Y) oraz pojemności geometrycznej układu.



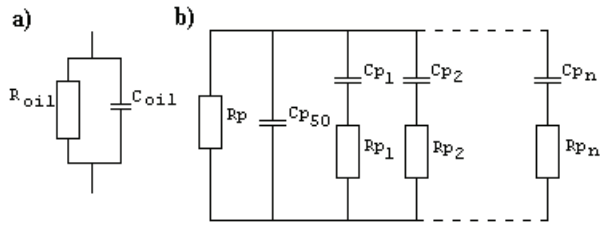
Rys. 1. Układ izolacyjny transformatora (a) oraz jego reprezentacja za pomocą modelu X-Y i schematu zastępczego (b)

Pomiary w dziedzinie częstotliwości

W celu uzyskania danych potrzebnych do modelowania przeprowadzono pomiary odpowiedzi dielektrycznej preszpanu w dziedzinie częstotliwości. Przygotowano i zbadano próbki preszpanu o zawartości wilgoci: 1, 2, 3 i 4 %, impregnowanego olejem. Wykonano pomiary co najmniej 3 różnych próbek o tym samym stopniu zawilgocenia, oceniając rozrzut wyników. Do dalszej analizy przyjęto wartość średnią z wyników pomiarów. Pomiary wykonano w temperaturze 20°C, 50°C, 80°C, w zakresie częstotliwości od 0,1 mHz do 1 MHz, przy napięciu 5V RMS. Procedurę przygotowania próbek i analizę wyników przedstawiono szczegółowo w [8].

Obwód zastępczy oleju i preszpanu impregnowanego

Jako obwód zastępczy oleju przyjęto równoległy obwód RC pokazany na rysunku 2a, natomiast do reprezentacji preszpanu impregnowanego schemat zastępczy pokazany na rysunku 2b.



Rys. 2. Schemat zastępczy oleju (a) oraz preszpanu impregnowanego (b) [9]

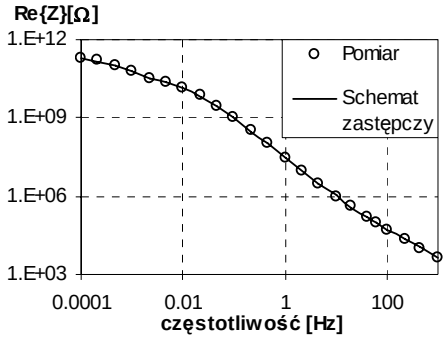
Pojemność C_{p50} reprezentuje pojemność próbki przy częstotliwości 50 Hz, natomiast R_p reprezentuje straty przewodnościowe. Zależne od częstotliwości straty polaryzacyjne oraz związana z nimi zmiana pojemności są zamodelowane za pomocą równoległych gałęzi $R_{pn}C_{pn}$. Odpowiedź takiego układu, w postaci zespolonej pojemności, jest opisana równaniami (1) oraz (2) [9]:

(1) $$C'(\omega) = C_{p50} + \sum_{i=1}^{n} \frac{C_i}{1+(\omega R_i C_i)^2}$$

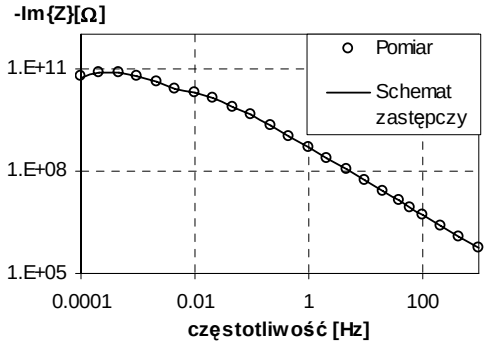
(2) $$C''(\omega) = \frac{1}{\omega R_p} + \sum_{i=1}^{n} \frac{\omega R_i C_i^2}{1+(\omega R_i C_i)^2}$$

Na podstawie wyników pomiarów odpowiedzi dielektrycznej w dziedzinie częstotliwości *C(ω)*, próbek impregnowanego preszpanu o różnym stopniu zawilgocenia (1%, 2%, 3% i 4 %), dla różnych wartości temperatury (20°C, 50°C, 80°C), wyznaczono odpowiednie parametry schematów zastępczych. Stwierdzono, że do prawidłowej reprezentacji preszpanu impregnowanego, w badanym zakresie zawilgocenia i częstotliwości (0,0001 – 1000 Hz), wystarcza 7 gałęzi RC. Maksymalny błąd dopasowania nie przekraczał 3%. Porównanie odpowiedzi zmierzonej z odpowiedzią schematu zastępczego pokazano na rys.3.

a)



b)

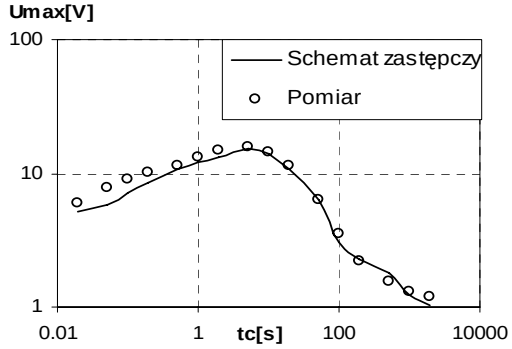


Rys. 3. Porównanie zmierzonej i obliczonej a) części rzeczywistej i b) części urojonej impedancji próbki preszpanu o zawilgoceniu 4% w 20°C,

Obliczenia spektrum napięcia powrotnego

Przedstawiony wcześniej model układu izolacyjnego transformatora (rys.1) został zaimplementowany w programie PSpice celem przeprowadzenia symulacji. Model umożliwia wyznaczenie odpowiedzi dielektrycznej w dziedzinie czasu (RVM, PDC) i częstotliwości (FDS).

W celu weryfikacji przyjętego modelu przeprowadzono pomiary napięcia powrotnego za pomocą przyrządu RVM 5462 firmy Tettex. Porównanie wyników symulacji oraz pomiaru wykazuje zadowalającą zgodność (rys.4).



Rys. 4. Porównanie zmierzonego i obliczonego spektrum napięcia powrotnego dla próbki preszpanu o zawilgoceniu 4% w 30°C

Autorzy przedstawili możliwości zastosowania modelu do badania wpływu różnych czynników na spektrum napięcia powrotnego. Wyniki analizy wpływu: rezystancji równoległej R_A, zawilgocenia preszpanu, parametrów geometrycznych X-Y, oraz rezystywności oleju na spektrum napięcia powrotnego (RV) przedstawiono szczegółowo w artykule [10].

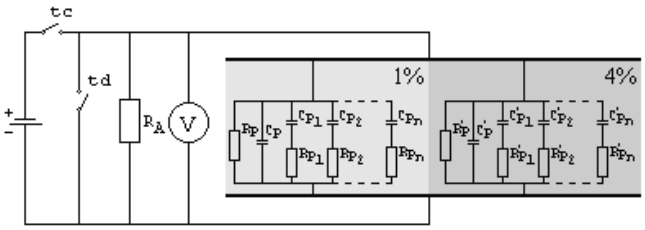
W dalszej części artykułu przedstawiono możliwość wykorzystania schematu zastępczego impregnowanego preszpanu do analizy wpływu niejednorodnego zawilgocenia izolacji na spektrum RV.

Wpływ niejednorodności zawilgocenia preszpanu na spektrum napięcia powrotnego

W trakcie wieloletniej pracy transformatora może wystąpić nierównomierny rozkład zawilgocenia w izolacji papierowej i preszpanowej. Nierównomierny rozkład zawilgocenia w izolacji jest skutkiem naturalnego rozkładu temperatury wzdłuż uzwojeń [12] oraz w kierunku promieniowym. W trakcie normalnej pracy jednostki wyższe wartości temperatury osiąga izolacja w górnej części transformatora oraz izolacja w okolicy rdzenia. Wyższa temperatura części izolacji może prowadzić do osuszania izolacji papierowej i jednocześnie do zwiększenia ilości wody rozpuszczonej w oleju przez olej. Niejednorodność zawilgocenia izolacji może być także wynikiem wszelkich prac remontowych przeprowadzanych na transformatorze [13].

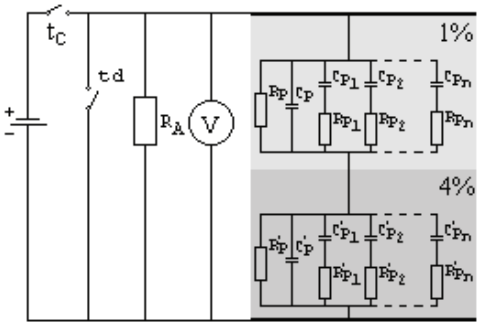
W dalszej części artykułu autorzy zaproponowali wykorzystanie schematu zastępczego impregnowanego preszpanu do badania wpływu niejednorodności zawilgocenia izolacji papierowej na spektrum napięcia powrotnego. Zbadano kształt widma polaryzacyjnego izolacji złożonej z części w różnym stopniu zawilgoconych.

Nierównomierny rozkład zawilgocenia izolacji preszpanowej wzdłuż uzwojeń został zamodelowany jako równoległe połączenie schematów zastępczych próbek impregnowanego preszpanu w różnym stopniu zawilgoconego (1 i 4%) – rys. 5.



Rys. 5. Schemat układu do badania napięcia powrotnego modelu izolacji niejednorodnie zawilgoconej wzdłuż uzwojeń

Nierównomierność zawilgocenia izolacji preszpanowej w kierunku promieniowym zamodelowano jako szeregowe połączenie elementów w różnym stopniu zawilgoconych – rys. 6.

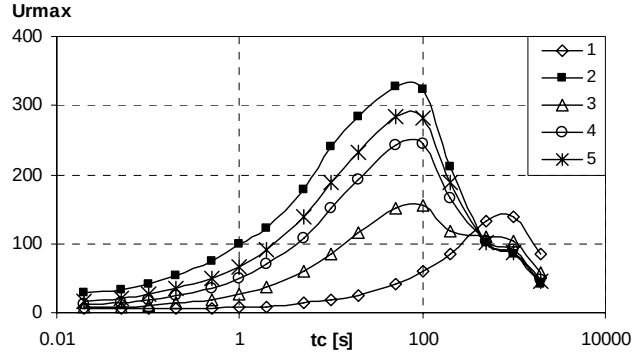


Rys. 6. Schemat układu do badania napięcia powrotnego modelu izolacji niejednorodnie zawilgoconej w kierunku promieniowym

Wyniki symulacji

Spektra napięcia powrotnego wyznaczono dla czasów ładowania od 0,02 s do 2000 s, przyjmując czas rozładowania równy połowie czasu ładowania. W układzie modelowym rezystor R_A reprezentuje rezystancję miernika oraz rezystancję upływu. Do analizy wpływu nierównomiernego zawilgocenia wykorzystano schematy zastępcze próbek impregnowanego preszpanu o zawilgoceniu 1 i 4%, otrzymane na podstawie badań odpowiedzi dielektrycznej FDS w 20°C.

Na rysunku 7 przedstawiono wyniki symulacji spektrum polaryzacyjnego obwodu zastępczego preszpanu o zawilgoceniu 1 i 4% oraz odpowiedź modelu izolacji niejednorodnie zawilgoconej wzdłuż uzwojeń. Próbki preszpanu charakteryzowały się taką samą pojemnością geometryczną. W przypadku równoległego połączenia próbek, pojemność geometryczna części izolacji o znacznym zawilgoceniu (C_{01}) stanowiła odpowiednio 10%; 30% oraz 50% pojemności geometrycznej modelu izolacji o zawilgoceniu 1% (C_0).

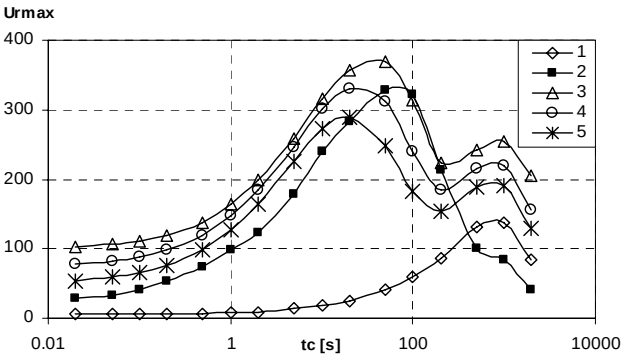


Rys. 7. Spektra polaryzacyjne modeli: 1 – preszpanu 1%, 2 – preszpanu 4% oraz modelu izolacji niejednorodnie zawilgoconej wzdłuż uzwojeń: 3 - $(C_{01})/(C_0)$ = 10%, 4 - $(C_{01})/(C_0)$ = 30%, 5 - $(C_{01})/(C_0)$ = 50%

Analizując wyniki przeprowadzonych symulacji można zauważyć, że zawilgocenie preszpanu ma decydujący wpływ zarówno na czas wystąpienia, jak i na wartość maksimum w spektrum napięcia powrotnego. Dla modelu preszpanu o zawilgoceniu 1% czas wystąpienia maksimum wynosił ok. 1000 sekund, natomiast w przypadku preszpanu o zawilgoceniu 4% ok. 50 sekund.

Zmiana udziału części o znacznym zawilgoceniu w układzie została zamodelowana przez zmianę stosunku pojemności geometrycznej części układu o zawilgoceniu 4% do pojemności geometrycznej całego układu. Z przeprowadzonych badań wynika, że nawet przy dziesięcioprocentowym udziale części o zawilgoceniu 4% w odpowiedzi całego obiektu eksponuje się jedno maksimum. Czas jego wystąpienia t_c odpowiada czasowi wystąpienia maksimum w spektrum polaryzacyjnym części układu o gorszych parametrach, a więc o większym zawilgoceniu. Zwiększenie udziału części izolacji o większym zawilgoceniu powoduje jedynie wzrost wartości maksimum, natomiast nie powoduje zmiany czasu jego wystąpienia.

W kolejnym etapie badań symulacyjnych przeanalizowano wpływ nierównomierności zawilgocenia izolacji w kierunku promieniowym na spektrum polaryzacyjne RV. Do modelowania wykorzystano szeregowe połączenie schematów zastępczych próbek impregnowanego preszpanu o zawilgoceniu 1 i 4%. Wyniki symulacji przedstawiono na rysunku 8.



Rys. 8. Spektra polaryzacyjne modeli: 1 – preszpanu 1%, 2 – preszpanu 4% oraz modelu izolacji niejednorodnie zawilgoconej w kierunku promieniowym: 3 - $(C_{01})/(C_0)$ = 10%, 4 - $(C_{01})/(C_0)$ = 20%, 5 - $(C_{01})/(C_0)$ = 30%

Zmiana udziału części zawilgoconej w układzie została zamodelowana przez zmianę pojemności geometrycznej części układu o zawilgoceniu 4%. Z przeprowadzonych badań symulacyjnych wynika, że w przypadku nierównomiernego zawilgocenia izolacji, w kierunku promieniowym, w spektrum napięcia powrotnego eksponują się dwa maksima. Czas wystąpienia jednego z nich odpowiada czasowi wystąpienia maksimum w spektrum polaryzacyjnym modelu preszpanu o zawilgoceniu 1%. Wzrost udziału części zawilgoconej powoduje przesunięcie drugiego z maksimów w kierunku krótszych czasów ładowania. Wzrost ten powoduje również obniżenie wartości maksymalnej napięcia powrotnego.

Wnioski

Na podstawie wstępnej weryfikacji stwierdzono zgodność przyjętego modelu izolacji z wynikami pomiarów napięcia powrotnego.

Przyjęty model układu izolacyjnego może posłużyć do rozszerzonego wnioskowania o zawilgoceniu izolacji transformatora na drodze porównania odpowiedzi modelu

z odpowiedzią zmierzoną. Wymaga to jednak dalszych badań modelowych.

Schemat zastępczy izolacji papierowo-olejowej jest użytecznym narzędziem do analizy odpowiedzi dielektrycznej w dziedzinie czasu, może zostać również zastosowany do analizy odpowiedzi w dziedzinie częstotliwości.

Z badań symulacyjnych wynika, że dla równoległego połączenia części izolacji, w różnym stopniu zawilgoconych, w spektrum napięcia powrotnego eksponuje się jedno maksimum. Czas jego wystąpienia jest taki sam jak czas wystąpienia maksimum w spektrum polaryzacyjnym części układu o gorszych parametrach. Można uznać to za zaletę metody opartej na analizie spektrum RV, gdyż pozwala na wykrycie „najsłabszych miejsc".

Przy szeregowym połączeniu elementów, w różnym stopniu zawilgoconych, w wypadkowym spektrum pojawiają się dwa maksima. W takim przypadku interpretacja wyników jest utrudniona. Czas wystąpienia jednego z maksimów jest taki sam jak dla modelu izolacji w mniejszym stopniu zawilgoconej. Drugie maksimum w spektrum RV układu jest przesunięte w kierunku krótszych czasów ładowania, w porównaniu z maksimum w spektrum izolacji o złych parametrach. Taka sytuacja sugeruje, że w przypadku nierównomiernego zawilgocenia izolacji w kierunku promieniowym, wyznaczona zawartość wody na podstawie standardowej analizy spektrum RV może zostać zawyżona.

Praca wykonana w ramach międzynarodowego projektu RADIATOOL NNE5 – 200 – 472 współfinansowanego przez Komisję Europejską w ramach 5 Programu Ramowego oraz w ramach Działania 2.6 Zintegrowanego Programu Operacyjnego Rozwoju Regionalnego finansowanego z Europejskiego Funduszu Społecznego Unii Europejskiej i z budżetu państwa.

LITERATURA

[1] Moser H.P., Dahinden V., „Transformerboard II", Rapperswil, Switzerland: H Weidmann AG, 1987.

[2] Saha T. K., "Review of Modern Diagnostic Techniques for Assessing Insulation Condition in Aged Transformers", IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 10, No. 5, October 2003.

[3] Du Y., Zahn M., Lesieutre B.C., Mamishev A.V., Lindgren S.R., "Moisture Equilibrium in Transformer Paper-Oil Systems", IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 15, No. 1, January/February 1999.

[4] Zaengl W.S., "Dielectric Spectroscopy in Time and Frequency Domain for HV Power Equipment, Part I: Theoretical Considerations", IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 19, No. 5, 2003.

[5] Zaengl W.S., Applications of Dielectric Spectroscopy in Time and Frequency Domain for HV Power Equipment, IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 19, No. 6, 2003.

[6] Gubanski S. M., Boss P., Csepes G., Houhanessian V. D., Filippini J., Guuinic P., Gafvert U., Karius V., Lapworth J., Urbani G., Werelius P., Zaengl W. S., "Dielectric response methods for diagnostics of power transformers: Report of the TF 15.01.09", CIGRE, 2001.08.27.

[7] Gafvert U., Frimpong G., Fuhr J., "Modelling of dielectric measurements on power transformers", Proceedings of CIGRÉ, Paris, 1998.

[8] Ekanayake C., Graczkowski A.,. Walczak K, Gubanski S.M., "Frequency Response of Oil Impregnated Pressboard and Paper Samples for Estimating Moisture in Transformer Insulation", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 21, No. 3, July 2006, pp. 1309 - 1317.

[9] Houhanessian V. D., "Measurement and Analysis of Dielectric Response in Oil-Paper Insulation Systems", Ph.D. thesis, Swiss Federal Institute of Technology, Zurich, 1998.

[10] Graczkowski A., Szymański J., "Analiza wpływu parametrów geometrycznych I materiałowych na spectrum napięcia powrotnego w oparciu o schemat zastępczy izolacji papierowo-olejowej", Przegląd Elektrotechniczny - Konferencje, v.3 1/2005, ss. 116 – 119.

[11] Słowikowski J., "Zwilgocenie transformatora; przyczyny, skutki, współczesne kryteria oceny", International Conference on Power Transformers Transformer 03, Pieczyska, 18-21 maja 2003, ss. 96 – 105.

[12] Bocheński B., Piotrowski T., "Programy numeryczne do diagnostyki i zarządzania czasem życia izolacji transformatorów energetycznych", Przegląd Elektrotechniczny Konferencje, VII Ogólnopolskie Sympozjum IW 2004, 26-28 maja 2004, Poznań – Będlewo, ss. 15 - 18.

[13] Ossowski M., "Interpretacja napięcia powrotnego w złożonych układach o izolacji papierowo-olejowej", Rozprawa doktorska, Politechnika Poznańska, Poznań, listopad 2005, ss. 63-64

***Autorzy**: dr inż. Andrzej Graczkowski, dr inż. Krzysztof Walczak, mgr inż. Jarosław Szymański, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: jaroslaw.szymanski.@doctorate.put.poznan.pl*

Adam TYMAŃ

Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii

Trzecia harmoniczna prądu upływu jako parametr oceny diagnostycznej izolatorów kompozytowych

Streszczenie. *W artykule przedstawiono możliwości badania stanu powierzchni izolatorów kompozytowych poprzez analizowania nie tylko wartości impulsów prądu upływu ale przede wszystkim zmian kształtu przebiegu prądu w dziedzinie częstotliwości. Przebiegi składowej podstawowej i harmonicznych niskiej częstotliwości prądu upływu można skorelować ze zjawiskami występującymi na powierzchni izolacyjnej.*

Abstract. *The paper presents possibility of evaluation of insulation performance of polymeric surface and composite insulators not only by analyzing value of leakage current (LC) impulses but first of all by evaluation the changes of LC waveforms and of their harmonic contents. It is possible to correlate fundamental and low frequency harmonic components of LC with events taking place on insulating surface.* ***(Third harmonic of leakage current as a diagnostic parameter of composite insulators).***

Słowa kluczowe: izolator kompozytowy, wysokie napięcie, diagnostyka, starzenie, prąd upływu, harmoniczne.
Keywords: composite insulator, high voltage, diagnosis, ageing, leakage current, harmonics.

Wstęp.

W liniach elektroenergetycznych przesyłowych i rozdzielczych wielu krajów coraz powszechniej stosowane są polimerowe izolatory kompozytowe [1]. Osłony i klosze nowoczesnych izolatorów kompozytowych wykonuje się obecnie najczęściej z elastomerów (kauczuków) silikonowych. Izolatory linii przesyłowych wykonywane są wyłącznie z tego materiału. Główne zalety tych izolatorów, w stosunku do izolatorów tradycyjnych z porcelany elektrotechnicznej lub szkła elektrotechnicznego są następujące:

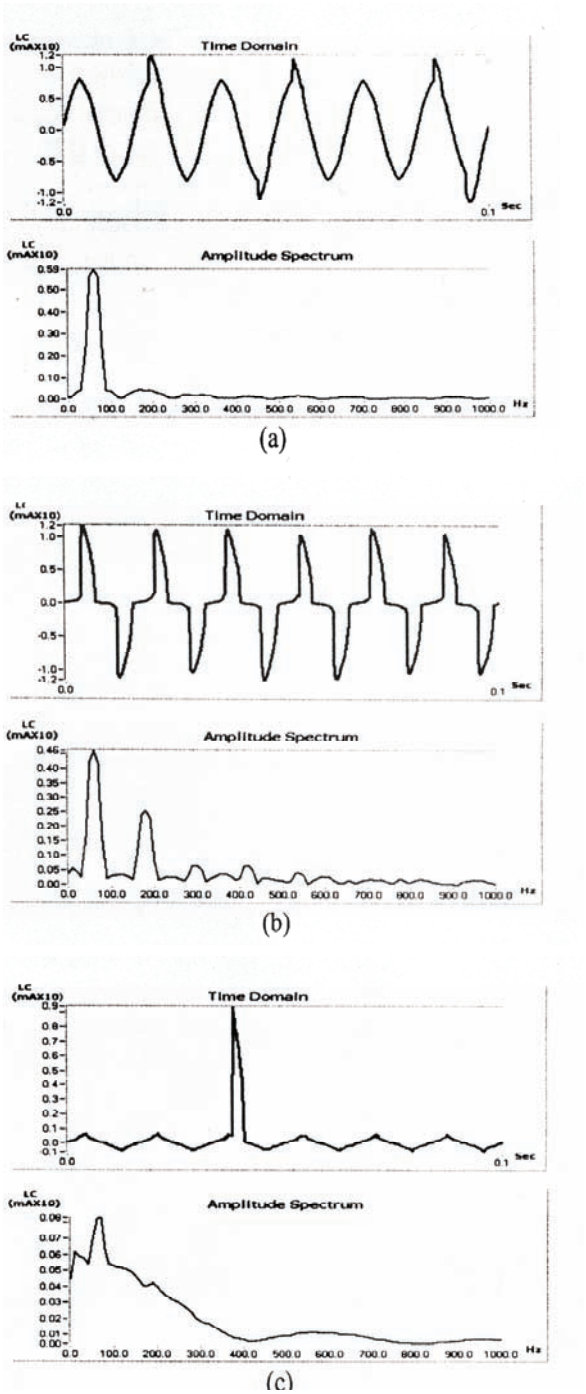
- niska energia powierzchniowa zapewniająca wysoką hydrofobowość powierzchni a tym samym utrudniony jest mechanizm rozwoju przeskoku powierzchniowego,
- odzysk hydrofobowości elastomerów silikonowych po okresie wolnym od narażeń zewnętrznych np. deszczu,
- mały ciężar a więc mniejsze obciążenie mechaniczne słupów nośnych sieci co umożliwia ewentualne przeizolowanie linii na wyższe napięcie znamionowe,
- niska cena; są konkurencyjne dla izolatorów tradycyjnych.

Charakteryzują je również pewne wady:

- materiały z których wykonane są izolatory ulegają w eksploatacji procesom starzeniowym. Do głównych czynników powodujących starzenie zalicza się: ultrafiolet promieniowania słonecznego, oddziaływania cieplne, narażenia napięciowe i mechaniczne oraz zanieczyszczenia,
- procesy starzeniowe powodują zmiany właściwości materiału polimerowego (silikonu) a to z kolei powoduje utratę hydrofobowości, rozciąganie się kropel wody czemu również sprzyja pole elektryczne [2]. W konsekwencji mogą wystąpić wyładowania niezupełne a przy osiągnięciu pewnego poziomu degradacji właściwości powierzchniowych zwiększa się wartość prądu upływu umożliwiając tym samym rozwój wyładowań (łuków) cząstkowych). Te z kolei mogą na tyle zniszczyć powierzchnię izolacyjną , że powstanie ślad pełzny i rozwinie się przeskok zabrudzeniowy wzdłuż izolatora.
- brak jednoznacznej metody badań i ustalonych parametrów dla monitorowania i diagnozowania izolatorów w celu stwierdzenia krytycznych zniszczeń materiału.

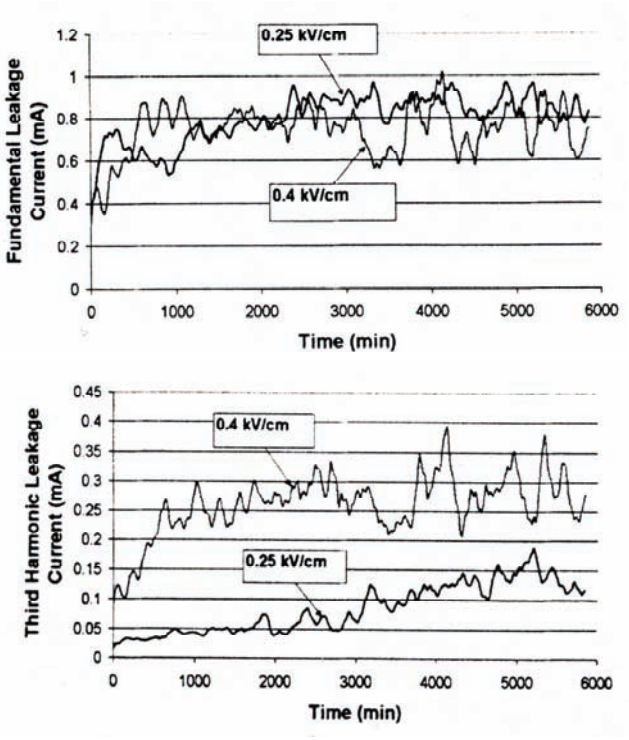
Prąd upływu jako parametr oceny diagnostycznej

Od czasu pierwszych zastosowań izolatorów kompozytowych ważnym problemem stało się opracowanie metod diagnozowania oraz monitorowania zmian własności powierzchni i poziomu jej uszkodzenia w celu niedopuszczenia do poważnych awarii w systemie energetycznym. Destrukcja powierzchni polimerowych materiałów izolacyjnych jest opisywana zjawiskami związanymi z erozją powierzchni i zmianami jej właściwości powodowanymi wyładowaniami i zanieczyszczeniami. Rozwój wyładowań powierzchniowych jest zależny zarówno od wartości natężenia pola elektrycznego, konstrukcji izolatora, warunków zabrudzeniowych jak i zdolności polimeru do ograniczania łuków cząstkowych. Dlatego, już na etapie optymalizowania materiału i konstrukcji izolatora koniecznym jest badanie prądów upływu, charakterystyk wyładowań w testach laboratoryjnych i warunkach rzeczywistych. Od początku wprowadzenia izolatorów kompozytowych zdawano sobie sprawę, że prąd upływu jest parametrem, który może charakteryzować zarówno stan powierzchni izolatorów jak i poziom zanieczyszczeń w miejscu ich pracy. Początkowo stosowano techniki podobne do tych stosowanych w badaniach izolatorów klasycznych. Pomiary sprowadzały się do rejestracji, za pomocą rejestratorów o małej czułości, impulsów prądowych w zakresie kilkunastu do kilkuset mA. Zapis liczby impulsów, które przekraczają określoną wartość prądu nie dostarczał dokładnych informacji o zmianach prądu upływu i łukach cząstkowych na nowych i zestarzonych izolatorach polimerowych. W kolejnych latach rozwijano coraz bardziej zaawansowane techniki zapisu i obróbki sygnałów, wzrastała częstotliwość próbkowania a tym samym zwiększała się ilość pomiarów. Badaniom prądu upływu poświęcono w kilku krajach a w szczególności Szwecji, Kanadzie, Japonii i USA wiele prac [3]. W badaniach tych stwierdzono, że pożyteczną informację o stanie powierzchni zawiera kształt charakterystyki prądu upływu. W przypadku gdy powierzchnia izolatora jest hydrofobowa prąd ma charakter pojemnościowy a kształt jego przebiegu w funkcji czasu jest sinusoidalny. Gdy powierzchnia traci swoją hydrofobowość z powodu wzrostu poziomu zabrudzeń lub wyładowań niezupełnych charakter prądu staje się coraz bardziej rezystancyjny. Badania wykonane na Uniwersytecie w Waterloo [4,5] pokazały, że na tym etapie starzenia przebiegi prądowe są słabo zniekształcone a zawartość harmonicznych niskiej częstotliwości tj. trzeciej i piątej jest niewysoka, rysunek 1a. Wartość harmonicznych może wzrosnąć gdy rośnie natężenie pola elektrycznego lub konduktywność powierzchniowa wskutek pogarszania się hydrofobowości, rysunek 1b.

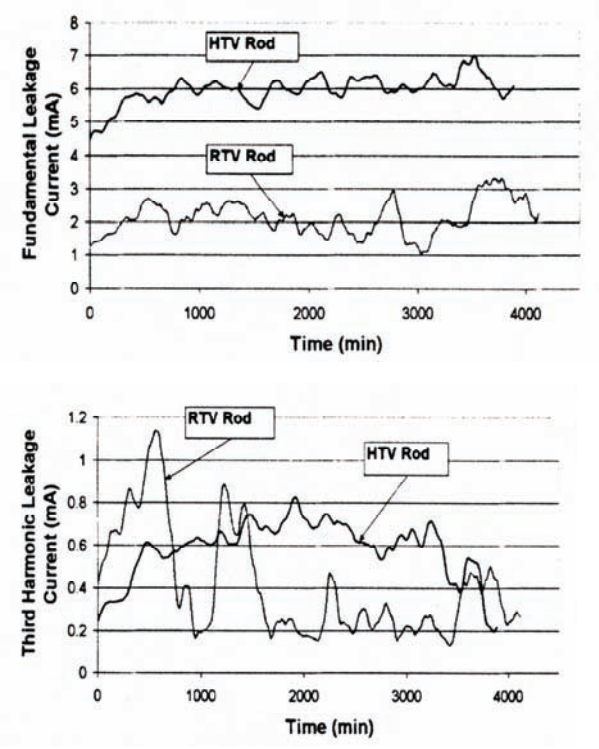


Rys.1. Przebiegi czasowe i spektrum amplitudowe charakterystyk prądu upływu o różnym stopniu zniekształcenia przebiegu w teście mgły solnej κ = 2,5 mS/cm: a) słabe zniekształcenie przebiegu prądu, niska zawartość trzeciej harmonicznej; na próbce z kauczuku silikonowego HTV widoczne były słabe niebieskie wyładowania; b) silnie symetrycznie zniekształcony przebieg prądu, wysoka zawartość trzeciej harmonicznej; widoczne były silne intensywne łuki o kolorze jasno żółtym, c) silnie niesymetrycznie zniekształcony przebieg prądu o wysokiej zawartości harmonicznych. Widoczne były intensywne łuki.

Z chwilą osiągnięcia przez natężenie prądu upływu wartości kilku mA na powierzchni izolatora pojawiają się łuki cząstkowe, następuje silne zniekształcenie charakterystyki prądu. Oscylogramy pokazują, że nieliniowość prądów łukowych powoduje, że są one generatorem składowych harmonicznych w przebiegu prądu upływu. Łuki osuszające powodują pojawienie się ostrych impulsów w pobliżu wartości szczytowej prądu, deformujących silnie charakterystykę prądu i wzrost składowej podstawowej i trzeciej harmonicznej, rysunek 1c. Zawartość harmonicznych ich amplitudę można otrzymać za pomocą funkcji szybkiej transformaty Fouriera (FFT). Funkcję taką posiada większość współczesnych oscyloskopów cyfrowych. Analiza FFT jest dobrze poznaną metodą do analizy sygnałów niesinusoidalnych pozwalającą w określonym przedziale czasowym określić składowe częstotliwościowe sygnału. Wzrost wartości prądu upływu a szczególnie oddziaływania łuków cząstkowych powodują znaczne przyśpieszenie procesów destrukcji materiału. Procesy starzenia materiału polimerowego stają się bardzo intensywne, rozpoczyna się stopniowa erozja powierzchni, która w kolejnym etapie może prowadzić do powstania śladu pełznego i rozwoju przeskoku zabrudzeniowego. W odróżnieniu od pomiaru prądu całkowitego i wartości jego impulsów obserwacje zmian przebiegu prądu upływu w czasie i wartości harmonicznych niskiej częstotliwości pozwoliły znaleźć korelację między kształtem przebiegu prądu upływu a intensywnością łuków cząstkowych oraz zmianami na powierzchni materiału polimerowego [4,5,6].
Stwierdzono, że w miarę pogarszania się własności elektroizolacyjnych materiału rosła wartość składowej podstawowej i harmonicznych przy czym składowa podstawowa stabilizowała swoją wartość a trzecia harmoniczna zwiększała się, rysunek 2. Natomiast w chwili powstania uszkodzenia powierzchni tj. utworzenia się śladu pełznego i wzrostu jego konduktywności składowa podstawowa wykazuje tendencję do zwiększania swojej wartości natomiast trzecia harmoniczna obniża swoją wartość. Prąd upływu zmienia swój charakter na rezystancyjny [4].



Rys.2. Składowe prądu upływu w funkcji czasu dla prętów pokrytych elastomerem silikonowym HTV (wulkanizujący w wysokiej temperaturze) przy różnych natężeniach pola elektrycznego w teście mgły solnej o wysokiej koncentracji.

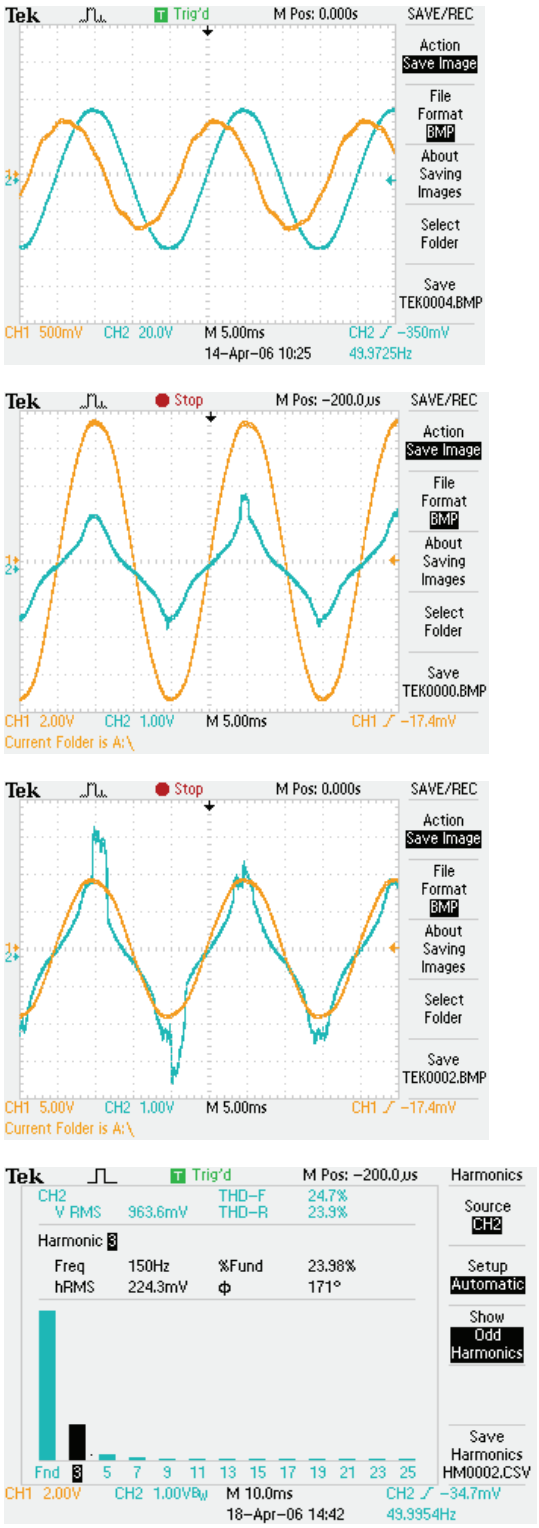


Rys. 3. Składowe prądu upływu w funkcji czasu na etapie rozwoju śladu pełznego dla prętów pokrytych elastomerem silikonowym HTV (wulkanizujący w wysokiej temperaturze) i RTV (wulkanizujący w temperaturze pokojowej).

Badania własne prądu upływ

W ramach prac badawczych, wykonywanych w Zakładzie Wysokich Napięć IPEiE PWr, dotyczących optymalizacji kształtu i parametrów konstrukcyjnych izolatorów kompozytowych modele izolatorów poddawane są różnym narażeniom. Jako parametr oceny odporności izolatorów, na te czynniki w tak zwanym wczesnym okresie starzenia mierzone są charakterystyki impulsów prądowych. Założono, że w tym okresie poziom narażeń nie powinien powodować destrukcji materiału osłon i kloszy a impulsy prądowe utrzymywane są poniżej 1 mA. Układ do pomiaru impulsów jest opisany przez innych autorów z zespołu badawczego Zakładu Wysokich Napięć PWr w artykule tego numeru Przeglądu. Ponieważ istnieje trudność w znalezieniu korelacji między impulsami prądowymi a zniszczeniami powierzchni materiału polimerowego w planowanych badaniach dalszych etapów starzenia, przy znacznie intensywniejszych narażeniach, założono wykonanie badań zmian kształtu przebiegu prądów upływu. Wyższe konduktywności wody, w badaniach przy sztucznym deszczu i mgły solnej będą wymuszać zmiany charakteru prądu upływu, silne zniekształcenie przebiegu i wzrost zawartości harmonicznych. Założono, że w układzie do tych badań należy wykorzystać możliwości pomiarowe oscyloskopów cyfrowych. Takie możliwości prezentuje oscyloskop firmy Tektronix serii TPS 2000. Oscyloskop ten w standardowym wyposażeniu posiada funkcję szybkiej transformaty Fouriera FFT. Dużo bardziej wygodną analizę, dającą więcej informacji o harmonicznych przebiegu uzyskuje się po zainstalowaniu w oscyloskopie aplikacji „Analizy Mocy TPS PWR".

Aplikacja ta umożliwia dla zarejestrowanego, zniekształconego przebiegu określenie amplitudy podstawowej i harmonicznej (kolejnych 50.), procentowego udziału w amplitudzie składowej podstawowej, udział harmonicznych w mocy całkowitej oraz kąta przesunięcia, rysunek 4. W celu sprawdzenia możliwości pomiarowych tego układu zamodelowano na izolatorze kompozytowym warstwę nierównomiernego zabrudzenia i zmierzono przebiegi prądu w komorze mgielnej przy zwiększającym się natężeniu pola elektrycznego. Przebiegi prądu wyznaczano ze spadku napięcia na rezystorze 5,6 kΩ, zabezpieczając wejście oscyloskopu iskiernikiem gazowanym, warystorem oraz układem diod Zenera.



Rys.4. Przykładowe przebiegi prądu upływu na izolatorze kompozytowym ze sztucznym zabrudzeniem. Dla ostatniej charakterystyki prądu upływu przedstawiono jego widmo częstotliwościowe.

Otrzymane oscylogramy prądu upływu pokazano na rysunku 4. Rysunek przedstawia kolejne przebiegi przy wzrastającym narażeniu począwszy od prądu pojemnościowego dla czystej powierzchni izolatora.

Kolejne przebiegi prądu upływu, są coraz bardziej zniekształcone rośnie składowa rezystancyjna prądu aż do wystąpienia słabych wyładowań powierzchniowych. Dla tego ostatniego przypadku, w którym widać duże impulsy przy wartości szczytowej prądu pokazano analizę częstotliwościową z parametrami dla trzeciej harmonicznej. Jej udział w składowej podstawowej wzrósł dla tego pomiaru aż do 24%. Jak widać na tym rysunku pozostałe harmoniczne są dużo mniejsze w stosunku do trzeciej harmonicznej.

Wnioski

Prace zmierzające do zoptymalizowania materiału i konstrukcji izolatorów polimerowych mają na celu wzrost ich skuteczności przeciwstawiania się rozwojowi wyładowań powierzchniowych i niszczeniu powierzchni są dalej kontynuowane w ośrodkach badawczych. Prace te wymagają badania charakterystyk prądów upływu w warunkach laboratoryjnych i rzeczywistych ponieważ:

- Prądy upływu są głównym czynnikiem powodującym starzenie się izolatorów polimerowych. Powodują one powstawanie łuków powierzchniowych niszczących własności materiału izolacyjnego co w konsekwencji powoduje erozję powierzchni i rozwój śladów pełznych.
- Istnieje dobra korelacja między zawartością harmonicznych niskiej częstotliwości a aktywnością łuków powierzchniowych i zmieniającymi się właściwościami powierzchniowymi materiałów polimerowych.
- Odporność materiałów polimerowych, rozwiązań konstrukcyjnych izolatorów kompozytowych może być oceniana na podstawie analizy kształtu przebiegów prądu upływu i zawartości trzeciej harmonicznej prądu.

Artykuł opracowano w ramach projektu badawczego nr 3 T10B 097 28 pt. „Badania elektroenergetycznych izolatorów kompozytowych w aspekcie optymalizacji ich kształtu i parametrów konstrukcyjnych", finansowanego przez Departament Badań Naukowych Ministerstwa Nauki i Informatyzacji.

LITERATURA

[1] Fleszyński J.,Pohl Z., Tymań A.,Wieczorek K., Aktualna problematyka badawcza polimerowych izolatorów kompozytowych, *Prze*gląd Elektrotechniczny – Konferencje 3(2005), nr. 1, 79-81.

[2] Fleszyński J., Tymań A., Badania wyładowań elektrycznych inicjowanych przez krople wody na hydrofobowej powierzchni izolacyjnej, III Ogólnopolskie Symp., Inżynieria Wysokich Napięć IW-96, Poznań-Kiekrz 1996, 113-118

[3] Gubanski S., Neural Networks Help in Making Best Use of Leakage Current Measurements, *Insulator News and Market Report, July/August 2003,* 56-62

[4] El-Hag A. H., Jayaram S. H., Cherney E. A., Fundamental and Low Frequency Harmonic Components of Leakage Current as a Diagnostic Tool to Study Aging of RTV and HTV Silicone Rubber in Salt-Fog, *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, (10)2003,No.1,* 128-136

[5] El-Hag A. H., Jayaram S. H., Cherney E. A., Influence of Shed Parameters on the Aging Performance of Silicone Rubber Insulators in Salt-Fog, *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, (10)2003, No. 4,* 655-664

[6] Otsubo M., Hashiguchi T., Honda Ch., Takenouchi O., Sakoda T., Hashimoto Y., Evaluation of Insulation Performance of Polymeric Surface using a Novel Seperation Technique of Leakage Current, *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, (10)2003,No. 6,* 1053-1060

Autor: *dr inż. Adam Tymań, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: adam.tyman@pwr.wroc.pl*

Krzysztof WALCZAK[1], Andrzej GRACZKOWSKI[1], Jarosław GIELNIAK[1], Hubert MORAŃDA[1], Hanna MOŚCICKA-GRZESIAK[1], Chandima EKANAYAKE[2], Stanisław GUBAŃSKI[2]

Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki (1), Chalmers University of Technology (2)

Odpowiedź dielektryczna częstotliwościowa próbek celulozowych w różnym stopniu zawilgoconych i zestarzonych

Streszczenie. *Wiedza na temat zawilgocenia izolacji papierowej impregnowanej olejem ma duże znaczenie dla oceny przewidywanego czasu życia transformatora energetycznego. Bezpośrednia ocena stopnia zawilgocenia jest trudna, z powodu braku dostępu do izolacji wewnętrznej transformatora, ale istnieje możliwość zastosowania różnych metod pośrednich. Do jednej z takich metod należy spektroskopia dielektryczna w dziedzinie częstotliwości (FDS). Aby przeprowadzić właściwą interpretację wyników pomiaru FDS należy posiadać wiedzę na temat odpowiedzi dielektrycznej preszpanu i papieru, w różnej temperaturze i dla różnego zawilgocenia, co zostało przedstawione w niniejszym artykule.*

Abstract*. Knowledge about moisture content in oil impregnated paper insulation is essential when estimating remaining lifetime of power transformer. Direct evaluation of moisture content is rarely possible due to inaccessibility of the internal insulation system in transformer. Therefore, various indirect estimation techniques are utilized. Frequency domain spectroscopy (FDS) measurements of transformer insulation belong to this group. To perform high quality interpretation of results of FDS measurements a good knowledge on dielectric responses of oil impregnated pressboard and paper is required, especially as it refers to their variation with water content and temperature. The article describes these problems.* ***(Dielectric Frequency Response of Cellulose Samples with Various Degree of Moisture Content and Aging)***

Słowa kluczowe: odpowiedź dielektryczna częstotliwościowa, zawilgocenie, izolacja papierowo-olejowa.
Keywords: dielectric frequency response, moisture content, oil-paper insulation.

Wstęp

Ocena stopnia zawilgocenia transformatora energetycznego o izolacji papierowo-olejowej należy do istotnych czynności diagnostycznych. Woda znacząco przyspiesza procesy starzeniowe celulozy, będąc zarazem produktem jej starzenia. Dlatego wiedza o ilości wody obecnej w izolacji transformatora zawiera w sobie ważną informację na temat jej stanu i jest jednym z bardziej użytecznych parametrów z punktu widzenia oceny przewidywanego czasu życia jednostki [1, 2].

Tradycyjna analiza oleju (z wykorzystaniem metody miareczkowania Karla-Fischera – KFT) używana jest do oceny stopnia zawilgocenia izolacji papierowo-olejowej. Próbki oleju są łatwo dostępne w przeciwieństwie do próbek papierowych czy preszpanowych. Jeżeli transformator pozostaje w stałej temperaturze przez odpowiednio długi czas, wtedy może zostać osiągnięty stan równowagi zawilgocenia między olejem a izolacją celulozową. W takiej sytuacji, ocena zawilgocenia izolacji stałej może zostać dokonana na bazie tzw. krzywych równowagi [3]. Niestety, stan równowagi, w przypadku transformatora będącego w eksploatacji, jest osiągany rzadko i dlatego tego typu ocena jest obarczona dużym błędem. Ponadto, gdy olej jest pobrany przy niskiej temperaturze, odczyt z krzywych równowagi jest mało dokładny, co dodatkowo wprowadza niepewność w ocenie stopnia zawilgocenia.

W ciągu ostatnich dekad opracowano kilka nowych, pośrednich metod wyznaczania zawilgocenia izolacji celulozowej transformatora w oparciu o jej odpowiedź dielektryczną [4-6]. Odpowiedź dielektryczna transformatora o izolacji papierowo-olejowej zależy od trzech głównych czynników: własności impregnowanego preszpanu, własności oleju oraz geometrii układu izolacyjnego [7]. Z tego względu prawidłowa ocena wyników pomiarów powinna zawierać modelowanie matematyczne [8], które będzie uwzględniać zmiany wymienionych wyżej parametrów przy różnej temperaturze i zawilgoceniu. Precyzyjne i wiarygodne dane otrzymane ze ściśle kontrolowanych wzorców impregnowanego preszpanu są zatem nieodzowne dla przeprowadzenia prawidłowego modelowania zawilgocenia w rzeczywistym transformatorze. W artykule zaprezentowano odpowiedzi dielektryczne nowych i zestarzonych próbek, w szerokim zakresie częstotliwości.

Przygotowanie próbek

Podstawowym obiektem badań były próbki preszpanowe i papierowe. Próbki preszpanowe były wykonane w postaci krążków o średnicy 160 mm i grubości 1,5 mm. Próbki papierowe miały tę samą średnicę a grubość ich wynosiła 10 x 60 μm (pakietowane po 10 sztuk w specjalnym miedzianym uchwycie). Zarówno papier jak i preszpan pochodziły od znanego producenta H. Weidmann AG ze Szwajcarii.



Rys.1. Kontenery służące do starzenia i przechowywania próbek

Przygotowanie próbek obejmowało następujące czynności: suszenie, zawilgacanie, impregnacja olejem transformatorowym oraz, w niektórych przypadkach, starzenie termiczne. W pierwszym etapie próbki były suszone w temperaturze 80°C w komorze próżniowej przez okres 3 dni. Podczas tego procesu masa próbek była monitorowana z wykorzystaniem precyzyjnej wagi aż do uzyskania całkowitego wysuszenia. Po suszeniu próbki były wystawione na działanie powietrza atmosferycznego (w laboratorium) w celu zaabsorbowania wilgoci. Zmiana masy próbek była ponownie monitorowana z użyciem precyzyjnej wagi, aż do otrzymania ustalonego poziomu zawilgocenia. Po tych czynnościach próbki były umieszczone w kontenerze wypełnionym nowym mineralnym olejem transformatorowym typu Nynas 10 GBN, w celu

impregnacji. Zawartość wilgoci w oleju zmierzona metodą KFT wyniosła 12 ppm. W opisany wyżej sposób przygotowano 5 grup próbek o zawilgoceniu: 0,6%, 1%, 2%, 3% i 4%.

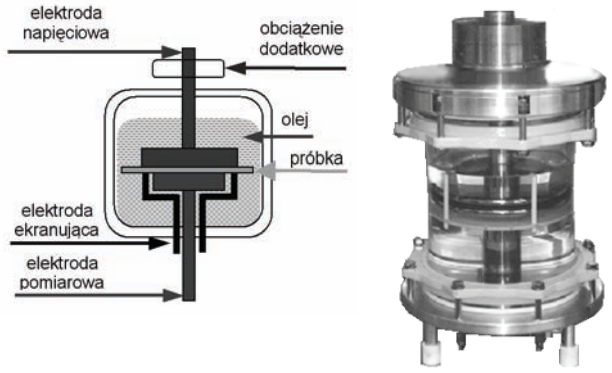
Próbki papierowe i preszpanowe były przechowywane w osobnych, szczelnych kontenerach (według zasady: próbki z danej grupy zawilgocenia w osobnym pojemniku). Dodatkową cechą kontenerów była ich odporność na działanie podwyższonej temperatury (konstrukcja mieszkowa, zapewniająca ich rozszerzalność), co miało na celu ułatwić starzenie termiczne umieszczonych wewnątrz próbek (rys. 1).

Próbki papierowe i preszpanowe o zawilgoceniu 0,6%, 2% i 4% poddano sztucznemu starzeniu. Starzenie odbywało się w specjalnych cieplarkach, przy temperaturze 130°C. Czas starzenia wynosił 800 godzin. Rozkład temperatury w cieplarkach był stale monitorowany z wykorzystaniem kamery termowizyjnej. Po starzeniu wykonano pomiary stopnia polimeryzacji próbek, aby określić stopień ich degradacji. Wyniki tych pomiarów zostały przedstawione w tabeli 1.

Tabela 1. Stopień polimeryzacji próbek papieru i preszpanu

Materiał	Rodzaj próbki	DP	Zestarzenie
Papier	Nowa	1320	----
	Starzona – 0,6%	490	63%
	Starzona – 4%	340	74%
Preszpan	Nowa	1230	----
	Starzona – 0,6%	695	43%
	Starzona 4%	260	79%

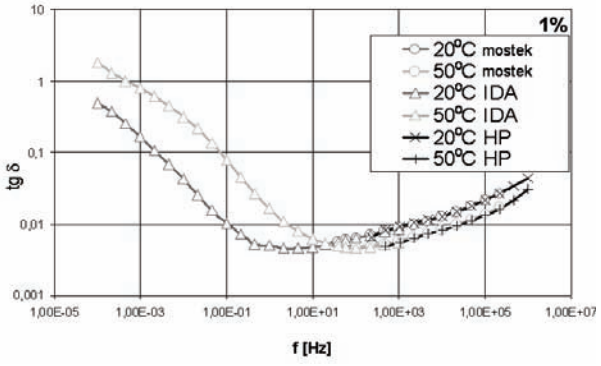
Wszystkie próbki kondycjonowano w kontenerach przez czas dłuższy niż 6 miesięcy, zanim rozpoczęto pomiary ich odpowiedzi dielektrycznej. Czas ten był wystarczający do osiągnięcia stanu równowagi w temperaturze pokojowej między zaimpregnowanym preszpanem a olejem.



Rys.2. Schemat i widok ogólny naczynia pomiarowego z systemem elektrod

Układ pomiarowy i metodyka badań

Próbki preszpanu badano w specjalnym naczyniu, które było wypełnione identycznym olejem, jak ten użyty do impregnacji i wyposażone w trójelektrodowy układ pomiarowy (rys. 2). Pomiar odpowiedzi dielektrycznej w dziedzinie częstotliwości odbywał się w zakresie częstotliwości od 0,1 mHz do 1 MHz. Dla pomiarów w niższych częstotliwościach (od 0,1 mHz do 1 kHz) wykorzystano system diagnostyki izolacji IDA 200, natomiast w zakresie częstotliwości wyższych (od 40 Hz do 1 MHz) zastosowano ręczny mostek pojemnościowy General Radio 1615A oraz analizator impedancji HP 4192 A LF. W dwóch pierwszych przypadkach napięcie przyłożone do obiektu badań miało wartość 5 V_{rms}, natomiast w ostatnim 1 V_{rms} (wartość maksymalna dla tego miernika). Zgodność pomiaru poszczególnych mierników została potwierdzona poprzez porównanie otrzymanych wyników ze sobą, w zakresie nakładających się na siebie częstotliwości (rys. 3.).



Rys.3. Porównanie wyników pomiarów różnymi przyrządami; próbka preszpanu o zawilgoceniu 1%, pomiary wykonane w temperaturze 20 i 50°C

W celu weryfikacji zawilgocenia próbek, wyznaczono rzeczywistą zawartość wilgoci w próbkach z wykorzystaniem metody kulometrycznej miareczkowania Karla-Fischera (KFT).

W badaniach przyjęto następującą procedurę pomiarową. Wszystkie próbki były badane w trzech temperaturach: 20, 50 i 80°C, zaczynając od najniższej. Dodatkowy pomiar wykonywano po schłodzeniu układu do temperatury 20°C, co miało na celu zaobserwowanie, czy nie nastąpiły jakieś zmiany w odpowiedzi materiału pod wpływem badań.

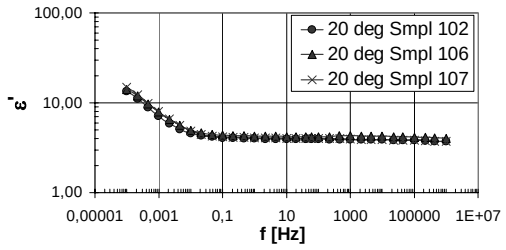
Wyniki badań i ich dyskusja

Dla każdej grupy próbek (starzonych i niestarzonych) wytypowano po trzy próbki o najbardziej zbliżonym stopniu zawilgocenia, wyznaczonym uprzednio za pomocą metody Karla-Fischera. Pozwoliło to na ocenę powtarzalności, a tym samym potwierdzenie wiarygodności uzyskanych wyników oraz otrzymanie uśrednionej wartości odpowiedzi dielektrycznej próbek o danym zestarzeniu i zawilgoceniu.

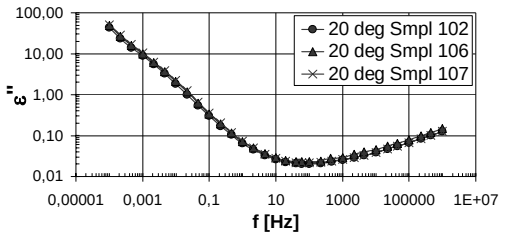
Próbki niestarzone

Na rysunku 4 pokazano przykładowe charakterystyki przenikalności zespolonej w funkcji częstotliwości dla trzech próbek o zawilgoceniu 3%, pomiar wykonany w temperaturze 20°C. Jak widać z wykresów, uzyskano bardzo dobrą powtarzalność odpowiedzi dielektrycznej. Podobną zgodność uzyskano dla pozostałych próbek (1, 2 i 4% zawilgocenia). Pozwoliło to na wyznaczenie zależności uśrednionej odpowiedzi dielektrycznej próbek preszpanu o różnym stopniu zawilgocenia od częstotliwości, co zostało przedstawione na rysunku 7. Na podstawie wykresu z rysunku 7.b. można stwierdzić, że straty dielektryczne w zaimpregnowanym preszpanie wzrastają w sposób znaczący wraz ze wzrostem stopnia jego zawilgocenia, w zakresie częstotliwości od 10 Hz do 0,01 mHz. Charakterystyczne jest również to, że dla częstotliwości wyższych niż 1 kHz odpowiedzi dielektryczne poszczególnych próbek nakładają się na siebie, co niestety uniemożliwia ocenę stopnia zawilgocenia w oparciu o ten fragment krzywej. Analizując z kolei zależność części rzeczywistej przenikalności elektrycznej od częstotliwości (rys. 7.a), można zauważyć wzrost jej wartości w przedziale od 0,0001 do 0,1 Hz w zależności od poziomu zawilgocenia próbki, co zgodne jest z fizyką zjawiska i zostało szerzej omówione w pracy [9].

a)

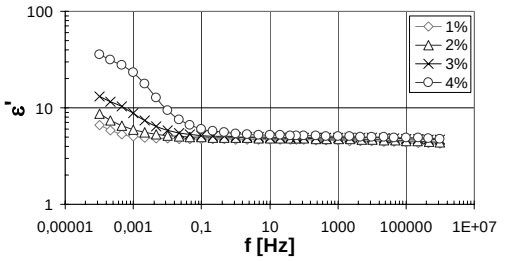


b)

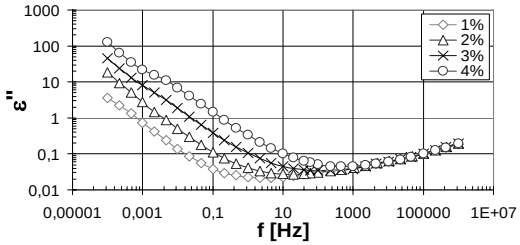


Rys.4. Zależność przenikalności zespolonej od częstotliwości dla 3 próbek nowych o zawartości wody 3%: część rzeczywista (a) i urojona (b), pomiary wykonane w temperaturze 20°C

a)



b)

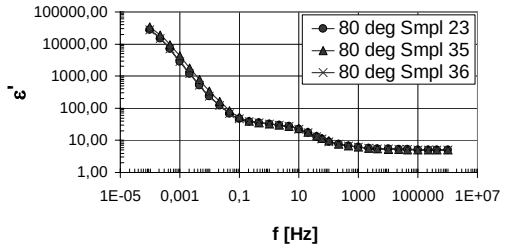


Rys.5. Zależność przenikalności zespolonej od częstotliwości dla próbek preszpanowych nowych o różnym zawilgoceniu: część rzeczywista (a) i urojona (b), pomiary wykonane w temperaturze 20°C

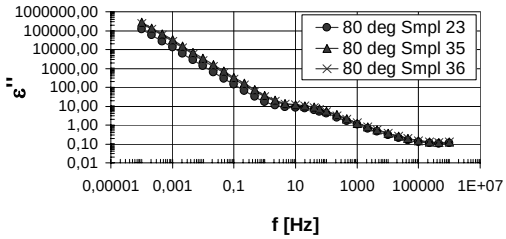
Próbki starzone

W podobny sposób jak próbki nowe, przebadano próbki zestarzone. Przykładowe charakterystyki przenikalności zespolonej w funkcji częstotliwości dla trzech próbek o zawilgoceniu 4% uzyskane w temperaturze 80°C pokazano na rysunku 6. W tym wypadku również można zauważyć dobrą powtarzalność uzyskanych odpowiedzi dielektrycznych. Z kolei na rysunku 7 pokazano uśrednioną odpowiedź dielektryczną próbek o różnych zawilgoceniu w zależności od częstotliwości; pomiary wykonano w temperaturze 80°C. Analizując wykres można stwierdzić, że proces starzenia ma znaczący wpływ na zmianę kształtu odpowiedzi dielektrycznej próbek preszpanowych, zarówno w części rzeczywistej jak i urojonej przenikalności elektrycznej. Charakterystyczne jest również to, że zmiany te obserwuje się przede wszystkim dla próbek o większej wilgotności początkowej, czyli 2 i 4%. Sugeruje to, że zmiany odpowiedzi dielektrycznej nie są bezpośrednio związane ze stopniem polimeryzacji preszpanu (DP), a raczej z produktami starzenia intensyfikującego się w obecności większego zawilgocenia.

a)

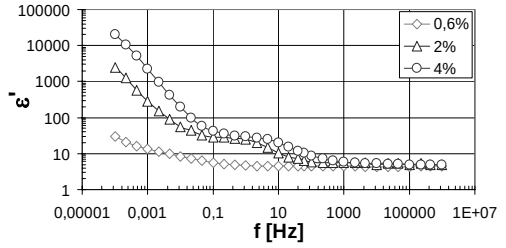


b)

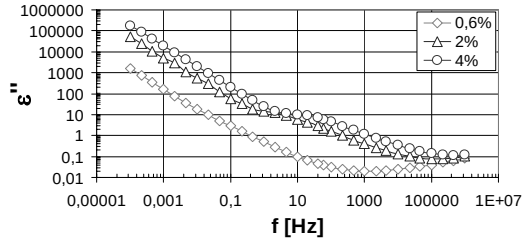


Rys.6. Zależność przenikalności zespolonej od częstotliwości dla 3 próbek starzonych o zawartości wody 4%: część rzeczywista (a) i urojona (b), pomiary wykonane w temperaturze 80°C

a)



b)



Rys.7. Zależność przenikalności zespolonej od częstotliwości dla próbek preszpanowych zestarzonych o różnym zawilgoceniu: część rzeczywista (a) i urojona (b), pomiary wykonane w temperaturze 80°C

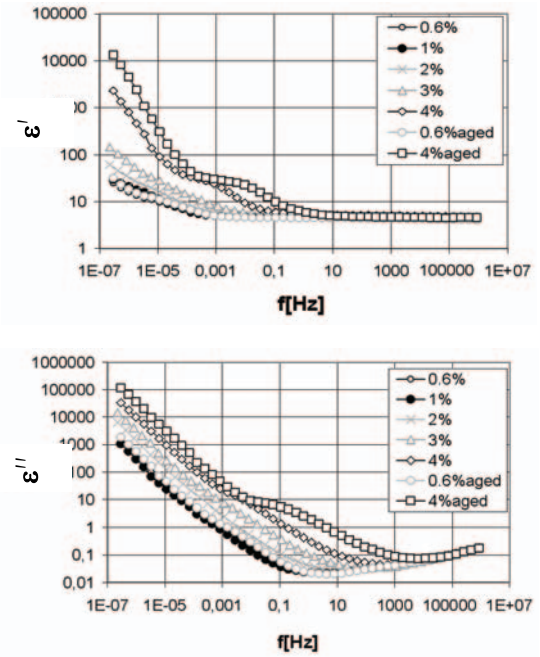
Porównanie wyników

Bardzo istotna okazała się analiza porównawcza wyników otrzymanych z badań próbek starzonych i niestarzonych. Na rysunku 8 pokazano zależność przenikalności zespolonej próbek preszpanowych o różnym stopniu zestarzenia i zawilgocenia w funkcji częstotliwości. Jak widać z wykresu, odpowiedzi dielektryczne próbek zestarzonych nie odbiegają kształtem od odpowiedzi próbek niestarzonych. Charakterystyczne jest jednak to, że o ile charakterystyki próbek o małym zawilgoceniu, czyli 0,6%, nakładają się na siebie, o tyle te uzyskane dla próbek o zawilgoceniu 4% są wyraźnie różne. Obserwując zmiany kształtu krzywych w zależności od zawilgocenia, można nawet zauważyć, że próbka zestarzona 4% zachowuje się jakby miała wyższe zawilgocenie, niż początkowe. Aby potwierdzić tę tezę wykonano analizy stopnia zawilgocenia z wykorzystaniem metody miareczkowania Karla-Fischera. Wyniki analizy przedstawiono w tabeli 2. Otrzymane wyniki są dosyć zaskakujące, gdyż wskazują na zmalenie zawilgocenia, a nie na jego wzrost. Wykonano zatem

dodatkowo pomiar konduktywności próbek, która mogła również mieć wpływ na zmianę odpowiedzi dielektrycznej. Wyniki tego pomiaru przedstawiono w tabeli 3. Jak wynika z tabeli, zaobserwowano pewne zmiany, które są efektem procesu starzenia, ale nie są one na tyle duże, aby wpłynęły w tak znaczący sposób na zmianę odpowiedzi dielektrycznej próbki preszpanu. Co zatem spowodowało tak znaczące rozbieżności w metodzie KFT? Wytłumaczeniem tego może być fakt, że woda, która pojawia się w procesie starzenia może być w postaci związanej, trudnej do wyekstrahowania w procesie miareczkowania Karla-Fischera, lub też pojawiają się inne produkty degradacji, jak np. kwasy, które utrudniają analizę chemiczną.

a)

b)



Rys.8. Zależność przenikalności rzeczywistej a) i urojonej b) od częstotliwości dla próbek starzonych i niestarzonych o różnej zawartości wilgoci, pomiary wykonane w temperaturze 20°C

Tabela 2. Porównanie zawilgocenia próbek przed i po procesie starzenia wyznaczone za pomocą metody KFT

Zawilgocenie początkowe	Zawilgocenie końcowe próbki niestarzone	Zawilgocenie końcowe próbki starzone
2%	2%	1,5%
4%	4%	2,8%

Tabela 3. Porównanie konduktywności próbek przed i po procesie starzenia, pomiar w temperaturze 20°C

Próbka o zawilgoceniu	Konduktywność próbki przed starzeniem	Konduktywność próbki po starzeniu
2%	0,08 pS/m	0,5 pS/m
4%	0,71 pS/m	1,8 pS/m

Podsumowanie

Otrzymane wyniki pozwoliły na stworzenie nowej, wiarygodnej bazy wzorców odpowiedzi dielektrycznej preszpanu, uwzględniającej stopień zawilgocenia i polimeryzacji. Baza ta została wykorzystana w programie komputerowym do analizy odpowiedzi dielektrycznej transformatorów.

Próbki zestarzone przebadane metodą miareczkowania Karla-Fischera charakteryzowały się zawilgoceniem mniejszym niż przed procesem starzenia. Możliwym wytłumaczeniem tego jest pojawienie się wody o dużej energii wiązań wtórnych lub innych produktów starzenia mogących mieć wpływ na wyniki metody chemicznej wyznaczania zawilgocenia KFT.

Różnice pomiędzy odpowiedzią próbek starzonych i niestarzonych eksponują się bardziej dla próbek o większym stopniu zawilgocenia, co sugeruje, że pojawiła się dodatkowa woda w próbce wstępnie mocno zawilgoconej i poddanej następnie starzeniu.

Praca wykonana w ramach Międzynarodowego Projektu Badawczego REDIATOOL finansowanego z 5 PR Unii Europejskiej ("Reliable Diagnostics of HV Transformer Insulation for Safety Assurance of Power Transmission Systems" – Contract no. NNE5/2001/472).

LITERATURA

[1] Fabre J., Pichon A., Deteriorating Processes and Product of Paper in Oil Application to Transformers, *CIGRE*, Paris, France, (1960), 137

[2] Ekanayake C., Application of Dielectric Spectroscopy for Estimating Moisture Content in Power Transformers, *Thesis for the Degree of Licentiate of Engineering*, Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, (2003)

[3] Du Y., Mamishev A. V., Lesieutre B. C., Zahn M., Kang S. H., Moisture Solubility for Differently Conditioned Transformer Oils, *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 8, No. 5, October 2001, pp. 805 - 811

[4] Houhanessian V. D., Measurement and Analysis of Dielectric Response in Oil-Paper Insulation Systems, *Ph.D. thesis*, Swiss Federal Institute of Technology, Zurich, (1998)

[5] Gafvert U., Adeen L., Tapper M., Ghasemi P., Jonsson B., Dielectric Spectroscopy in Time and Frequency Domain Applied to Diagnostics of Power Transformers, *Proceedings of the 6th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials*, (2000)

[6] Csepes G., Hamos I., Brooks R., Karius V., Practical Foundations of the RVM (Recovery Voltage Method) for Oil/Paper Insulation Diagnosis, *Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, Annual Report, vol. 1, (1998), 345-355

[7] "CIGRE", Rep. TF 15.01.09, (2001)

[8] Gafvert U., Frimpong G., Fuhr J., Modelling of Dielectric Measurements on Power Transformers, *Proceedings of 37th Session of Large High Voltage Electric Systems*, CIGRE, Paris, (1998)

[9] Ekanayake C., Gubanski S.M., Graczkowski A., Walczak K., Frequency Response of Oil Impregnated Pressboard and Paper Samples for Estimating Moisture in Transformer Insulation, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Volume 21, Issue 3, (July 2006) , 1309 - 1317

Autorzy: *dr inż. Krzysztof Walczak, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: krzysztof.walczak@put.poznan.pl; dr inż. Andrzej Graczkowski, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: andrzej.graczkowski@put.poznan.pl; dr inż. Jarosław Gielniak, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: jaroslaw.gielniak@put.poznan.pl; dr inż. Hubert Morańda, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: hubert.moranda@put.poznan.pl; prof. dr hab. inż. Hanna Mościcka-Grzesiak, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: hanna.moscicka@put.poznan.pl; dr Chandima Ekanayake, University of Peradeniya, Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Faculty of Engineering, Peradeniya, Sri Lanka, E-mail: chandima@ee.pdn.ac.lk; prof. dr hab. inż. Stanisław Gubański, Chalmers University of Technology, Horsalsvagen 11, 412-96 Goteborg, Szwecja, Email: stanislaw.gubanski@elteknik.chalmers.se*

Jarosław WIATER

Politechnika Białostocka, Katedra Telekomunikacji i Aparatury Elektronicznej

Wpływ rezystywności gruntu stacji elektroenergetycznej WN na zagrożenie piorunowe obwodów telemechaniki

Streszczenie. *W niniejszym artykule przedstawione będą wyniki komputerowych symulacji oddziaływania wyładowań piorunowych na obwody sygnalizacji i sterowania stacji elektroenergetycznych wysokich napięć - 110/15kV. Zaprezentowany zostanie model obliczeniowy i wyniki obliczeń napięć indukowanych w obwodach telemechaniki na terenie stacji. Analizowany będzie wpływ rezystywności gruntu i jego struktury geologicznej na wartość indukowanych napięć.*

Abstract*. In the HV substation the damages or malfunctions of the electric and electronic equipment were very often caused by lightning. Electronic devices are very sensitive for any transient state. In this paper a lighting overvoltages on the open air high-voltage HV substation is considered with respect to different ground resistivity. This transient state induces voltage and current in low-voltage cables, which can cause severe problems in control, measurement and secondary circuits.* ***(Ground resistivity influence on the HV substation telemechanic circuits lightning hazard)***

Słowa kluczowe: rezystywność gruntu, wyładowanie atmosferyczne, obwody sterowania, stacja WN/SN, model 3D.
Keywords: ground resistivity, lightning, control circuits, HV/MV substation, 3D modeling.

Wstęp

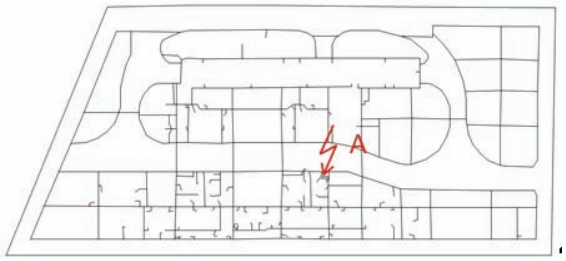
Problem przepięć w układach telemechaniki stacji elektroenergetycznych WN/SN zaczął się pojawiać równolegle ze wzrostem liczby urządzeń elektronicznych w nich stosowanych. Przy obecnym poziomie wykorzystania urządzeń techniki cyfrowej do kontroli i nadzorowania stacji WN każdej jej nieprawidłowe funkcjonowanie może doprowadzić do przerwy w dostawie energii elektrycznej a co za tym idzie znacznych strat finansowych. Obecnie zapewnienie prawidłowego funkcjonowania urządzeń elektronicznych na stacji elektroenergetycznej wymaga znajomości występujących zagrożeń.

Jednym z zagrożeń mogących negatywnie oddziaływać na funkcjonowanie tych urządzeń są wyładowania atmosferyczne; bezpośrednie i pośrednie. W przypadku wyładowań bezpośrednich w stację WN największy wpływ na poziom bezpieczeństwa ludzi oraz niezawodność urządzeń ma system uziomowy. Dominujący wpływ na parametry systemu uziomowego ma rezystywność gruntu. Konstrukcja, rozległość systemu uziomowego jest stała, zaś rezystywność gruntu zmienna, zależna od pory roku, warunków atmosferycznych, struktury geologicznej itp. Znajomość struktury geologicznej gruntu oraz zmiany rezystywności gruntu wraz z głębokością mogą posłużyć do oceny zagrożenia i poprawienia bezpieczeństwa urządzeń telemechaniki stosowanych na stacji elektroenergetycznej.

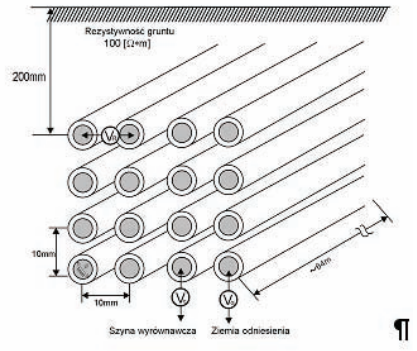
W niniejszym opracowaniu podjęto próbę wyznaczenia wpływu rezystywności gruntu na wartość szczytową prądów i napięć indukowanych w przewodach teletransmisyjnych ułożonych na terenie stacji WN podczas bezpośredniego wyładowania atmosferycznego. Zbadano wpływ dwuwarstwowej struktury geologicznej gruntu na wartość szczytową prądów i napięć. Analiza pozwoli zoptymalizować sposób układania obwodów telemechaniki na terenie stacji pod kątem wartości napięć i prądów indukowanych podczas wyładowania atmosferycznego.

Analizowany obiekt

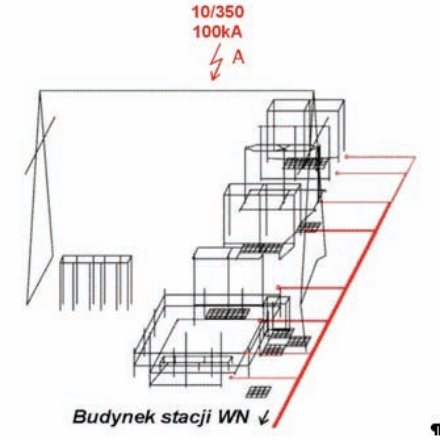
Analizowana stacja posiada rozdzielnię 110kV, dwusekcyjną, jednosystemową, szynową, siedmio polową zbudowaną w oparciu o konstrukcje wsporcze wysokie i niskie żelbetowe z oszynowaniem linkowym AFL-6 240mm^2. W skład rozdzielni 110 kV wchodzą: dwa pola liniowe, pole łącznika sekcji, dwa pola transformatorowe, dwa stanowiska transformatorów i dwa pola pomiaru napięcia. Układ rozdzielni 110kV jest typu H4. Uziemienie stacji wykonane jest z bednarki ocynkowanej – uziom kratowy i wyrównawczy [1,2].



Rys.1. System uziomowy stacji 110/15kV przyjęty do obliczeń na podstawie oryginalnych planów [2]



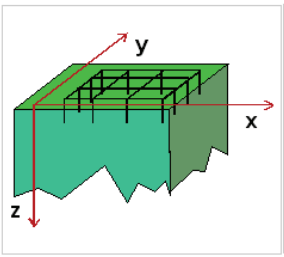
Rys. 2. Układ przewodów w kanale kablowym stacji



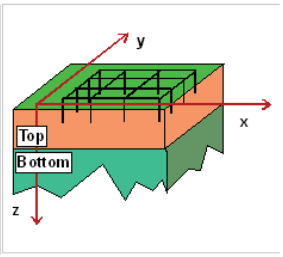
Rys. 3. Widok 3D pola pomiarowego stacji – użytego do symulacji.

Dla potrzeb prowadzonych obliczeń stworzono na podstawie oryginalnej dokumentacji przestrzenny model stacji elektroenergetycznej 110/15kV. Do analizy przepięć i wpływu rezystywności gruntu najważniejsze jest dokładne odwzorowanie samego systemu uziomowego, który podczas wyładowania atmosferycznego ma wypływ na zagrożenie piorunowe układów telemechaniki. System uziomowy analizowanej stacji elektroenergetycznej 110/15kV jest przedstawiony na rysunku 1.

Rozmieszczenie linii transmisyjnych przedstawiono na rysunku 3. Kable te umieszczone są po ziemią, na głębokości 20cm w kanale kablowym, odstęp między kolejnymi warstwami 1 cm (rys. 2). Siatka uziomowa wykonana z bednarki o przekroju poprzecznym 120mm^2 umieszczona jest pod ziemią na głębokości 0,8m.



Rys. 4. Jednowarstwowy model struktury gruntu



Rys.5. Dwuwarstwowy model struktury gruntu

Komputerowy model stacji WN

Obliczenia komputerowe przeprowadzono przy wykorzystaniu programu HIFREQ [4]. W celu uproszczenia obliczeń założono, iż stacja elektroenergetyczna jest wycięta z systemu elektroenergetycznego.

W analizowanej stacji elektroenergetycznej mamy do czynienia z dwu lub trzy warstwowym środowiskiem. Dla każdej warstwy (powietrze, ziemia; pierwsza lub druga warstwa) ciągłość stycznych elementów dla poszczególnych warstw na granicy ośrodków wykorzystano jako warunki brzegowe podczas przejścia z jednego do drugiego ośrodka.

W modelu komputerowym wykorzystano trójwymiarowy system odwzorowywania konstrukcji przestrzennej stacji elektroenergetycznej. Każdy z metalowych elementów stacji został odwzorowany jak jeden „przewodnik", zaś element izolacyjny jako przerwa w obwodzie. W sumie model składa się z 1932 elementów. Każdemu zdefiniowanemu metalowemu elementowi, w wyniku matematycznego modelowania, przypisano jedną niewiadomą. Każda niewiadoma odpowiada za wartość prądu płynącego w przyporządkowanym mu przewodniku. Przy opisie matematycznym pominięto ewentualne różnice pomiędzy stanem faktycznym a projektem.

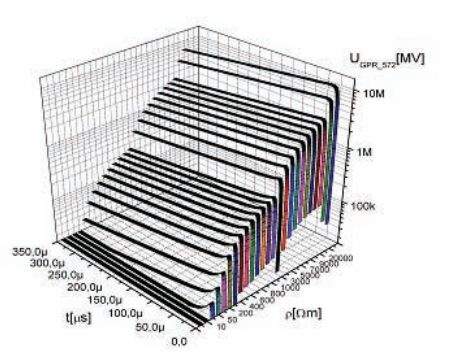
Jako punkt odniesienia założono jednorodny, jednowarstwowy model struktury gruntu o rezystywności 100 Ω•m i przenikalności elektrycznej względnej ε_r=1 – patrz rysunek 4. Aby móc porównać wyniki wykorzystano dwuwarstwowy model struktury gruntu o zmiennej rezystywności pierwszej warstwy (10, 500, 1000 Ω•m) przy niezmiennej wartości rezystywności drugiej warstwy (100 Ω•m) – patrz rysunek 5.

Szczegółowe obliczenia wykonano przyjmując następujące założenia:

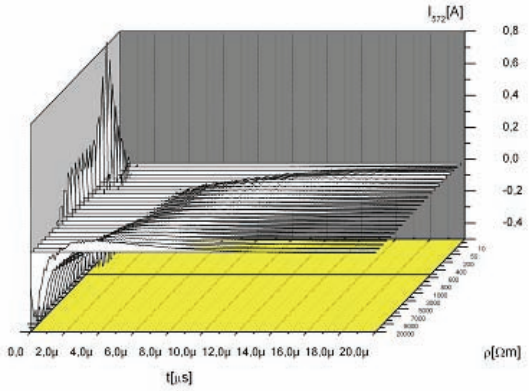
- jednowarstwowy model struktury gruntu (zmienna rezystywność),
- dwuwarstwowy model struktury gruntu (zmienna szerokość poszczególnych warstw),
- prąd wymuszający wprowadzono do punktu A oznaczonego na rysunku 1 i 3,
- prąd wymuszający opisany równaniem 1, odpowiadał prądowi piorunowemu wyładowania doziemnego, o wartości szczytowej 100 kA i kształcie 10/350µs.

$$i(t) = \frac{I}{\eta}\left(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}\right) \quad (1)$$

gdzie: *t* - czas, α= *2049,38 s^{-1}*, β=*563 768,3 s^{-1}*, *I=100kA*, η=*0,976*



Rys. 6. Wpływ rezystywności gruntu na wzrost lokalnego potencjału ziemi.

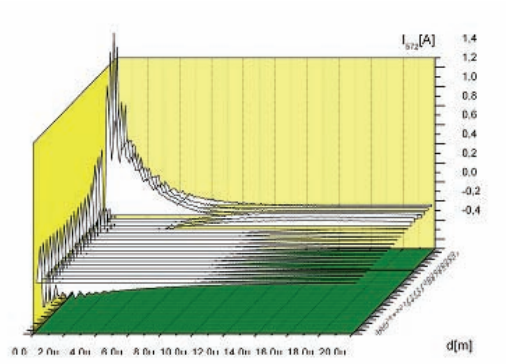


Rys. 7. Wpływ rezystywności gruntu na wartość prądu indukowanego w pętli.

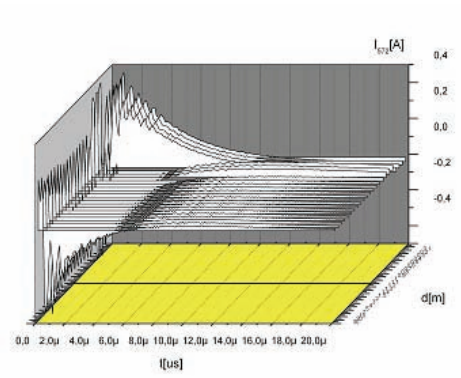
Wyniki obliczeń

Aby kompleksowo przeanalizować wpływ struktury gruntu na wartość napięć i prądów indukowanych w okablowaniu stacji rozpatrzono cztery różne przypadki. Pierwszy wariant zakłada jednolitą strukturę gruntu (model ziemi jednowarstwowy). Wartość rezystywności gruntu zmieniano od 1 Ω·m do 30000 Ω·m, co odpowiada praktycznie każdej możliwej strukturze gruntu - począwszy od terenów podmokłych do skalistych. Na rysunku 6 przedstawiono zależność opisującą wpływ rezystywności jednowarstwowego gruntu na wzrost lokalnego potencjału ziemi w dziedzinie czasu. Analizowany był konkretny przewód o symbolu „572" - wg. projektu stacji. Jest to przewód łączący przekładnik napięciowy z budynkiem kontrolno-pomiarowym. Można zauważyć, iż zależność wartości szczytowej napięcia (względem lokalnej ziemi) od rezystywności gruntu ma charakter logarytmicznie rosnący. Na rysunku 7 przedstawiono zależność opisującą wpływ zmiany rezystywności gruntu na wartość prądu

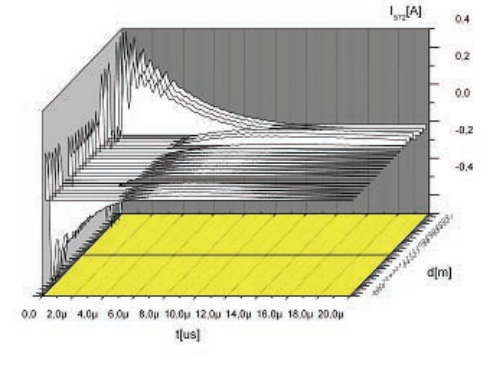
indukowanego w pętli - między przekładnikiem napięciowym i układem kontrolno-pomiarowym stacji. Przyjęto, iż przekładnik jest obciążony rezystancją dopasowującą 100 Ω. Analizując przedstawioną zależność można zauważyć, że dla danej konfiguracji stacji przy rezystywności gruntu na poziomie 400 Ω·m występuje ekstremum płynącego prądu w wyżej opisanej pętli.



Rys. 8. Wpływ struktury gruntu na wartość prądu indukowanego w pętli (dwuwarstwowy model gruntu, warstwa 1 o rezystywności 10 Ω·m – zmienna grubość warstwy od d=0,1m do d=30m, warstwa 2 o rezystywności 100 Ω·m i nieskończonej grubości d = ∞).

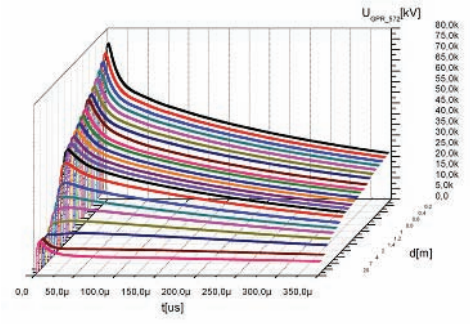


Rys. 9. Wpływ struktury gruntu na wartość prądu indukowanego w pętli (dwuwarstwowy model gruntu, warstwa 1 o rezystywności 500 Ω·m – zmienna grubość warstwy od d=0,1m do d=30m, warstwa 2 o rezystywności 100 Ω·m i nieskończonej grubości d = ∞).

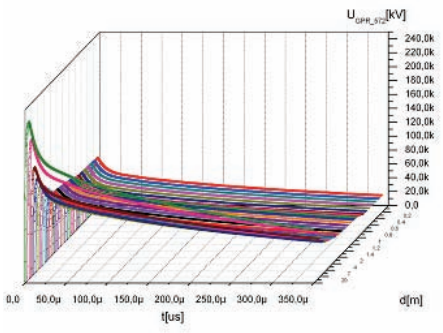


Rys. 10. Wpływ struktury gruntu na wartość prądu indukowanego w pętli (dwuwarstwowy model gruntu, warstwa 1 o rezystywności 1000 Ω·m – zmienna grubość warstwy od d=0,1m do d=30m, warstwa 2 o rezystywności 100 Ω·m i nieskończonej grubości d = ∞).

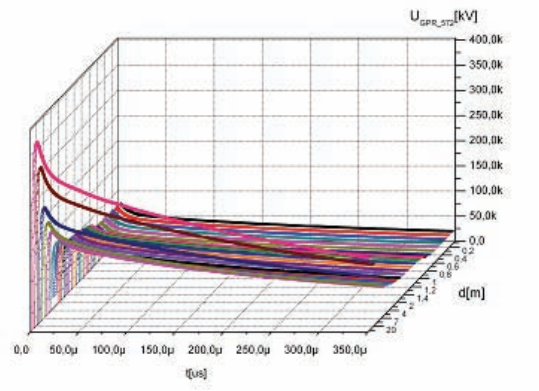
Aby dodatkowo przeanalizować sezonowe zmiany rezystywności gruntu na wartość napięć i prądów indukowanych w okablowaniu stacji rozpatrzono kolejne trzy przypadki. Tym razem wykorzystujące dwuwarstwowy model gruntu. Na rysunku 8 przedstawiono wpływ zawilgocenia wierzchniej warstwy gruntu na wartość prądu indukowanego w pętli opisanej wyżej. Jako zmienną do analizy przyjęto grubość pierwszej, zawilgoconej warstwy odzwierciedlając w ten sposób różny stopień przeniknięcia wody (rezystywności pierwszej warstwy gruntu 10Ω·m). Począwszy od małego rzędu 10 cm do skrajnie dużego – 30 metrów. Analiza wykazuje znaczny wzrost wartości szczytowej indukowanego prądu do głębokości zakopania uziomu kratowego. Ekstremum tego wzrostu występuje przy grubości pierwszej warstwy na poziomie 0,4m. Stanowi to podwójną głębokość umiejscowienia kabla, w którym obliczano wartość indukowanego prądu. Po przekroczeniu grubości pierwszej warstwy na poziomie 0,8m, czyli głębokości umieszczenia głównego uziomu kratowego stacji, nastąpiło pewnego rodzaju zjawisko „nasycenia" – stała wartość prądu indukowanego w pętli przy dalszym zwiększaniu grubości pierwszej warstwy. W kolejnych dwóch przypadkach przy symulowaniu tym razem stopniowego, sezonowego wysuszania się gruntu (rezystywności pierwszej warstwy gruntu odpowiednio 500 i 1000Ω·m) obserwowano podobne zjawisko „nasycania" przy praktycznie tych samych grubościach pierwszej warstwy gruntu – patrz rysunek 9 i 10. Na rysunku 11 przedstawiono wpływ zawilgocenia pierwszej warstwy gruntu na wzrost lokalnego potencjału ziemi. Wraz ze zwiększaniem grubości zawilgoconej warstwy (rezystywności pierwszej warstwy gruntu 10Ω·m) liniowo spada wartość lokalnego potencjału ziemi. Odwrotny przypadek przedstawiają rysunki 12 i 13. Tym razem wzrost grubości pierwszej warstwy powoduje wzrost lokalnego potencjału ziemi odpowiednio dla rezystywności 500 i 1000Ω·m – stopniowe wysuszanie gruntu, zależność nie jest liniowa.



Rys. 11. Wpływ struktury gruntu na wzrost lokalnego potencjału ziemi (dwuwarstwowy model gruntu, warstwa 1 o rezystywności 10 Ω·m – zmienna grubość warstwy od d=0,1m do d=30m, warstwa 2 o rezystywności 100 Ω·m i nieskończonej grubości d = ∞).



Rys. 12. Wpływ struktury gruntu na wzrost lokalnego potencjału ziemi (dwuwarstwowy model gruntu, warstwa 1 o rezystywności 500 Ω·m – zmienna grubość warstwy od d=0,1m do d=30m, warstwa 2 o rezystywności 100 Ω·m i nieskończonej grubości d = ∞).



Rys. 13. Wpływ struktury gruntu na wzrost lokalnego potencjału ziemi (dwuwarstwowy model gruntu, warstwa 1 o rezystywności 1000 Ω·m – zmienna grubość warstwy od d=0,1m do d=30m, warstwa 2 o rezystywności 100 Ω·m i nieskończonej grubości d = ∞).

Wnioski

Obliczenia wykazały, że w stacjach elektroenergetycznych 110/15 kV jednym z głównych zagrożeń podczas wyładowania piorunowego jest skok lokalnego potencjału systemu uziomowego względem ziemi odniesienia. Istnieje realne zagrożenie dla urządzeń mających bezpośrednie lub pośrednie połączenie z systemami uziomowymi o innym potencjale. Istnieje wpływ rezystywności gruntu na wzrost lokalnego potencjału ziemi jak również na wartość prądu indukowanego w pętli na terenie stacji. Występują ekstrema wartości szczytowej indukowanego prądu.

Przeprowadzona analiza wykazała, że numeryczne określanie przepięć na terenie stacji elektroenergetycznych pozwala na wstępną ocenę występującego zagrożenia i właściwy dobór elementów oraz układów ograniczających lub eliminujących powstające przepięcia. Mając na uwadze rzeczywistą strukturę gruntu możliwe jest planowanie ułożenia okablowania względem zwodów lub innych wysokich obiektów, w które może nastąpić wyładowanie. Możliwa jest również ocena zagrożenia piorunowego przyłączy sygnałowych urządzeń, do których dochodzą linie z terenu stacji.

LITERATURA

[1] PN-E-05115, *Instalacje elektroenergetyczne prądu przemiennego o napięciu wyższym niż 1kV*, 12-15.
[2] Energoprojekt Kraków S.A., *Zestawienie wyników obliczeń do uziemienia stacji 110/15kV*, 5-6.
[3] Energoprojekt Kraków S.A., *Dokumentacja techniczna stacji 110/15kV - typ KSU-3*.
[4] Ses Software Canada, *HIFREQ Theory*, 7-12.

Autor: mgr inż. Jarosław Wiater, Politechnika Białostocka, Katedra Telekomunikacji i Aparatury Elektronicznej, ul. Wiejska 45d, 15-351 Białystok, E-mail: jaroslawwiater@vela.pb.bialystok.pl

Stefan WOLNY

Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki

Analiza zaniku napięcia powrotnego izolacji papierowo-olejowej

Streszczenie. *W artykule przedstawiono sposób oceny stanu izolacji papierowo-olejowej, za pomocą stałej czasowej opisującej opadanie krzywej napięcia powrotnego. Wyniki analiz oparto o założenie, że badana izolacja różni się stopniem zestarzenia oraz zawilgocenia. Stałą czasową zaniku napięcia powrotnego wyznaczono za pomocą modelu analitycznego. Wykonanie obliczeń wymagało znajomości parametrów elementów schematów zastępczych, które uzyskano symulując wpływ stopnia zawilgocenia i zestarzenia izolacji.*

Abstract. *The paper presents the way of evaluating the condition of paper-oil insulation using a time constant describing the drop of the recovery voltage curve. The results of the analyses were based on the assumption that the insulation under study differs in the degree of aging and dampness. The time constant of the recovery voltage decay was determined using an analytical model. Making calculations required the knowledge of the parameters of the equivalent circuit diagrams, which were obtained by simulating the influence of the insulation aging and dampness degree. (**The analysis of the recovery voltage decay of paper oil insulation).***

Słowa kluczowe: izolacja papierowo-olejowa, napięcie powrotne, zestarzenie i zawilgocenie izolacji, transformatory energetyczne
Keywords: paper-oil insulation, recovery voltage, aging and dampness insulation, power transformers

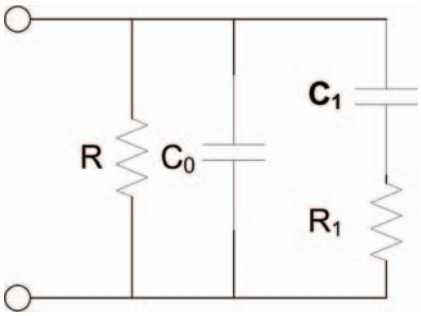
Wstęp

Obecnie metodę napięcia powrotnego (w skrócie RVM od słów Recovery Voltage Method) wykorzystuje się głównie w diagnostyce izolacji papierowo-olejowej transformatorów energetycznych [1, 2]. Oferowane przez różnych producentów automatyczne mierniki RVM wraz ze specjalistycznym oprogramowaniem, służą przede wszystkim określeniu stopnia zawilgocenia izolacji celulozowej [3, 4]. Praktyka pomiarowa wykazała wiele trudności poprawnej interpretacji otrzymywanych przebiegów RVM, na co miały wpływ między innymi jakość mineralnego oleju izolacyjnego, nierównomierny rozkład wilgoci w celulozie, brak równowagi hydrodynamicznej między olejem i papierem na skutek wpływu temperatury, czy wreszcie stopień zestarzenia samej celulozy [5, 6]. Dzięki dość intensywnym badaniom prowadzonym przez ośrodki naukowe niemalże na całym świecie (w tym głównie wymienić należy uniwersytety w Australii, Węgrzech, Niemczech, Szwecji, Wielkiej Brytanii, Szwajcarii oraz Polski), wiele z przedstawionych czynników obecnie da się zidentyfikować oraz uwzględnić w celu uniknięcia błędów w diagnostyce [7]. Wymaga to stosowania specjalistycznych programów wykorzystujących systemy eksperckie z elementami logiki rozmytej oraz posiadania ścisłej wiedzy z omawianej dziedziny opartej o znajomość literatury oraz praktyki pomiarowej. Aby pomóc firmom diagnozującym transformatory energetyczne metodą RVM, producenci mierników niejednokrotnie oferują odpłatną profesjonalną interpretację wyników badań, w przypadkach gdy standardowe oprogramowanie miernika jest niewystarczające do przeprowadzenia poprawnej oceny.

W chwili obecnej, wyznaczanie stopnia zawilgocenia izolacji celulozowej transformatorów energetycznych za pomocą metody RVM, jest znacznie dokładniejsze i porównywalne z innymi metodami polaryzacyjnymi [8]. Jednakże wykorzystanie metody do oceny stopnia zestarzenia izolacji papierowo-olejowej jest już trudniejsze i stwarza wiele problemów w poprawnej interpretacji wyników badań. Jednym ze sposobów poprawy sytuacji w tej mierze zdaniem autora (choć nie tylko [6]), jest uwzględnienie stałej czasowej zaniku napięcia powrotnego. Niestety stwarza to pewne trudności pomiarowe, a mianowicie wydłuża cykl przeprowadzanego badania transformatora. Dlatego celem niniejszego artykułu jest wstępna weryfikacja przydatności takiej analizy, w oparciu o model matematyczny oraz schemat zastępczy izolacji. Wpływ stopnia zawilgocenia i zestarzenia izolacji zasymulowano poprzez odpowiedni dobór wartości elementów schematu zastępczego. Próba weryfikacji wniosków wyciągniętych na podstawie opisanych w artykule obliczeń i symulacji z wynikami badań wybranych próbek izolacji papierowo-olejowej w warunkach laboratoryjnych, stanowi zakończenie i podsumowanie artykułu.

Schemat zastępczy izolacji papierowo-olejowej

Stan izolacji papierowo-olejowej postanowiono opisać za pomocą schematu zastępczego, który przedstawia rysunek 1. Postanowiono zastosować układ z pojedynczą gałęzią szeregową (symulującą główną stałą czasową izolacji), ze względu na późniejsze porównanie wyników obliczeń z danymi uzyskanymi z badań eksperymentalnych. Przedstawiony schemat zastępczy dość dobrze odwzorowuje stan izolacji próbek o prostym układzie geometrycznym.



Rys. 1. Schemat zastępczy izolacji papierowo-olejowej, R – rezystancja skrośna, C_0 – pojemność geometryczna, R_1 i C_1 – elementy symulujące główną stałą czasową izolacji

Wyniki badań [9] dowodzą, że na wartość rezystywności skrośnej w większej mierze wpływa stopień zawilgocenia izolacji niż jej zestarzenie. Podobna sytuacja dotyczy wartości elementu R_1, przy czym w tej mierze prowadzone są jeszcze przez autora prace badawcze. Wartość elementu C_1 postanowiono zmieniać jedynie ze względu na stopień zestarzenia izolacji. Dokładne wartości wszystkich elementów schematu zastępczego przedstawia tabela 1.

Pojemność geometryczna próbki C_0, była stała dla wszystkich przypadków obliczeń i wynosiła 500 pF. Wzrost zawilgocenia oznaczono liczbami rzymskimi (od I do IV), natomiast wzrost stopnia zestarzenia literami (od A do D). Uzyskano w ten sposób 16 przypadków różnych stanów symulowanej izolacji, o głównej stałej czasowej τ_1 od 1000 do 20 sekund.

Tabela 1. Wartości elementów R, R_1 oraz C_1

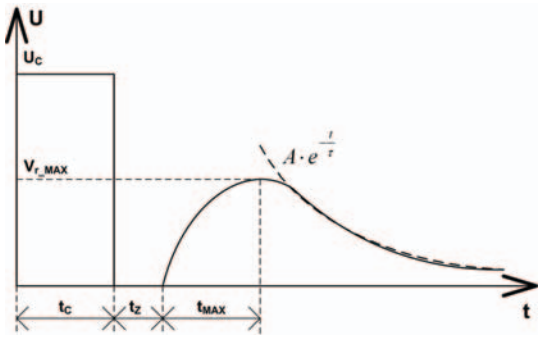
R [GΩ]	I	II	III	IV
A	100	80	60	40
B	90	70	50	30
C	80	60	40	20
D	70	50	30	10

R_1 [GΩ]	I	II	III	IV
A	1000	500	100	50
B	1000	500	100	50
C	1000	500	100	50
D	1000	500	100	50

C_1 [μF]	I	II	III	IV
A	1	1	1	1
B	0,8	0,8	0,8	0,8
C	0,6	0,6	0,6	0,6
D	0,4	0,4	0,4	0,4

Model matematyczny

Przebieg cyklu pomiarowego metody napięcia powrotnego, wraz z odpowiednimi wykresami wartości napięć przedstawia rysunek 2.



Rys. 2. Cykl pomiarowy metody RVM, U_C – napięcie ładowania, t_C – czas ładowania, t_Z – czas zwarcia, V_{r_MAX} – maksymalna wartość napięcia powrotnego, t_{MAX} – czas osiągnięcia V_{r_MAX}, $A \cdot \exp(-t/\tau)$ – aproksymacja zaniku napięcia powrotnego

Dla celów wyznaczenia przebiegów V_{r_MAX} (wartości maksymalne pojedynczych przebiegów napięcia powrotnego, otrzymywane dla konkretnej wartości czasu ładowania t_C) w funkcji czasu ładowania t_C, wykorzystano model matematyczny opracowany dla schematu zastępczego z pojedynczą gałęzią szeregową [10]. Ze względu na ograniczenie wielkości artykułu, zostaną przytoczone podstawowe wzory, które wykorzystuje model. W celu uproszczenia zapisu równań przyjmuje się trzy stałe czasowe, które przedstawia wzór 1.

(1) $$\tau_1 = R_1 C_1, \tau_0 = RC_0, \tau_{01} = RC_1$$

Przyłożenie do układu z rysunku 1 napięcia U_C przez czas t_C (pierwsza faza cyklu pomiarowego) spowoduje, że kondensator C_1 naładuje się do wartości V_C.

(2) $$V_C(t_C) = U_C(1 - e^{-\frac{t_C}{\tau_1}})$$

Po zwarciu, które trwa przez czas t_Z (druga faza cyklu pomiarowego), kondensator C_1 rozładuje się do wartości V_{C1}. Zależność tą opisuje wzór 3.

(3) $$V_{C1}(t_C, t_Z) = U_C(1 - e^{-\frac{t_C}{\tau_1}})e^{-\frac{t_Z}{\tau_1}}$$

Pojemność geometryczna C_0 rozładowuje się w czasie trwania zwarcia bardzo szybko, więc jej wielkość nie ma wpływu na przebieg napięcia powrotnego V_r (trzecia faza cyklu pomiarowego). Wartość V_r można wyznaczyć posługując się transformacją Laplace'a, opisując znów zmianę napięcia na kondensatorze C_1 (wzory 4 i 5).

(4) $$V_r(s) = V_{C_1}(s) - R_1 I(s) - \frac{I(s)}{sC_1}$$

(5) $$\frac{V_r(s)}{R} + sV_r(s)C_1 = I(s)$$

Stosując pewne uproszczenia oraz eliminację I(s) można ostatecznie zapisać:

(6) $$\frac{V_r(s)}{V_{C_1}(s)} = \frac{\tau_{01}}{\tau_0 \tau_1} \frac{s}{(s + p_1)(s + p_2)}$$

gdzie: p_1 i p_2 – bieguny funkcji przejścia.

Równanie, z którego wyznacza się bieguny funkcji przejścia przedstawia wzór 7. Stosując odwrotną transformację Laplace'a dla wzoru 6, uzyskujemy równanie opisujące przebieg napięcia powrotnego w dziedzinie czasu, gdzie parametrem jest czas ładowania t_C oraz zwarcia t_Z (wzór 8).

(7) $$\tau_0 \tau_1 s^2 + (\tau_0 + \tau_1 + \tau_{01})s + 1 = 0$$

(8) $$V_r(t, t_C, t_Z) = \frac{\tau_{01}}{\tau_0 \tau_1}\left(\frac{1}{p_1 - p_2} e^{tp_1} + \frac{1}{p_2 - p_1} e^{tp_2}\right) V_{C1}(t_C, t_Z)$$

Aby uzyskać ostatecznie zależność na V_{r_MAX}, należy obliczyć czas t_P, przy którym wystąpi maksimum napięcia V_r. W tym celu ustala się zależność $t_Z = t_C/2$, ponieważ wówczas czas t_C, dla którego wystąpi maksimum napięcia V_{C1}, pozwala określić główną stałą czasową układu τ_1 (wzór 9). Jest to powszechnie stosowane zalecenie dokonywania diagnostyki stanu zawilgocenia izolacji papierowo-olejowej za pomocą profesjonalnych mierników RVM.

(9) $$t_C = \tau_1 \ln 3$$

Różniczkując równanie 8 po czasie t i przyrównując do zera, otrzymuje się zależność na czas t_P (wzór 10).

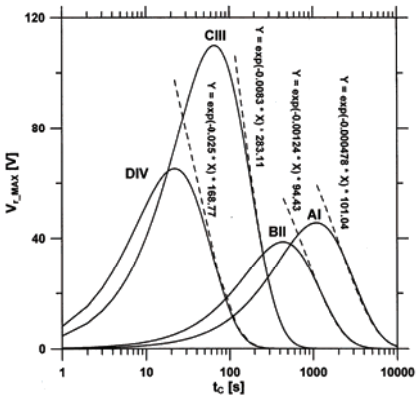
(10) $$t_P = \frac{\ln \frac{p_2}{P_1}}{p_1 - p_2}$$

Podstawiając do wzoru 8 za $t = t_P$ oraz przyjmując, że czas zwarcia t_Z jest zawsze połową czasu ładowania t_C, otrzymujemy ostatecznie zależność na V_{r_MAX} (wzór 11).

(11) $$V_{r_MAX}(t_C) = U_C \tau_{01}(e^{p_1 t_P} - e^{p_2 t_P}) \cdot \frac{(1 - e^{-\frac{t_C}{\tau_1}})e^{-\frac{t_C}{2\tau_1}}}{(p_1 - p_2)\tau_0 \tau_1}$$

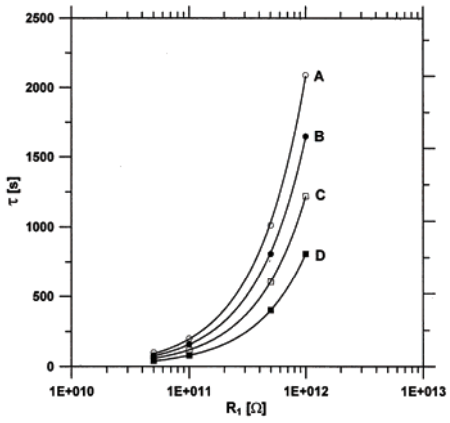
Wyniki obliczeń

Przykładowe charakterystyki wartości maksymalnych napięcia powrotnego w funkcji czasu ładowania, wyznaczone przy użyciu modelu matematycznego, przedstawia rysunek 3.



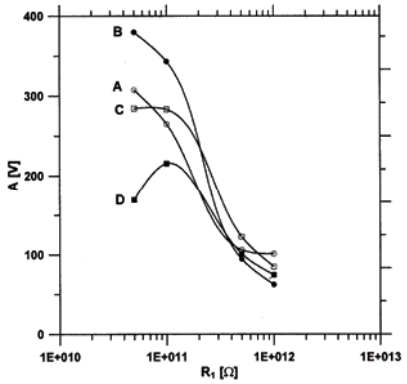
Rys. 3. Charakterystyki wartości maksymalnych napięcia powrotnego w funkcji czasu ładowania, wyznaczone dla 4 wybranych układów zastępczych izolacji papierowo-olejowej

Wartości elementów R, R_1 i C_1 dobrano celowo tak, by uzyskać symulację próbek izolacji różniących się zarówno stopniem zawilgocenia jak i zestarzenia (tabela 1). Poziom napięcia ładowania U_C dla obliczeń wynosił 1500V. Zauważyć należy zmniejszanie się stałej czasowej τ zaniku napięcia V_{r_MAX} wraz ze wzrostem stopnia zawilgocenia i zestarzenia. Jednakże, oddziaływanie tych czynników jest niemalże w równym stopniu silne na wartość τ, tak więc trudno jedynie na jej podstawie dokonać jednoznacznej analizy. Zdaniem autora, dopiero porównanie wartości τ z parametrem aproksymacji A lub maksimami wyznaczonych przebiegów, pozwala na wyciągnięcie bardziej precyzyjnych wniosków.

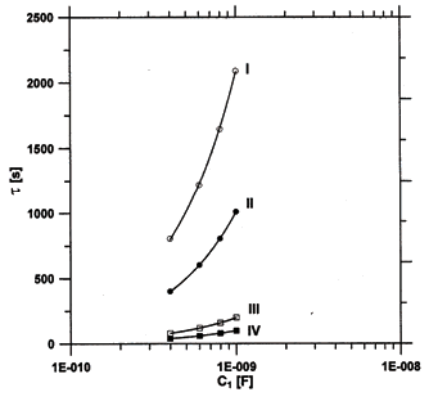


Rys. 4. Wpływ wartości elementu R_1 oraz stopnia zestarzenia na stałą czasową zaniku napięcia powrotnego

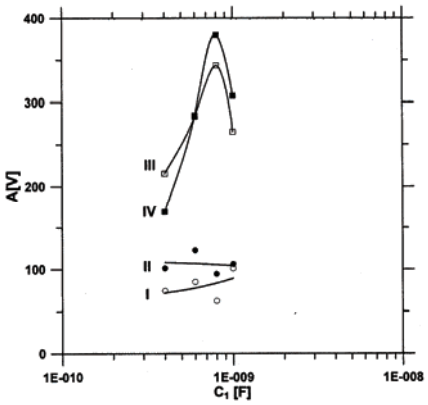
Kolejne charakterystyki zamieszczone na rysunkach 4 – 7, przedstawiają wpływ symulowanego zawilgocenia oraz zestarzenia izolacji, na wartość stałej czasowej τ oraz parametru aproksymacji A, w funkcji R_1 oraz C_1. Zauważyć należy zmniejszanie się stałej czasowej zaniku napięcia powrotnego τ wraz ze wzrostem stopnia zawilgocenia oraz zestarzenia. Ponieważ ustalono, że wpływ wilgoci jest silniejszy (wartości elementów R i R_1) niż zestarzenia (wartości elementów R i C_1), podobnie zachowuje się stała czasowa τ. Zdecydowanie odmiennie natomiast reaguje parametr A. Na szczególną uwagę zasługuje fakt, stabilizowania się parametru w obszarze małego zawilgocenia (rys. 5) i wzrostu rozbieżności uzależnionej od stopnia zestarzenia dla większych zawilgoceń. Można więc przypuszczać, że w praktycznych pomiarach metodą RVM, trudniej będzie poprawnie zdiagnozować zestarzenie izolacji papierowo-olejowej, jeżeli stopień zawilgocenia jest niewielki. Oczywiście tak postawiony wniosek wymaga weryfikacji poprzez badania eksperymentalne. Odnosząc się do pomiarów praktycznych przypuszczać można, że początkowy etap starzenia się izolacji papierowo-olejowej będzie trudny do zdiagnozowania, niezależnie od jej zawilgocenia.



Rys. 5. Wpływ wartości elementu R_1 oraz stopnia zestarzenia na parametr aproksymacji A zaniku napięcia powrotnego



Rys. 6. Wpływ wartości elementu C_1 oraz stopnia zawilgocenia na stałą czasową zaniku napięcia powrotnego

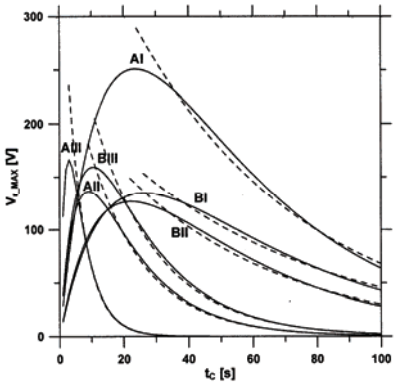


Rys. 7. Wpływ wartości elementu C_1 oraz stopnia zawilgocenia na parametr aproksymacji A zaniku napięcia powrotnego

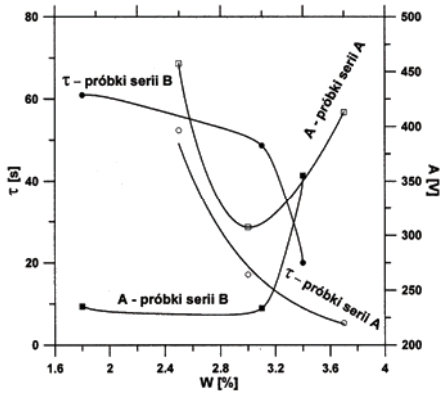
Celem wstępnej weryfikacji wyników przeprowadzonych obliczeń, wykonano badania 6 próbek izolacji papierowo-olejowej metodą pomiaru prądu polaryzacji i depolaryzacji elektrycznej (PDC). Następnie obliczono wartości elementów R, R_1 i C_1 w celu sporządzenia schematów zastępczych próbek. Postanowiono wprowadzić następujące oznaczenia próbek: A – papier elektrotechniczny kablowy świeży, B – papier elektrotechniczny kablowy starzony (przyspieszone starzenie termiczne samego papieru w 150st. C przez 25h w powietrzu, następnie impregnacja mineralnym olejem izolacyjnym), cyfry rzymskie (I, II, III) – rożny stopień zawilgocenia papieru wyznaczony metodą wagową (tabela 2). Wymiary geometryczne pojedynczej próbki to 10 arkuszy papieru 10 x 10cm, impregnowanego świeżym olejem mineralnym firmy Nynas (Nytro 10GBN).

Tabela 2. Stopień zawilgocenia próbek papieru

W [%]	I	II	III
A	2,5	3,0	3,7
B	1,8	3,1	3,4



Rys. 8. Charakterystyki wartości maksymalnych napięcia powrotnego w funkcji czasu ładowania, wyznaczone dla 6 próbek izolacji papierowo-olejowej



Rys. 9. Wpływ stopnia zawilgocenia W i zestarzenia próbek izolacji papierowo-olejowej na parametry τ i A

Wyniki obliczeń wykonane za pomocą modelu matematycznego przedstawiają odpowiednio rysunki 8 i 9. Zauważyć należy, że stała czasowa τ maleje w miarę wzrostu stopnia zawilgocenia (rys. 9) ale nie maleje gdy porównujemy stopień zestarzenia przy większej wilgotności papieru. Przyczyną jest fakt, dominującego wpływu wilgoci na stałą τ niż wartości wynikających ze zestarzenia próbek. Niestety parametr A wykazuje nieco odmienne zachowanie niż wynikałoby to z symulacji. Istotnym jest jego spadek wynikający ze wzrostu stopnia zestarzenia papieru.

Wnioski

Przeprowadzone wyniki badań oparte na symulacji zjawiska napięcia powrotnego oraz wstępnych wynikach eksperymentalnych, dowodzą celowości poddawania analizie, krzywej zaniku napięcia V_{r_MAX}. Oczywiście należy przeprowadzić badania na bardziej reprezentatywnej grupie próbek, zróżnicowanej pod względem stopnia zestarzenia, zawilgocenia oraz rodzaju papieru (preszpanu). Diagnostyka metodą RVM układów izolacji papierowo-olejowej, oparta o analizę „klasycznych" parametrów w korelacji z np. zanikiem napięcia powrotnego, zdaniem autora, powinna poprawić dokładność oceny stanu zestarzenia badanych próbek.

LITERATURA

[1] Saha T. K., Yao Z. T., Experience With Return Voltage Measurements for Assessing Insulation Conditions in Service-Aged Transformers, *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 18, January 2003, 128-135

[2] Csepes G., Hamos I., Brooks R., Karius V., Practical Foundations of the RVM (Recovery Voltage Method for Oil/Paper Insulation Diagnosis), *IEEE Conf. Electr. Insul. Dielectr. Phenomena,* Vol. 2, 1998, 345-355

[3] RVM 5462, Instrukcja obsługi miernika, *Tettex Instruments*

[4] ETP – 2, Instrukcja obsługi miernika, *Euro SMC*

[5] Subocz J., Csepes G., Diagnostyka izolacji z zastosowaniem metod polaryzacyjnych, *Transformatory w eksploatacji,* Energo-Complex, 2005, 121-146

[6] Saha T. K., Review of Modern Diagnostic Techniques for Assessing Insulation Condition in Aged Transformers, *IEEE Trans. on Dielectr. and Electrical Insul.,* Vol. 10, October 2003, 903-917

[7] Saha T. K., Purkait P., Investigation of an Expert System for the Condition Assessment of transformer Insulation Based on Dielectric Response Measurements, *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 19, July 2004, 1127-1134

[8] Gielniak J., Graczkowski A., Mościcka-Grzesiak H. i in., Ocena zawilgocenia izolacji papier-olej transformatorów energetycznych z wykorzystaniem metod polaryzacyjnych oraz fizykochemicznych, *Przegląd Elektrotechniczny - Konferencje,* v. 3, 1/2005, 112-115

[9] Wolny S., The Influence of Temperature and Humidity on Time-Constant of Paper-Oil Insulation Determined by Using the Recovery Voltage Model, *IV International Conference NEET'2005,* Poland, June 2005, 215-217

[10] Jota P. R. S., Islam S. M., Jota F. G., Modeling the Polarization Spectrum in Composite Oil/Paper Insulation Systems, *IEEE Trans. on Dielectr. and Electrical Insul.,* Vol. 6, April 1999, 145-151

Autorzy: *dr inż. Stefan Wolny, Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole, E-mail: swolen@po.opole.pl;*

Stefan WOLNY, Józef KĘDZIA, Maciej ZDANOWSKI

Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki

Analiza elektryzacji strumieniowej w ujęciu modeli przepływu laminarnego i turbulentnego

Streszczenie. *W artykule przedstawiono wyniki analizy elektryzacji strumieniowej przy użyciu modeli prezentowanych w literaturze przedmiotu. Do badań przyjęto toluen, węglowodór o bardzo dobrych właściwościach dielektrycznych, porównywalnych z właściwościami olejów izolacyjnych. Jednocześnie jego czystość zapewnia odtwarzalność prowadzonych badań.*

Abstract. *The paper presents the results of the streaming electrification analysis using the models presented in literature. Toluene, a hydrocarbon of very good dielectric properties comparable with insulation oil properties, was adopted for the research purposes. At the same time its purity ensures the repeatability of the research tests carried out. (**The analysis of streaming electrification from a perspective of laminar and turbulent flow models**)*

Słowa kluczowe: ciecz dielektryczna, elektryzacja strumieniowa, model elektryzacji
Keywords: dielectric liquid, streaming electrification, electrification model

Wstęp

Historia badań nad elektryzacją cieczy sięga już kilkudziesięciu lat. Ich rozwój stymulowany był nie tyle aplikacyjnym wykorzystaniem zjawisk elektryzacji, lecz zagrożeniami jakie powodują. Wyróżnić tu należy przede wszystkim pierwszy etap badań, uwarunkowany zagrożeniami, jakie niosła elektryczność statyczna w przemyśle petrochemicznym. Generowany przepływem cieczy ładunek elektrostatyczny może podnosić potencjał pola elektrycznego do wartości powodującej rozwój wyładowań elektrycznych. Posiadają one energię wystarczającą do zapłonu większości cieczy i ich par właśnie w przemyśle petrochemicznym. W niektórych przypadkach dochodzi do wybuchów. Nie wymagają uzasadnienia koszty ekonomiczne ponoszone wówczas przez zakłady przemysłowe. Duże nakłady finansowe zostały więc przeznaczone na rozwój badań dotyczących tych problemów. Rezultaty badań zostały podsumowane w pracy Klinkenberga [1]. Stymulatorem dalszego rozwoju badań nad elektryzacją strumieniową były również zagrożenia, jakie niosła generacja ładunków elektrostatycznych przy przepływie cieczy dielektrycznych. Tym razem dotyczyło to przemysłu energetycznego. Zagrożenie pojawiło się w dużych transformatorach energetycznych. Tendencje w rozwoju ich konstrukcji, warunkowane potrzebą podwyższenia sprawności, prowadziły do budowy dużych jednostek, które musiały mieć wymuszony, intensywny obieg oleju izolacyjnego, celem odprowadzenia ciepła strat. W układzie izolacyjnym transformatora – ze względu na dużą rezystywność – pojawiły się warunki do generacji elektryzacji strumieniowej. Była ona na tyle duża, iż prowadziła do pojawienia się wyładowań, początkowo niezupełnych, a później do przebić izolacji. Również w tym przypadku koszty awarii uszkodzonych jednostek były bardzo duże, a dochodziły dodatkowo koszty niedostarczonej energii. Szeroki międzynarodowy program badawczy był w tym przypadku koordynowany na arenie międzynarodowej przez CIGRE. Obejmował zarówno prace badawcze mające na celu wyjaśnienie wpływu czynników fizyko-chemicznych układu izolacyjnego, jego zmian wskutek oddziaływania temperatury jak i procesów starzeniowych, i zależności wywołanych zmianami w przepływie fazy ciekłej, a także badania zmierzające do opracowania metod pomiarowych koniecznych do wdrożenia odpowiedniej diagnostyki transformatorów i podjęcia środków zaradczych. Z punktu widzenia metodologii prowadzonych badań konieczne było również opracowywanie modeli ujmujących proces elektryzacji strumieniowej. Duże zasługi poniesione zostały przez takich badaczy jak: Helmholtz, Cooper, Klinkenberg, Koszman-Gavis, Touchard, Wemsley-Woodford, Abedian-Sonin, Zahn [2, 3, 4]. Prace nad zagrożeniem elektryzacją statyczną transformatorów energetycznych, prowadzone również w Politechnice Opolskiej, zostały podsumowane w książce [5]. W roku bieżącym pojawiła się nowa pozycja dotycząca modelowania zjawisk elektryzacji strumieniowej [6].

W artykule przedstawiono wyniki analizy wybranych modeli elektryzacji strumieniowej, którą przeprowadzono przyjmując toluen, jako przemieszczającą się fazę ciekłą.

Analizowane modele elektryzacji strumieniowej

W historycznym rozwoju opisu zjawisk generacji ładunków elektrostatycznych przy przepływie cieczy wymienić należy model bazujący na podwójnej warstwie ładunku na granicy faz tzw. warstwie Helmoltza. Jego postać przedstawia zależność:

$$I = 8\,\mathrm{v}\,\pi\,\varepsilon_w\,\varepsilon_0\,\xi \tag{1}$$

gdzie: v – prędkość przepływu, ε_w – przenikalność elektryczna względna cieczy, ε_0 – stała dielektryczna, ξ - potencjał elektrokinetyczny.

Model przeznaczony był do opisu zjawisk elektryzacji przy przepływie laminarnym. Jego wersję przeznaczoną do opisu zjawisk przy przepływie turbulentnym, podano w pracy Klinkenberga [1]:

$$I = 0{,}04\,\mathrm{Re}^{0{,}75}\,\mathrm{v}\,\pi\,\varepsilon_w\,\varepsilon_0\,\xi \tag{2}$$

$$\mathrm{Re} = \frac{2r\mathrm{v}}{\nu} \tag{3}$$

gdzie: Re – liczba Reynoldsa, r – promień rurociągu, ν - lepkość kinematyczna cieczy.

Pierwszym modelem, który wprowadza do oleju zjawisk elektryzacji strumieniowej pojęcie gęstości objętościowej ładunku q_w na granicy faz, to model Coopera:

$$I = q_w\,\pi\,r^2\,0{,}0306\left(\frac{\lambda}{r}\right)^2\mathrm{Re}^{0{,}75} \tag{4}$$

(5) $$\lambda = \left(\frac{\varepsilon_0 \, \varepsilon_w \, D}{\sigma} \right)^{0,5}$$

gdzie: q_w – objętościowa gęstość ładunku na granicy faz, λ - długość Debyea, D – współczynnik dyfuzji molekularnej, σ - konduktywność cieczy.

Parametry takie wprowadzone są również do modelu Koszmana-Gavisa:

(6) $$I = 0{,}0222 \left(\frac{\lambda}{r} \right)^2 \mathrm{Re}^{\frac{7}{8}} \left(\frac{\nu}{r} \right)^{0,25} q_w \, \pi \, r^2 \, \mathrm{v}$$

Modele Coopera i Koszmana-Gavisa opisują zjawisko elektryzacji strumieniowej przy przepływie turbulentnym. Zakres przepływów turbulentnych ujmuje również model Abediana-Sonina. W modelu tym wprowadzono dodatkowe parametry charakteryzujace procesy zachodzace na granicy fazy stałej i ciekłej, a mianowicie naprężenia ścinające na granicy faz (τ) oraz grubość podwarstwy laminarnej (δ). Model podawany jest w postaci matematycznej:

(7) $$\frac{I}{q_w \, \pi \, r^2 \, \mathrm{v}} = \mathrm{Re} \frac{\tau \, \lambda^2}{\rho \, \mathrm{v}^2 \, r^2} \left(1 - \frac{\frac{\delta}{\lambda}}{\sinh\left(\frac{\delta}{\lambda} \right)} + \frac{\frac{\delta}{\lambda}}{\sinh\left(\frac{\delta}{\lambda} \right)} \frac{1}{1 + \frac{r \, \delta}{2 \, \lambda^2}} \right)$$

(8) $$\frac{\tau}{\rho \, \mathrm{v}^2} = 0{,}0360 \, \mathrm{Re}^{-0,25}$$

(9) $$\delta = \frac{11{,}7 \, \nu}{\left(\frac{\nu}{D} \right)^{0,333} \left(\frac{\tau}{\rho} \right)^{0,5}}$$

gdzie: τ - naprężenia ścinające na granicy faz, ρ - gęstość cieczy, δ - grubość podwarstwy laminarnej.

Model ten został przekształcony przez Oommena [4] i zastosowany do badań przepływu laminarnego. Zmianie uległa tylko zależność umozliwiająca obliczanie naprężenia ścinającego. Podane uprzednio wyrażenie Blausiusa zostało zastąpione zależnością:

(10) $$\frac{\tau}{\rho \, v} = \frac{8}{\mathrm{Re}}$$

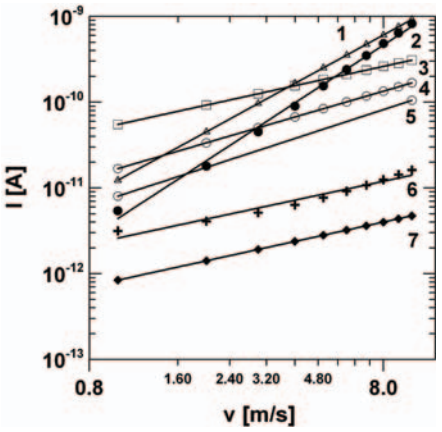
Wyniki badań

Mineralne oleje transformatorowe są cieczami o bardzo złożonej budowie. Składają się z trzech grup węglowodorów: naftenowych, aromatycznych i parafinowych. Szacuje się jednak, że do grup tych należy około 40 000 różnych węglowodorów. Dlatego porównywanie analiz elektryzacji strumieniowej olejów transformatorowych, prowadzonych w różnych ośrodkach badawczych jest utrudnione [7]. Wydawało się więc celowym, aby użyć do analiz cieczy o dokładnie znanym składzie i właściwościach. Warunki takie spełnia prosty węglowodór - toluen - w stanie czystym do analiz (cz.d.a.), którego właściwości zestawiono w tabeli 1.

Do obliczeń prądu elektryzacji według przedstawionych modeli przyjęto właściwości toluenu zestawione w tabeli 1 oraz stałe parametry układu przepływowego - promień rurki $2 \cdot 10^{-3}$ m, długość rurki 0,4 m. Objętościową gęstość ładunku $q_w = 8 \cdot 10^{-4}$ C/m^3 obliczono z danych pomiarowych. Wyniki obliczeń i pomiarów przedstawiono na rysunku 1.

Tabela 1. Właściwości toluenu

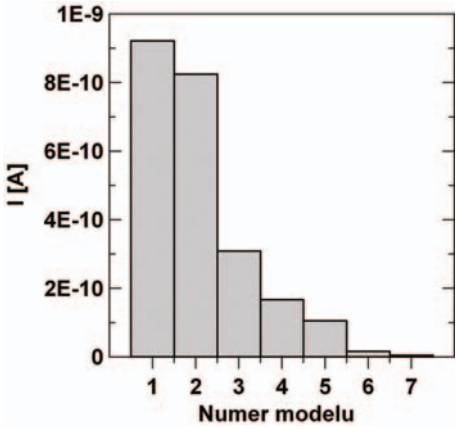
Własność, parametr	Wartość
Gęstość (ρ), [kg/m^3]	867
Lepkość (ν), [m^2/s]	$7{,}0 \cdot 10^{-7}$
Przenikalność elektryczna (ε_w), -	2,294
Konduktywność (σ), [Ω^{-1}m^{-1}]	$4{,}6 \cdot 10^{-11}$
Współczynnik dyfuzji molekularnej (D_m), [m^2/s]	$1{,}9 \, 10^{9}$



Rys. 1. Zależność prądu elektryzacji strumieniowej od prędkości przepływu. 1 – model Koszmana-Gavisa, 2 – model Abediana-Sonina, 3 – model Klinkenberga, 4 – model Helmholtza, 5 – wyniki pomiarowe, 6 – model Oommena, 7 – model Coopera

Charakterystyki I = f(v) mają jedną wspólną właściwość. Są one określone zależnościami potęgowymi typu $I = a \cdot v^n$. Widoczne są jednak bardzo duże różnice w wartościach prądów obliczonych dla danych prędkości przepływu oraz we współczynnikach kierunkowych zamieszczonych charakterystyk.

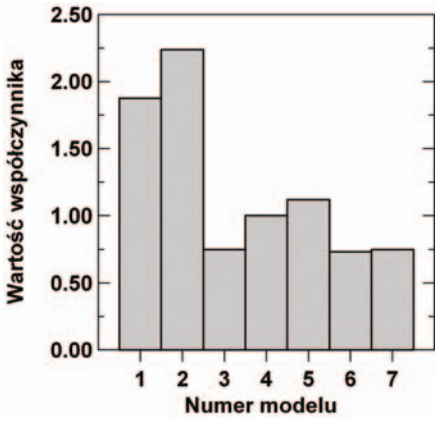
Dla lepszego zobrazowania tych zależności przedstawiono na rysunku 2 prądy elektryzacji strumieniowej dla prędkości przepływu v = 10 m/s oraz współczynniki kierunkowe charakterystyk na rysunku 3.



Rys. 2. Prąd elektryzacji strumieniowej przy przepływie v = 10 m/s. 1 – model Koszmana-Gavisa, 2 – model Abediana-Sonina, 3 – model Klinkenberga, 4 – model Helmholtza, 5 – wyniki pomiarowe, 6 – model Oommena, 7 – model Coopera

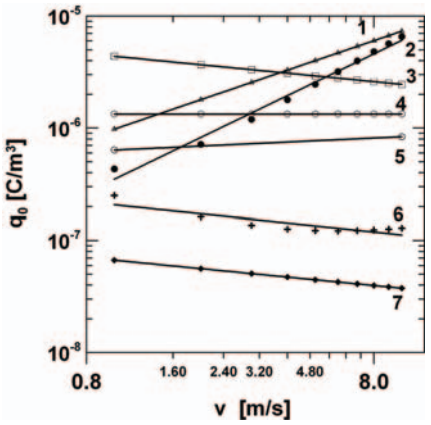
Różnice w wartościach prądu dochodzą do jednego rzędu. Największe wartości daje model Koszmana-Gavisa, potem Abediana-Sonina ($8{,}6 \cdot 10^{-10}$A i $8{,}2 \cdot 10^{-10}$A). Wartości wynikające z modelów Klinkenberga i Helmholtza przewyższają wartość zmierzoną, a modele Oommena i Coopera dają wartości mniejsze. Wartości współczynnika

kierunkowego (rys. 3) są bardziej wyrównane, ale model Koszmana-Gavisa i Abediana-Sonina charakteryzują się również większą wartością.

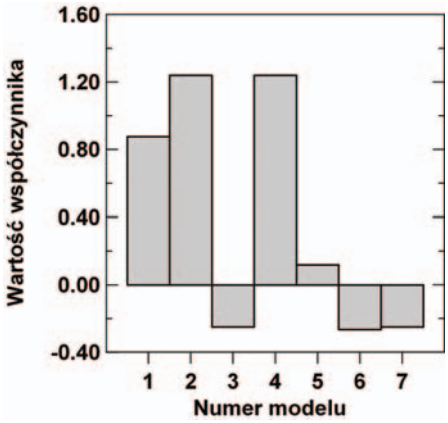


Rys. 3. Wartość współczynnika kierunkowego charakterystyk (rys. 1). 1 – model Koszmana-Gavisa, 2 – model Abediana-Sonina, 3 – model Klinkenberga, 4 – model Helmholtza, 5 – wyniki pomiarowe, 6 – model Oommena, 7 – model Coopera

Obliczenia prądu elektryzacji strumieniowej przy wykorzystaniu przedstawionych modeli pozwalają również obliczyć średnią wartość ładunku, która jest przemieszczana wraz z poruszającą się cieczą. Otrzymane zależności przedstawiono na rysunkach 4 i 5.



Rys. 4. Średnia objętościowa gęstość ładunku. 1 – model Koszmana-Gavisa, 2 – model Abediana-Sonina, 3 – model Klinkenberga, 4 – model Helmholtza, 5 – wyniki pomiarowe, 6 – model Oommena, 7 – model Coopera



Rys. 5. Współczynnik kierunkowy charakterystyk (rys. 4). 1 – model Koszmana-Gavisa, 2 – model Abediana-Sonina, 3 – model Klinkenberga, 4 – model Helmholtza, 5 – wyniki pomiarowe, 6 – model Oommena, 7 – model Coopera

Średnią gęstość ładunku (rys. 4) w funkcji prędkości przepływu cechuje wzrost dla modelu Koszmana-Gavisa, Abediana –Sonina oraz Helmholtza i niewielki dla wartości mierzonych. Model Klinkenberga, Oommena i Coopera cechuje zależność spadkowa (rys. 5). Oznacza to, że wraz ze wzrostem prędkości przepływu średnia gęstość przenoszonego ładunku maleje. Z fizycznego punktu widzenia za taki przebieg zjawiska odpowiadać mogą dwa czynniki. Zmianie może bowiem ulegać proces generacji ładunków elektrostatycznych lub proces zaniku ładunków. Ponieważ konduktywność toluenu z założenia pozostaje stała, to nie może ona powodować obniżania się stałej czasowej rozładowania generowanych ładunków elektrostatycznych. Powodem może być tylko niedoskonały zapis procesu generacji ładunków elektrostatycznych w tych modelach.

Podsumowanie

Przedstawione wyniki badań wykazują, że zgodność modeli elektryzacji strumieniowej z danymi pomiarowymi powinna być rozpatrywana kompleksowo. Znaczące różnice obserwuje się w wartościach generowanego prądu elektryzacji strumieniowej dla modelu Koszmana-Gavisa i Abediana-Sonina. Są one uwarunkowane współczynnikami nachylenia charakterystyk. W przypadku pozostałych modeli, współczynniki kierunkowe mają wartości zbliżone, a różnice z danymi eksperymentalnymi wynikają jedynie z parametrów stałych, niezależnie od zmieniających się prędkości przepływu. Bardzo istotną wielkością jest średnia gęstość przenoszonego ładunku elektrostatycznego. Wielkość ta może być bowiem wykorzystana do oceny poprawności zachowania się modelu elektryzacji strumieniowej w warunkach zmian przepływu cieczy.

LITERATURA

[1] Klinkenberg A., Van der Minne I.L., Electrostatics in the Petroleum Industry, *Elsewier*, 1958
[2] Abedian B., Sonin A.A., Theory for electric charging in turbulent pipe flow, *J. Fluid Mech.,* Vol. 120, 1981, 199
[3] Melcher J., Lyon D., Zahn M., Flow electrification in transformer oil cellulose systems, *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, Claymont, Delaware, 1986, 257-262
[4] Oommen T. V., Static Electrification Properties of Transformer Oil, *IEEE Trans. on Elect. Ins.*, Vol. 23, No. 1, 123-128, 1988
[5] Kędzia J., Zagrożenia izolacji transformatorów energetycznych wywołane elektryzacją statyczną, *Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej,* 1999
[6] Zmarzły D., Modelowanie elektryzacji strumieniowej, *Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej,* 2006
[7] Kędzia J., Porównanie modeli opisujących elektryzację olejów izolacyjnych i ich weryfikacja wynikami badań eksperymentalnych, *III Ogólnopolskie Sympozjum INŻYNIERIA WYSOKICH NAPIĘĆ IW-96*, Poznań-Kiekrz, 1996

Autorzy: *dr inż. Stefan Wolny, Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole, E-mail: swolen@po.opole.pl; prof. dr hab. inż. Józef Kędzia, Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole, E-mail: jked@po.opole.pl; dr inż. Maciej Zdanowski, Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole, E-mail: zdano@po.opole.pl;*

Stefan WOLNY, Maciej ZDANOWSKI

Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki

Wyznaczanie parametrów schematu zastępczego izolacji papierowo-olejowej za pomocą metody PDC

Streszczenie. *W artykule przedstawiono sposób oceny stanu izolacji papierowo-olejowej, za pomocą analizy wartości elementów schematu zastępczego badanych próbek. Wartości odpowiednich elementów schematu zastępczego, wyznaczono na podstawie pomiarów prądu polaryzacji i depolaryzacji elektrycznej (PDC). Poddane badaniom próbki izolacji, różniły się stopniem zawilgocenia i zestarzenia papieru. Badania przeprowadzono w układzie laboratoryjnym, umożliwiającym dokonywanie regulacji temperatury izolacji oraz kontroli wilgotności oleju.*

Abstract. *The paper presents the way of evaluating the condition of paper-oil insulation by the analysis of the values of the equivalent circuit diagram elements of the samples under study. The values of the relevant elements of the equivalent circuit diagram were determined based on the measurements of the electric polarization and depolarization current (PDC). The insulation samples used in tests differed in the degree of paper dampness and aging. The research tests were carried out in a laboratory system making the insulation temperature regulation and oil dampness control possible. (**Determination of the parameters of the equivalent circuit diagrams of paper-oil insulation by the PDC method**).*

Słowa kluczowe: izolacja papierowo-olejowa, polaryzacja i depolaryzacja, zestarzenie i zawilgocenie izolacji, transformatory energetyczne
Keywords: paper-oil insulation, polarization and depolarization, aging and dampness insulation, power transformers

Wstęp

Wśród technik diagnostycznych transformatorów energetycznych i kabli, do oceny stanu izolacji elektrycznej tych urządzeń, obecnie najczęściej wykorzystuje się polaryzacyjne metody pomiarowe [1, 2, 3]. Pozwalają one w sposób niedestrukcyjny wyznaczyć stopień zawilgocenia izolacji papierowo-olejowej, oszacować „czas życia" izolacji, czy też służyć celom weryfikacji diagnozy uzyskanej za pomocą innych metod, np. gazów rozpuszczonych w oleju (DGA – Dissolved Gas Analysis) [4]. Ogólnie metody polaryzacyjne można podzielić na pomiary wykonywane w dziedzinie czasu i w dziedzinie częstotliwości. Do pierwszej grupy zalicza się metodę polaryzacji i depolaryzacji elektrycznej (PDC – Polarisation / Depolarisation Current) oraz metodę opartą o analizę zjawiska napięcia powrotnego (RVM – Recovery Voltage Method). Drugą grupę stanowią metody wykorzystujące zjawiska dyspersji i relaksacji w dielektrykach, w których dokonuje się oceny badanej izolacji za pomocą charakterystyk współczynnika strat (tgδ) oraz przenikalności elektrycznej (najczęściej w formie zespolonej). Ogólnie metody polaryzacyjne w dziedzinie częstotliwości określa się skrótem FDS (Frequency Domain Spectroscopy).

Artykuł przedstawia wyniki analiz, uzyskanych z eksperymentalnych badań próbek izolacji papierowo-olejowej metodą polaryzacji i depolaryzacji elektrycznej. Obecnie, diagnostyka wykorzystująca metodę PDC, opiera się głównie na analizie przebiegów czasowych prądów oraz różnego typu parametrów, wyznaczanych metodami aproksymacyjnymi. Wśród najczęściej stosowanych funkcji aproksymacyjnych, wymienić należy krzywe Deby'a, Curie-Schweindlera oraz Jonschera [5]. Również dostępna na rynku profesjonalna aparatura pomiarowa PDC, stosuje ten typ analizy, wspomagany przez dedykowane eksperckie programy komputerowe [6]. Zdaniem autorów, celowym wydaje się, wzbogacenie procesu diagnostycznego PDC o analizę parametrów schematu zastępczego badanej izolacji. Na szczególną uwagę powinna zasługiwać weryfikacja wartości elementów RC, symulujących główną stałą czasową układu, w funkcji zmian starzeniowych, stopnia zawilgocenia próbek oraz temperatury. Obecnie, nie jest wiadomym w jaki sposób wpływają wymienione czynniki na element R, a w jaki na element C. Stawianie wniosków diagnostycznych jedynie w oparciu o wartości stałych czasowych izolacji jest zadaniem autorów niewystarczające. Dokonując analizy literatury przedmiotu, można spotkać publikacje, które również sugerują uwzględnianie wartości elementów R i C w diagnostyce PDC [7], jednakże brak jest bardziej dogłębnych badań laboratoryjnych w tej dziedzinie. Wyniki prezentowane w artykule, stanowią niejako wstęp do szerzej zakrojonych badań. Uzyskano je za pomocą diagnostyki PDC próbek izolacji wykonanych z elektrotechnicznego papieru kablowego nasyconego mineralnym olejem izolacyjnym.

Podstawy teoretyczne

Jeżeli dielektryk zostanie poddany działaniu zewnętrznego pola elektrycznego, to wówczas wystąpi w nim zjawisko polaryzacji. Jednakże samo zjawisko jest trudne do zaobserwowania. Możemy jedynie śledzić zmiany prądu elektrycznego jaki przepływa przez badany materiał. Gęstość prądu J(t) jest sumą prądu wynikającego ze skończonej rezystywności skrośnej dielektryka oraz tzw. prądu przesunięcia, wywołanego obecnością cząstek polarnych (dD/dt). Zależność tę przedstawia wzór:

$$J(t) = \sigma E(t) + \frac{dD}{dt} \tag{1}$$

gdzie: σ - konduktywność, E – natężenie zewnętrznego pola elektrycznego, D – indukcja elektryczna.

Indukcję elektryczną w funkcji czasu można przedstawić jako:

$$D(t) = \varepsilon_\infty E(t) + P(t) \tag{2}$$

gdzie: ε_∞ - przenikalność elektryczna wysokoczęstotliwościowa, P – polaryzacja elektryczna.

Iloczyn ε_∞ i E(t) określa polaryzacje szybkozmienne, typu sprężystego, natomiast wyrażenie P(t), polaryzacje wolnozmienne, typu relaksacyjnego. Z punktu widzenia diagnostyki PDC, polaryzacje sprężyste nie mają praktycznego znaczenia, ze względu na ich krótkotrwałość (trudność poprawnej rejestracji) oraz praktyczną niezależność od stopnia zawilgocenia czy też zestarzenia izolacji. Polaryzacje wolnozmienne (relaksacyjne) można określić jako:

$$P(t) = \varepsilon_0 \int_0^t f(t-\tau) E(\tau) d\tau \tag{3}$$

gdzie: ε_0 – przenikalność elektryczna próżni, f(t) – funkcja odpowiedzi dielektrycznej.

Funkcja odpowiedzi dielektrycznej f(t) opisuje procesy relaksacyjne jakie zachodzą w materiale. Jeżeli badany dielektryk poddamy działaniu zewnętrznego pola elektrycznego przez czas t_C, to prąd polaryzacji i_P można przedstawić jako:

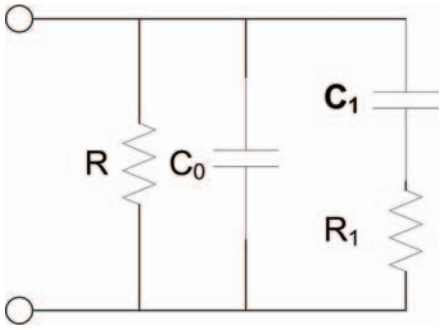
$$i_P(t) = C_0 U_C \left[\frac{\sigma}{\varepsilon_0} + f(t) \right] \tag{4}$$

gdzie: C_0 – elektryczna pojemność geometryczna próbki, U_C – napięcie ładowania.

Prąd depolaryzacji i_D popłynie wówczas, jeżeli zewrzemy badany dielektryk po upływie czasu t_C (ładowanie). Prąd i_D jest przeciwnego znaku co prąd i_P i zanikać będzie aż do osiągnięcia zera.

$$i_D(t) = -C_0 U_C \left[f(t) - f(t + t_C) \right] \tag{5}$$

Funkcję odpowiedzi dielektrycznej f(t) można wyznaczyć posługując się schematem zastępczym izolacji, który przedstawia rysunek 1.



Rys. 1. Schemat zastępczy izolacji papierowo-olejowej, R – rezystancja skrośna, C_0 – pojemność geometryczna, R_1 i C_1 – elementy symulujące główną stałą czasową izolacji

$$f(t) = A_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} \tag{6}$$

$$A_1 = \frac{1}{C_0 R_1}\left(1 - e^{-\frac{t_C}{\tau_1}}\right) \tag{7}$$

$$\tau_1 = R_1 C_1 \tag{8}$$

Wartości elementów R_1 i C_1, których iloczyn symuluje wartość głównej stałej czasowej izolacji τ_1 (wzór 8), można wyznaczyć poprzez aproksymację przebiegu czasowego prądu depolaryzacji funkcją $y(x)=A \cdot e^{Bx}$. Pojemność geometryczna C_0 wynika z kształtu oraz układu geometrycznego elektrod. Rezystancję skrośną R obliczono z przebiegu prądu polaryzacji, po jego ustabilizowaniu się. W przypadku izolacji papierowo-olejowej prąd i_P stabilizuje się po upływie minimum 60s (dominuje wówczas składowa prądu wynikająca ze skończonej rezystywności skrośnej izolacji).

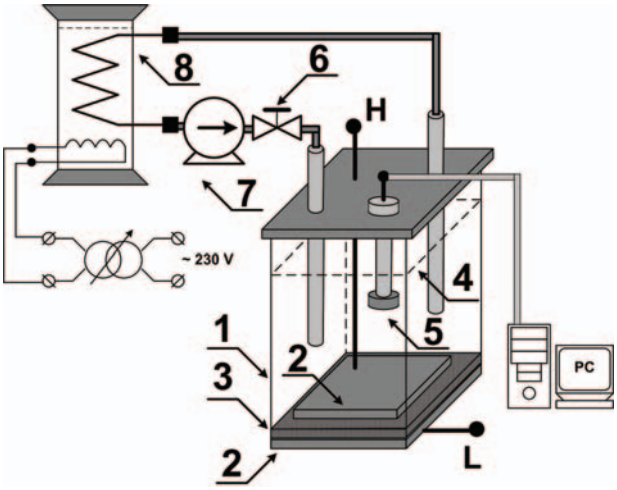
Układ pomiarowy

Poddane badaniom próbki izolacji wykonano z elektrotechnicznego papieru kablowego nasyconego świeżym mineralnym olejem izolacyjnym. Pojedynczą próbkę stanowiło 10 arkuszy papieru o rozmiarze 120x120mm. Celem uzyskania zróżnicowania próbek pod względem stopnia zawilgocenia, papier poddano wstępnemu suszeniu w temperaturze 120°C pod próżnią. Następnie określono wagę początkową papieru. Migracja wilgoci do papieru odbywała się z powietrza i jeśli waga ustaliła się przy określonej wartości, papier impregnowano olejem i zamykano w hermetycznym pojemniku. Zróżnicowanie próbek pod względem stopnia zestarzenia uzyskano wygrzewając sam papier według cykli, które przedstawia tabela 1.

Tabela 1. Oznaczenie próbek

IA	IB	IC	ID
IIA	IIB	IIC	IID
IIIA	IIIB	IIIC	IIID
A – zawilgocenie początkowe (po osuszeniu papieru)			
B – zawilgocenie początkowe plus wzrost wagi papieru o 1%			
C – zawilgocenie początkowe plus wzrost wagi papieru o 2%			
D – zawilgocenie początkowe plus wzrost wagi papieru o 3%			
I – suszenie papieru (120°C pod próżnią)			
II – zestarzenie papieru w 150°C przez 25h plus suszenie			
III – zestarzenie papieru w 170°C przez 25h plus suszenie			

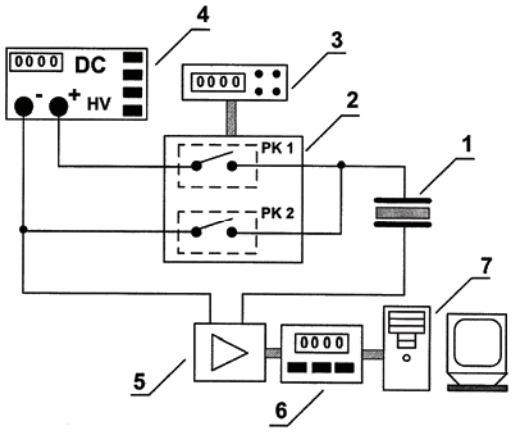
Naczynie pomiarowe wraz z układem geometrycznym elektrod oraz systemem kontroli i regulacji temperatury, przedstawia rysunek 2. Jako czujnik wilgotności i temperatury oleju zastosowano przetwornik HMP228 firmy Vaisala. Mineralny olej izolacyjny do badań dostarczyła firma Nynas (oznaczenie oleju: Nytro 10GBN).



Rys. 2. Laboratoryjny układ do badania izolacji papierowo-olejowej 1 – zbiornik oleju, 2 – elektroda płaska (H – rozmiar 10x10cm, L – rozmiar 12x12cm), 3 – badana izolacja, 4 – poziom oleju, 5 – czujnik temperatury i wilgotności oleju, 6 – zawór, 7 – pompa obiegowa, 8 – nagrzewnica wodna

Schemat blokowy laboratoryjnego układu pomiarowego metodą PDC, przedstawia rysunek 3. Główna część układu stanowiły wysokonapięciowe przekaźniki kontaktronowe (PK 1 i PK 2), które zapewniały znikomą upływność przy otwartym styku oraz wystarczającą szybkość łączeń (<2ms). Zaprogramowany cykl pomiarowy realizowano za pomocą sterownika czasowego, natomiast pomiar prądów i_P oraz i_D umożliwiał elektrometr, którego konstrukcja oparta była o czuły, niskoszumowy wzmacniacz operacyjny. Ostatecznie, wzmocniony sygnał (proporcjonalny do badanych prądów), mierzony był przez wysokiej klasy stacjonarny multimetr cyfrowy i rejestrowany na komputerze. Komunikację pomiędzy komputerem a multimetrem zapewniał dedykowany program. Częstotliwość próbkowania w trakcie badań wynosiła 5Hz.

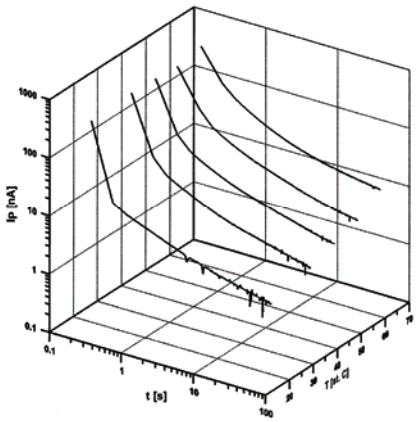
Jako źródło napięcia stałego, wykorzystano miernik wysokich rezystancji Megger BM25.



Rys. 3. Schemat blokowy układu do pomiaru metodą PDC, 1 – badany obiekt, 2 – układ przełączający, 3 – sterownik czasowy, 4 – źródło napięcia stałego, 5 – elektrometr, 6 – multimetr cyfrowy, 7 – komputer

Wyniki badań

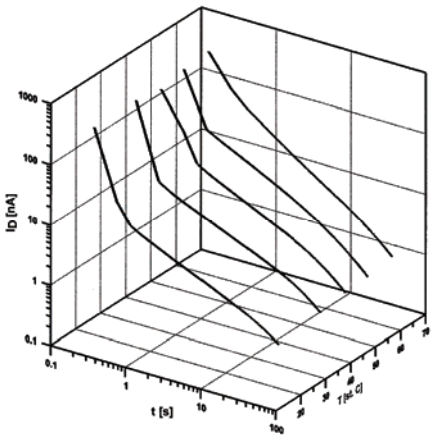
Napięcie ładowania U_C podczas wykonywania badań wynosiło 500V. Rysunki 4 i 5 przedstawiają zarejestrowane przebiegi prądów polaryzacji i depolaryzacji próbki IA w funkcji zmian temperatury badanej izolacji. Zauważyć należy wzrost wartości początkowych prądów I_P oraz I_D (dla czasu ok. 1s) wraz ze zwiększającą się temperaturą. W przedziale krótkich czasów pomiaru (do ok. 10s), odpowiada za to zjawisko głównie silnie rosnąca wraz z temperaturą konduktywność samego oleju izolacyjnego [3]. Istotną jest również, powiększająca się różnica pomiędzy końcowymi wartościami przebiegów I_P oraz I_D, czego przyczyną (w przypadku zwiększania temperatury) jest zmniejszająca się rezystywność skrośna całej izolacji papierowo-olejowej.



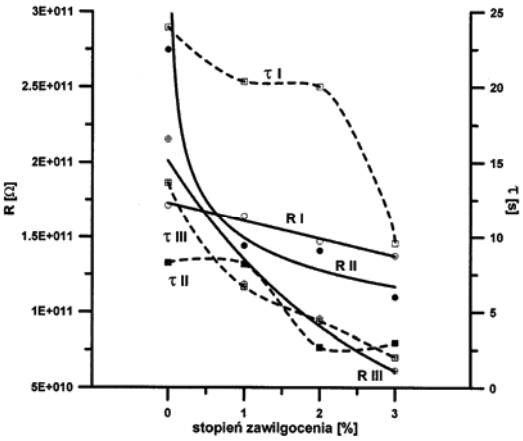
Rys. 4. Zmiany prądu polaryzacji próbki IA w funkcji czasu i temperatury pomiaru

Dla pozostałych próbek, czasowe przebiegi prądów I_P oraz I_D, wyglądały podobnie, jeśli uwzględnimy jedynie zmieniającą się temperaturę pomiaru. Przeprowadzenie dokładniejszej analizy wpływu stopnia zestarzenia i zawilgocenia papieru, umożliwiły obliczenia, których celem było wyznaczenie wartości elementów R, R_1 i C_1 schematu zastępczego badanych próbek izolacji.

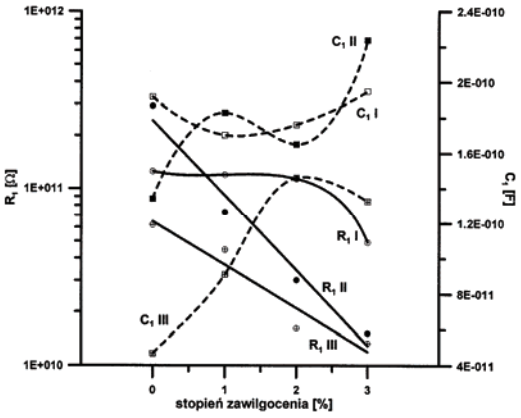
Rysunki 6 i 7 przedstawiają zmiany wartości elementów schematu zastępczego izolacji w zależności od stopnia zawilgocenia i zestarzenia papieru dla wszystkich badanych próbek w temperaturze 25°C (± 1°C). Dodatkowo rysunek 6 ukazuje zmiany stałej czasowej τ, wyznaczonej z funkcji aproksymacyjnej prądu depolaryzacji I_D.



Rys. 5. Zmiany prądu depolaryzacji próbki IA w funkcji czasu i temperatury pomiaru



Rys. 6. Zmiany rezystancji skrośnej R oraz stałej czasowej τ w funkcji zestarzenia (I, II i III – patrz tabela 1) i zawilgocenia papieru określonego metodą wagową



Rys. 7. Zmiany rezystancji R_1 oraz pojemności C_1 w funkcji zestarzenia (I, II i III – patrz tabela 1) i zawilgocenia papieru określonego metodą wagową

Stała czasowa τ również maleje wraz ze wzrostem stopnia zawilgocenia papieru, jednak oznaczenie stopnia jego zestarzenia jest już problematyczne (rys. 6. – wykres τ II oraz τ III). Zdecydowanie więcej informacji o stopniu zestarzenia izolacji papierowo-olejowej daje analiza zmian wartości R_1 i C_1 (rys. 7).

Zauważyć należy, że rezystancja R_1 maleje wraz z rosnącym zawilgoceniem papieru, przy czym wpływ ten jest zdecydowanie silniejszy dla próbek zestarzonych. Niestety poprawne oszacowanie początkowego stopnia zestarzenia papieru (DP pomiędzy 100% ÷ 50% wartości pierwotnej) za pomocą analizy $R_1 – C_1$ jest problematyczne. Dopiero silny wzrost stopnia zestarzenia (próbki typu III) powoduje zmniejszenie pojemności C_1, szczególnie dla próbek o mniejszym zawilgoceniu (rys. 7).

Wnioski

Przeprowadzone badania i obliczenia wykazały przydatność stosowania schematu zastępczego izolacji papierowo-olejowej do oceny stopnia jej zawilgocenia i zestarzenia. Wyodrębnienie z głównej stałej czasowej izolacji wartości elementów R_1 i C_1, pozwala na przeprowadzenie dokładniejszej analizy stanu izolacji metodą PDC. Niestety poprawne oznaczenie początkowego etapu starzenia celulozy (tj. współczynnik DP pomiędzy 100 a 50% wartości pierwotnej) jest problematyczne. W tej mierze potrzeba prowadzić dalsze prace badawcze, uwzględniające inne typy papieru elektrotechnicznego, w tym głównie preszpany.

Prezentowane w artykule wyniki badań i obliczeń, uzyskano dla próbek wykonanych z papieru kablowego. Izolację taką cechuje niezwykle chwiejna równowaga hydrodynamiczna pomiędzy olejem a papierem. Był to prawdopodobnie główny czynnik, powodujący trudności interpretacyjne otrzymywanych wyników badań. Jednakże mimo to, proponowany sposób przeprowadzania analizy $R_1 – C_1$ opartej o metodę PDC, pozwala na lepszą ocenę stanu izolacji papierowo-olejowej. Zastosowanie tego typu obliczeń do preszpanów, gdzie równowaga hydrodynamiczna olej-papier jest bardziej stabilna, powinna dać zdecydowanie lepsze rezultaty. Laboratoryjne badania mające na celu zweryfikowanie tej tezy, stanowić będą cel pracy naukowej autorów w najbliższej przyszłości.

LITERATURA

[1] Csepes G., Hamos I., Brooks R., Karius V., Practical Foundations of the RVM (Recovery Voltage Method for Oil/Paper Insulation Diagnosis), *IEEE Conf. Electr. Insul. Dielectr. Phenomena,* Vol. 2, 1998, 345-355

[2] Thomas A. J., Saha T. K., The analysis of DC and AC conductivity in the detection of water tree degradation in XLPE cables, *IEEE Power engineering society general meeting,* San Francisco, 2005

[3] Saha T. K., Review of Modern Diagnostic Techniques for Assessing Insulation Condition in Aged Transformers, *IEEE Trans. on Dielectr. and Electrical Insul.,* Vol. 10, October 2003, 903-917

[4] Słowikowska H., Słowikowski J., Starzenie cieplne izolacji celulozowej transformatorów olejowych, *Transformatory w eksploatacji,* Energo-Complex, 2005, 55-62

[5] Subocz J., Eksploatacyjne pomiary PDC w izolacji transformatorów, *Przegląd Elektrotechniczny - Konferencje,* v. 3, 1/2005, 261-264

[6] PDC-ANALYSER-1MOD., Instrukcja obsługi miernika, *Alff Engineering*

[7] Saha T. K., Purkait P., Muller F., Deriving an Equivalent Circuit of Transformers Insulation for Understanding the Dielectric Response Measurements, *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 20, January 2005, 149-157

[8] Kędzia J., Wykorzystanie pomiaru stopnia polimeryzacji celulozy do oceny stopnia zestarzenia papieru elektroizolacyjnego przy suszeniu udarowym, *Przegląd papierniczy*, 1971, 162-165

Autorzy: *dr inż. Stefan Wolny, Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole, E-mail: swolen@po.opole.pl; dr inż. Maciej Zdanowski, Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole, E-mail: mzdano@po.opole.pl*

Tadeusz WSZOŁEK

Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie, Katedra Mechaniki i Wibroakustyki

Prognozowanie poziomu L_{DWN} hałasu ulotu w liniach elektroenergetycznych WN

Streszczenie. *Pewne charakterystyczne cechy hałasu ulotu – duża zmienność poziomu i struktury widmowej w czasie, w zależności od warunków atmosferycznych, a z drugiej strony często niewielki odstęp od poziomu tła akustycznego – powodują, że trudniejsze jest oszacowanie jego wartości, stosownie do wymagań ustawy Prawo ochrony środowiska niż w przypadku innych bardziej „zdeterminowanych" źródeł hałasu. Wyróżniono i określono niepewności cząstkowe wyników pomiaru i prognozowania poziomu L_{DWN} hałasu ulotu.*

Abstract*. Some specific features of corona noise - large time variation of its level and spectral structure, dependent on the atmospheric conditions, and on the other hand often small distance from the acoustic background level - are the reason that the evaluation of its value, according to the Act on Environmental Protection is more difficult then for some other, better "determined" noise sources. The partial uncertainties of the measurement and prediction results of L_{DEN} level have been distinguished and determined. (**Prediction of corona audible noise L_{DEN} level from UHV power lines**).*

Słowa kluczowe: hałas ulotu, poziom L_{DWN}, linie elektroenergetyczne, niepewność
Keywords: Corona noise, L_{DEN} level, power lines, uncertainty

Wstęp

Stosownie do zapisów zawartych w Dyrektywie [1], a także będących w fazie legislacyjnej aktów wykonawczych Prawa ochrony środowiska [9] w Polsce, w najbliższym czasie podstawą do oceny hałasu będzie poziom L_{DWN} (dzienno-wieczorowo-nocny) oraz poziom L_N (nocny) w długookresowej polityce w zakresie ochrony środowiska przed hałasem, w szczególności do sporządzania strategicznych map akustycznych [9]. Natomiast wskaźnikami mającymi zastosowanie do ustalania i kontroli warunków korzystania ze środowiska w odniesieniu do jednej doby są L_{AeqD} oraz L_{AeqN} – podobnie jak to było dotychczas. Ustawa [9] dopuszcza wprowadzenie przy ustalaniu wartości dopuszczalnych hałasu możliwości uwzględniania jego zmienności w czasie, charakterystyki częstotliwościowej oraz impulsowości (Art.113, ust.2). Do obliczenia tych poziomów, a zwłaszcza poziomu L_{DWN}, konieczna jest znajomość całodobowego rozkładu hałasu w długim przedziale czasu.

Dobowy rozkład hałasu przemysłowego może być wyznaczony w oparciu o harmonogram pracy źródła, hałasu drogowego na podstawie zmierzonych przeciętnych dobowych rozkładów hałasu dla danej kategorii drogi, zaś lotniczego i kolejowego na podstawie znanego rozkładu lotów i jazdy pociągów. W przypadku hałasu ulotu w praktyce jedynie monitoring ciągły umożliwia otrzymanie wiarygodnych rezultatów. Hałas ten jest bowiem silnie zależny od warunków pogodowych oraz stanu technicznego i zabrudzenia powierzchni, a więc zjawisk losowych. Dodatkowo, w widmie hałasu ulotu losowo mogą być wyróżnialne, w rozumieniu normy PN ISO 1996, składowe tonalne 100 lub 200 Hz, których wpływ powinien być uwzględniany przy wyznaczaniu poziomu wskaźnikowego. Poziom tych składowych zazwyczaj zmienia się znacząco w czasie i przestrzeni [6]. Pomiar hałasu ulotu utrudnia także często niski jego poziom, nierzadko porównywalny z poziomem tła akustycznego. Niekiedy jednak zachodzi konieczność wyznaczenia poziomu długotrwałego hałasu czy nawet dobowego na podstawie pomiarów krótkotrwałych.

Zgodnie z aktualnie obowiązującymi aktami prawnymi w Polsce, a zwłaszcza tzw. metodykami referencyjnymi [5], a także polityką w państwach UE, wartość każdego wskaźnika podawana powinna być wraz z niepewnością jego wyznaczania. Zagadnieniu temu poświęcono dużo uwagi na międzynarodowej konferencji „Managing uncertainties in noise measurements and predictions", która odbyła się w Le Mans w lipcu 2005 r. Była to pierwsza tego typu konferencja na świecie poświęcona niepewności w pomiarach i prognozowaniu hałasu.

Innym jeszcze zagadnieniem jest niepewność metod prognozowania, które często stosowane są w przypadku sporządzania ocen oddziaływania na środowisko przedsięwzięć projektowanych.

W artykule omówiono ogólne zasady wyznaczania niepewności pomiarów i prognozowania hałasu w kontekście cech charakterystycznych hałasu ulotu. Podano również przykładowy budżet niepewności wyznaczania poziomu L_{DWN}.

Przez prognozowanie w niniejszej pracy należy rozumieć estymację poziomu długookresowego (w ciągu 1 roku) na podstawie pomiarów krótkotrwałych w losowych warunkach pogodowych. Zagadnienie modelowania hałasu ulotu podejmowane było m.in. w pracach [11],[12]

Uwarunkowania badawcze

Poziom dzienno-wieczorowo-nocny (L_{DWN}) wg Dyrektywy [1] i POS [9] definiowany jest jako

$$(1)\quad L_{DWN} = 10\log\left[\frac{1}{24}\left(12\cdot 10^{0.1L_D} + 4\cdot 10^{0.1(L_w+5)} + 8\cdot 10^{0.1(L_N+10)}\right)\right],$$

gdzie: L_D, L_W i L_N – długookresowe średnie poziomy dźwięku A w ciągu odpowiednio wszystkich pór dziennych (L_D) oraz godzin wieczorowych (L_W) i nocnych (L_N) w ciągu roku (rozumianych odpowiednio jako przedziały 6:00 - 18:00, 18:00 -22:00 i 22:00 – 6:00).

Z kolei poziomy długookresowe L_D, L_W i L_N (L_{LT}[1]) w przypadku hałasu ulotu, ze względu na jego specyfikę – zmienność w czasie w zależności od warunków pogodowych – zgodnie z normą [13] wyznaczane są wg zależności:

$$(2)\qquad L_{LT} = 10\log\left(t_f 10^{0.1L_f} + t_b 10^{0.1L_b}\right),$$

gdzie: t_b=10% – średni czas trwania złej pogody w Polsce, wyrażony w procentach okresu rocznego; L_b – długookresowy średni poziom dźwięku A podczas złej pogody, w dB, t_f =90% – średni czas trwania dobrej pogody

[1] W literaturze polskiej i anglojęzycznej poziom długookresowy oznacza się przez dodanie indeksu LT (long-term)

w Polsce, wyrażony w procentach okresu rocznego, L_f – długookresowy średni poziom dźwięku A podczas dobrej pogody, w dB.

Jak już wspomniano we wstępie, hałas ulotu silnie zależy od warunków atmosferycznych i w przypadku linii 400 kV podczas dobrej pogody najczęściej waha się w granicach 30 – 35 dB w odległości 15 m od linii, ale też może być całkowicie niesłyszalny, natomiast podczas deszczu jego poziom rośnie nawet do 50 dB i więcej w zależności od konfiguracji wiązki przewodów i intensywności opadów. Uśrednione wyniki pomiarowe hałasu linii 400 kV w układzie wiązki dwu i trójprzewodowej – odpowiednio 2x525 mm^2 i 3x350 mm^2, pokazano w tabeli 1.

Tabela 1. Uśrednione wyniki pomiarów hałasu w otoczeniu linii 400 kV w warunkach dobrej i złej pogody [10]

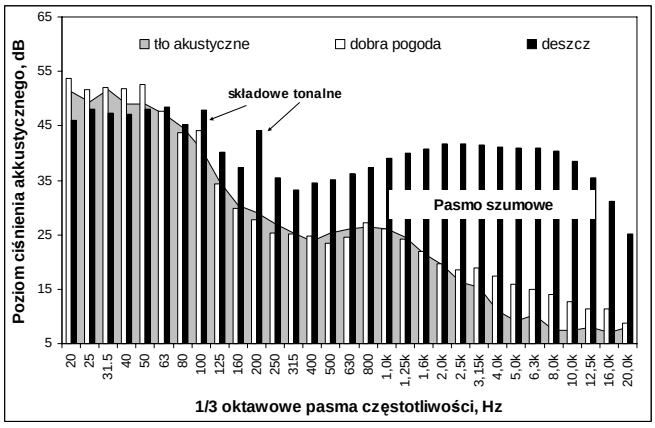
Wyniki pomiaru hałasu ulotu w otoczniu linii 400 kV na terenie Polski, podczas dobrej i złej pogody									
Mierzona wielkość/ odległość	**Dobra pogoda**			**Zła pogoda**					
				wszystkie warunki *			ciągły deszcz		
	15 m	30 m	60 m	15 m	30 m	60 m	15 m	30 m	60 m
Wiązka przewodów 2x525 mm^2, linia dwutorowa (słupy serii Z52)									
odch,std	**4,0**	**3,7**	**3,6**	**4,1**	**4,1**	**4,2**	**2,0**	**1,8**	**1,7**
$L_{Aeq,min}$	31,7	29,8	27,7	44,3	42,8	39,5	49,5	48,8	46,5
$L_{Aeq,max}$	44,1	42,6	38,9	55,8	53,9	50,8	55,8	53,9	50,8
$L_{Aeq,śr}$	**38,8**	**36,0**	**33,2**	**51,1**	**49,2**	**46,7**	**52,9**	**51,1**	**48,6**
Wiązka przewodów 2x525 mm^2, linia jednotorowa (słupy serii Y52)									
std.dev	**3,4**	**3,1**	**2,8**	**3,8**	**3,9**	**3,8**	**1,9**	**2,3**	**2,7**
$L_{Aeq,min}$	32,1	29,8	27,7	42,7	39,8	37,2	47,7	43,6	39,5
$L_{Aeq,max}$	41,4	38,0	34,8	53,1	51,1	48,4	53,1	51,1	48,4
$L_{Aeq,śr}$	**37,2**	**34,2**	**31,7**	**49,4**	**46,5**	**43,7**	**51,4**	**48,6**	**45,7**
Wiązka przewodów 3x350 mm^2, linia dwutorowa (słupy serii Z33)									
std.dev	**3,0**	**2,1**	**2,3**	**3,1**	**2,9**	**2,8**	**1,2**	**1,4**	**1,2**
$L_{Aeq,min}$	28,4	27,4	25,5	36,4	35,0	32,2	42,8	39,9	37,3
$L_{Aeq,max}$	38,8	36,1	32,2	47,2	44,5	41,2	47,2	44,5	41,2
$L_{Aeq,śr}$	**32,0**	**31,1**	**27,3**	**43,6**	**41,4**	**38,9**	**45,3**	**42,4**	**39,7**

*- wszystkie warunki zaliczone do złej pogody: deszcz, mżawka, mgła, mokry śnieg, itp.

Znaczenie skrótów w tabeli 1: odch.std – odchylenie standardowe, $L_{Aeq,min}$, $L_{Aeq,min}$, $L_{Aeq,śr}$ – odpowiednio minimalna, maksymalna i średnia, spośród zmierzonych wartości równoważnego poziomu dźwięku A hałasu od ulotu.

Dane pomiarowe charakteryzują się relatywnie dużymi rozrzutami, zwłaszcza w warunkach dobrej pogody. Spowodowane jest to zmiennym stanem warunków atmosferycznych oraz stanu technicznego linii oraz jej zabrudzenia, które zazwyczaj jest większe w okresach bez opadów, w pobliżu dróg, terenów zurbanizowanych itp. Ilościowego wpływu tych czynników w praktyce nie da się oszacować inaczej, niż poprzez wielokrotny pomiar i obliczenie np. odchylenia standardowego. Trudności w określeniu i sparametryzowaniu przyczyn tych rozrzutów, są powodem kłopotów w budowie modelu akustycznego linii. Wpływa to także na jakość (dokładność) wyniku prognozowania.

W zależności od warunków pogodowych zmienia się również struktura widmowa sygnału akustycznego ulotu, jednak zawsze można w niej wyróżnić składowe tonalne o podstawowej harmonicznej równej podwójnej częstotliwości sieciowej oraz składową szumową w paśmie powyżej 1 kHz [2],[12], jakkolwiek - w zależności od przyczyn powstawania intensywnego ulotu - udział tych składowych jest zmienny. Składowe tonalne (100 i 200 Hz) chociaż "słabo" wpływające na poziom skorygowany wg krzywej A, to z uwagi na niekiedy duże ich fluktuacje w czasie i przestrzeni mogą być przyczyną znaczących rozrzutów wyników pomiarowych. Z drugiej strony wysokotonowy charakter widma może mieć większe, niż w przypadku innych rodzajów hałasu, znaczenie przy szacowaniu niepewności charakterystyki kierunkowej mikrofonu, która w zakresie powyżej 5 kHz (dla mikrofonu ½") zaczyna być coraz bardziej kierunkowa; większa jest też absorpcja dźwięku przez atmosferę. Przykład zmienności widma akustycznego ulotu w warunkach dobrej i złej pogody pokazano na rys.1.



Rys.1. Przykłady widm hałasu ulotu podczas złej dobrej pogody w odniesieniu do typowego tła akustycznego

Szacowanie niepewności pomiarów hałasu ulotu

Jeżeli mierzony lub prognozowany poziom hałasu zależy od wielu wielkości wejściowych, to wynik jest funkcją wielu argumentów:

$$L_{wy} = f(X_{we1} + X_{we2} + ... + X_{wem}), \quad (3)$$

z których każdy obarczony jest niepewnością standardową $u(X_{wei})$.

Niepewność standardową złożoną $Uc(L_{we})$, przy założeniu, że poszczególne argumenty we wzorze (3) są niezależne, można obliczyć korzystając z zależności:

$$u_c(L_{wy}) = \sqrt{\sum_{i=1}^{m}\left(\frac{\partial f}{\partial X_{wei}}\right)^2 u^2(X_{wei})}\ , \quad (4)$$

Niepewność podawana z wynikiem pomiaru (prognozowania) jest wielokrotnością niepewności standardowej złożonej i nosi nazwę niepewności rozszerzonej.

Wynik końcowy zrealizowanego pomiaru (prognozowania) podawany jest w postaci:

$$L_k = L_{wy} \pm U(L_{wy}), \quad (5)$$

gdzie: $U(L_{wy}) = ku_c(L_{wy})$.

Wartość współczynnika rozszerzenia k przyjmuje się w zależności od wskaźnika ufności przyporządkowanego przedziału niepewności.

Do obliczania niepewności standardowej złożonej konieczne jest określenie niepewności składowych cząstkowych, związanych ze wszystkimi wielkościami wejściowymi i wpływającymi na wynik pomiaru czy prognozowania.

W przypadku pomiarów niepewności standardowe można wyznaczyć na podstawie serii obserwacji, czyli metodą statystyczną – w przewodniku ISO [3] nazwane jest metodą typu A. Jednak w wielu przypadkach wielokrotne powtarzanie badań, w celu uzyskania odpowiedniej liczby obserwacji, może być kosztowne lub - co często ma miejsce przy pomiarach sygnału akustycznego ulotu - sam

proces nie jest powtarzalny (ergodyczny) – różne są warunki propagacji, zmienia się też samo źródło. Wówczas niepewność należy oszacować wyznaczając przedział możliwych zmian badanego parametru. W przewodniku ISO nazwano ten sposób metodą typu B.

Przy szacowaniu typu B niepewności standardowej przyjęto, ze odchylenia standardowe poszczególnych niepewności cząstkowych dla przyrządów pomiarowych są równe 1/3 wartości granicznej błędów tych przyrządów - założono, że wymienione błędy mają rozkład normalny [10]. Tam, gdzie rozkład możliwych wartości błędu jest prostokątny (np. w przypadku niepewności wzorca oraz w szacowaniu niepewności typu B) przyjęto, że niepewność standardowa cząstkowa jest równa $1/\sqrt{3}$ jego wartości granicznej.

Przyjmując zakres zmienności błędów w przedziale $\pm a$, przy założeniu rozkładu prostokątnego, odchylenie standardowe można wyznaczyć korzystając z poniższej zależności:

(6) $$U = \frac{a}{\sqrt{3}}$$

Poniżej zastawiono niepewności cząstkowe typu B, brane pod uwagę w pomiarach hałasu ulotu [10].

Niepewność systemu pomiarowego , U_{B1}
Czynnikami składowymi tych niepewności są: wzorcowanie oraz charakterystyka kierunkowa mikrofonu – ważna z uwagi na strukturę widmową hałasu ulotu – dominujący wpływ częstotliwości powyżej 5 kHz, dla których kierunkowość mikrofonu (1/2") zaczyna mieć istotne znaczenie.
Ogólnie można przyjąć, że dla wzorcowania U_{B11}=0,2 dB, natomiast niepewność standardowa związana z kierunkowością U_{B12}=0,3 dB (dla składowych od 5 do 20 kHz). Przyjmując niepewność standardową innych elementów toru pomiarowego na poziomie, U_{B13}= 0,2 dB, otrzymano U_{B1}=0,36 dB (wypadkowa U_{B11}, U_{B12} i U_{B13}).

Zmienność składowych tonalnych, U_{B2}
Nie można też pominąć wpływu składowych tonalnych (100 i 200 Hz) głównie z uwagi na dużą ich zmienność w czasie i przestrzeni. Przedział tych zmienności nierzadko sięga poziomu 15 dB w paśmie 100 Hz, a w paśmie 200 Hz do 10 dB, jednak całkowity ich wpływ na poziom A (z uwagi na duże tłumienie charakterystyki A w zakresie 100 i 200 Hz, odpowiednio 19,1 dB i 10,9 dB), wyniesie U_{B2}=±0,17dB.

Odległość źródła od mikrofonu, U_{B3}
W przypadku linii elektroenergetycznej, ze względu na zmieniający się zwis przewodów (wg krzywej łańcuchowej), w zależności od obciążenia linii i temperatury otoczenia, błąd pomiaru rzeczywistej odległości mikrofonu od źródła może wynosić rzędu 10 %, a zatem U_{B3}=±0,24 dB

Tłumienie powietrza, U_{B4}
Tłumienie relaksacyjne fali akustycznej w atmosferze zależy m.in. od gęstości powietrza i rośnie wraz z częstotliwością. Czynnik ten może mieć istotne znaczenie w budżecie niepewności z uwagi na dużą zawartość wysokich częstotliwości w sygnale akustycznym ulotu. I tak przy zmianie wilgotności z 30 % na 50 % - pomiary podczas dobrej pogody - niepewność standardowa w odległości 30 m od przewodów wyniesie U_{B41d}=±0,4 dB, natomiast w odległości 60 m wyniesie już 0,8 dB. W warunkach złej pogody, zmienność wilgotności jest nieduża, większa jest jednak zawartość składowej wysokoczęstotliwościowej. Uwzględniając powyższe, wyznaczona wartość niepewności standardowej wyniesie U_{B41z}=±0,1 dB.
W skład tej niepewności wchodzi również zmienność temperatury. W przypadku zmiany temperatury w zakresie od 15 do 20 ^{o}C, niepewność ta przy wilgotności 50 % wyniesie U_{B42}=0,15dB.
Wypadkowa niepewność U_{B4} wyniesie zatem 0,42 dB. W praktyce, przy większej zmienności warunków atmosferycznych, można przyjąć U_{B4}=±0,5 dB.

Zmiana prędkości i kierunku wiatru, U_{B5}.
Z uwagi na niewielką odległość od źródła, a z drugiej strony wykonywanie pomiarów w warunkach bezwietrznych lub przy bardzo małym wietrze - nie wpływającym na sam pomiar (przy zastosowaniu osłony przeciwwietrznej), lecz jedynie na propagację dźwięku - wartość tej niepewności można oszacować na poziomie U_{B5}=±0,3 dB. W dalszych odległościach pomiędzy źródłem, a mikrofonem wiatr może mieć decydujące znaczenie w całkowitym budżecie niepewności.

Niepewność wpływu tła akustycznego, U_{B6}
Eliminując wpływ tła akustycznego korzysta się ze wzoru

(7) $$L_{em} = 10\,log(10^{0.1L_m} - 10^{0.1L_t})$$

gdzie: L_{em} – poziom emisji hałasu (po odjęciu tła akustycznego) w dB; L_t – poziom tła akustycznego w dB; L_m – zmierzony poziom hałasu (od źródła i od tła) w dB

W tym przypadku z uwagi na brak wystarczającej liczby danych do wyznaczenia niepewności typu A (na podstawie odchylenia standardowego), wygodniej jest szacować niepewność typu B. Znając przeciętne poziomy hałasu linii oraz tła akustycznego w warunkach dobrej i złej pogody, można, przyjmując możliwy zakres zmian tych wartości, wyznaczyć niepewność standardową U_{B6}.

Podczas dobrej pogody, dość często występuje niewielki odstęp od tła, z drugiej strony większe są jego wahania. Zakładając wahania poziomu tła akustycznego w czasie pomiaru ±3 dB, przy odstępie od tła od 3 do 6 dB, wartość tej niepewności wyniesie U_{B6d} = ±0,6 dB
W przypadku złej pogody, gdy większy jest odstęp od tła akustycznego, niepewność ta będzie znacznie niższa i wyniesie U_{B6z}=±0,1 dB.

Niepewność złożona wyniku obliczeń poziomu długotrwałego, U_{CLT}

Niepewność poziomu długotrwałego hałasu ulotu, wyznacza się korzystając z zależności (2).

Przyjmując, że niepewność standardowa U_{ALT} będzie wyznaczona ze wzoru:

(8) $$U_y = \sqrt{\sum_1^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2 U_{xi}^2}$$

dla przeciętnych wartości; t_f=90 %, t_b=10 %, L_f=35 dB, L_b=50 dB, σ_f=3 dB, σ_b = 1,2 dB (odchylenia standardowe odpowiednio dla dobrej i złej pogody) niepewność standardowa, złożona przy założeniu rozkładu t-Studenta i ograniczonej liczbie danych pomiarowych, n=24, U_{LT}=±1,76 dB
Zestawienie wszystkich niepewności cząstkowych zamieszczono w tabeli 2. W tabeli tej, możliwy zakres zmian, oszacowano dla poziomu ufności 99 % (np. w przypadku rozkładu normalnego jest to ±3σ).

Na podstawie wyników zawartych w tabeli 2 oraz wzoru (1) można wyznaczyć niepewność poziomu L_{DWN}, przyjmując jednakową niepewność wyznaczania poziomów długookresowych L_D, L_W i L_N. Wartość ta w tym przypadku wyniesie 1,7 dB, zatem niepewność poszerzona (zakładając rozkład normalny) wyniesie 3,4 dB.

Tabela 2. Przykładowy budżet niepewności wyznaczania poziomu długotrwałego hałasu ulotu

Budżet niepewności cząstkowych i niepewności złożonej wyznaczania poziomu długookresowego hałasu ulotu		
Składnik	**Możliwy zakres zmian (+/-)**	**Niepewność standardowa**
System pomiarowy, UB1		
Kierunkowość mikrofonu, UB11	0,52 dB	0.29 dB
Przyrząd pomiarowy UB12	0,34 dB	0,2 dB
UB1	**0,62 dB**	**0,36 dB**
Składowe tonalne, UB2	0.3 dB	0,17
Odległość od źródła, UB3	0,41 dB	0,24 dB
Pochłanianie powietrza, UB4		
dobra pogoda, UB41f	0,7 dB	0,4 dB
zła pogoda, UB41b	0,2 dB	0,1 dB
temperatura (dobra i zła pogoda), UB42	0,25 dB	0,15 dB
UB5f (dobra pogoda)	**0,9 dB**	**0,5 dB**
UB5b (zła pogoda)	**0,3 dB**	**0,2 dB**
Predkość i kierunek wiatru, UB5	**0,5 dB**	**0,3 dB**
Tlo akustyczne, UB6		
dobra pogoda, UB6f	1,0 dB	0,6 dB
zla pogoda, UB6b	0,2 dB	0,1 dB
Poziom długotrwały, UA,LT		
dobra pogoda, $U_{A,LTf}$(rozkład t-Studenta, n=24)	**6 dB**	**2,15 dB**
zła pogoda, $U_{A,LTb}$(rozkład t-Studenta, n=24)	**2,4 dB**	**0,86dB**
Niepewnosc złożona UC,LT	**4,9 dB**	**1,76 dB**

Jak widać z otrzymanych rezultatów dominujący wpływ na wartość niepewności prognozowania poziomów długotrwałych, a zatem i poziomów L_{DWN}, ma zmienność samego źródła, w mniejszym zaś stopniu system pomiarowy. Zestawienie wyznaczonych poziomów L_{LT} i L_{DWN} wraz z obliczonymi niepewnościami standardowymi dla typowych serii słupów linii 400 kV ujęto w tabeli 3.

Tabela 3. Zestawienie wyników obliczeń poziomów L_{LT} i L_{DWN} w odległości 15 m od linii 400 kV. Słupy serii Z52, Y25 i Z33.

Przykładowe wartości poziomów długookresowe i L_{DWN}, w odległosci 15 m od skrajnego przewodu.		
Seria słupów	L, dB	U_C
Poziomy długookresowe, L_{LT}		
Z52	42.9	2.5
Y25	41.3	2.0
Z33	35.7	1.8
Poziomy dzienno-wieczorowo-nocne L_{DWN}		
Z52	49.3	2.2
Y25	47.7	1.9
Z33	42.1	1.7

Wnioski

Hałas pochodzący od ulotu charakteryzuje się dużą zmiennością w czasie, zarówno co do poziomu jak i struktury widmowej, zależną głównie od czynników pogodowych, ale także i od stanu technicznego linii.

Duża zmienność poziomu hałasu wyraża się dużym rozrzutem wyników, nie tylko podczas dobrej pogody, ale i w warunkach złej pogody na skutek różnej intensywności zjawisk stymulujących ulot (różna intensywność opadów, gęstość mgły itp.). To sprawia, że niepewności standardowe obrazujące zmienność hałasu ulotu w długim przedziale czasu, wynoszą od blisko 2 dB podczas stabilnego deszczu do ponad 4 dB w pozostałych warunkach pogodowych.

Wysokotonowy charakter widma hałasu ulotu sprawia, że wysoka jest wartość niepewności kierunkowości mikrofonu (U_{B11} = 0,3 dB) jak również niepewności absorpcji dźwięku w powietrzu (U_{B3}=0,5 dB), zwłaszcza że intensywność zjawisk ulotowych rośnie wraz ze wzrostem wilgotności powietrza, a same pomiary powinny być wykonywane w warunkach dobrej i złej pogody.

Łącznie niepewność standardowa złożona prognozowania poziomu długookresowego wynosi od 1,8 do 2,5 dB oraz poziomu L_{DWN} od 1,7 do 2,2 dB, a zatem niepewność poszerzona przy 95 % poziomie ufności, wyniesie od ok.3,5 do 5 dB

Największy udział w budżecie niepewności ma zmienność (losowa) samego źródła – od ok. 0,9 dB w warunkach złej pogody do 2,2 dB (niepewności standardowe).

Praca finansowana ze środków KBN, projekt badawczy 5 T07B 1924.

LITERATURA

[1]. Directive 2002/49/WE of the European Parliament and of the Council of 25 June 2002, relating to the assessment and management of environmental noise, Official Journal of the European Communities 18.7.(2002.)

[2]. Engel, Z.& Wszołek, T. – Audible Noise of Transmission Lines Caused by the Corona Effect: Analysis, Modelling, Prediction, Applied Acoustics, Vol.47,No. 2, (1996),149-163

[3]. Guide to the expression of uncertainty in measurement ISO, (1995)

[4]. Hartog van Banda E., Stapelfeldt H. – Implementing Prediction Standards in Calculation Software – the Various Sources of Uncertainty, International INCE Symposium “Managing uncertainties in noise measurements and predictions: a new challenge for acousticians”, Le Mans, France 26-29 June (2005) (CD).

[5]. Rozporządzenie Ministra Środowiska z dnia 23 grudnia 2004 r. w sprawie wymagań w zakresie prowadzenia pomiarów wielkości emisji (Dz.U.04. Nr 283, poz. 2842)

[6]. Tanabe Kazuo – Second Harmonics of Audible Noise from AC Transmission Lines Random Walk Model of Space Distribution, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.6, No (4), (1991)

[7]. Tadeusiewicz R., Wszołek T., Izworski A., Wszołek W.– “Recognition and diagnosing of the technical condition of AN UHV transmission line using the acoustic signal of the corona process”, in Proceedings of Inter-Noise 99, Fort Lauderdale, Fl.,USA, pp.87-90.

[8]. Transmission Line Reference Book – 345 kV and Above. Second Edition. EPRI, Palo Alto, CA, pp.267-272 (1982)

[9]. Ustawa Prawo ochrony środowiska – Dz.U.2001.62.627 z dnia 20 czerwca (2001)

[10]. Wszołek T.– Uncertainty of LDEN Level Estimation for Corona Noise of UHV Transmission Lines – International INCE Symposium “Managing uncertainties in noise measurements and predictions: a new challenge for acousticians”, Le Mans, France 26-29 June (2005) (CD).

[11]. Wszołek T., Tadeusiewicz R. – Próba zbudowania modelu hałasu ulotu w sieciach elektroenergetycznych WN z wykorzystaniem metod sztucznej inteligencji – OSA (2003), pp.512-515

[12]. Wszołek T. Prediction Method for Long-Term Corona Noise Levels in UHV Transmission Lines, International Congress and Exhibition on Noise Control Engineering, INTERNOISE 2001,The Hague (2001), pp.(CD)

[13]. PN-N-01339:2000.Hałas. Metody pomiaru I oceny hałasu linii elektroenergetycznych wysokiego napięcia

[14]. Mosiński F., Wira A.- Ekologiczne problemy przesyłu i użytkowania energii elektrycznej, Wyd.PŁ., Łódź, 1999.

[15]. Włodek R. - Mechanizmy działania wyładowań niezupełnych w dielektryku, PWN, Kraków 1995.

***Autor**: Dr inż.Tadeusz Wszołek, Akademia Górniczo-Hutnicza, Katedra Mechaniki i Wibroakustyki w Krakowie, Al.Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, twszolek@agh.edu.pl*

Zdzisław ZAŁUCKI
Państwowa Wyższa Szkoła Zawodowa w Lesznie, Instytut Politechniczny

Opóźnione przeskoki elektryczne w przerwie stykowej łącznika próżniowego

Streszczenie. *W artykule przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych opóźnionych przeskoków (powtórnych zapłonów) występujących w czasie trwania przejściowego napięcia powrotnego, gdy próżniowa komora gaszeniowa przerywała prąd przejściowy o częstotliwości od 1,5 do 15 kHz i o amplitudzie do 2,8 kA. Wykazano, że ważnym procesem inicjującym opóźnione zapłony jest wzajemne oddziaływanie prądu emisyjnego i makrocząstek.*

Abstract. *Results of experimental investigations of delayed breakdowns, which occur after the crest value of the TRV first oscillation are presented. Measurements of delayed breakdowns in the Cu/Cr contact gap of vacuum interrupter during transient current interruption of frequencies from 1.5 to 15 kHz were carried out. The investigations indicate that an interaction of the emission current with macroparticles is important process initiating delayed breakdowns* ***(Delayed electrical breakdowns in a vacuum contact gap)***

Słowa kluczowe: *zapłon elektryczny, łącznik próżniowy, przejściowe napięcie powrotne, przerywanie prądu.*
Keywords: *delayed electrical breakdown, vacuum interrupter, current interruption, transient recovery voltage.*

Wstęp

Podczas przerywania prądu przemiennego w próżni obserwowane są trzy główne rodzaje przeskoków elektrycznych w przerwie stykowej wyłącznika, po zerze prądu łuku:

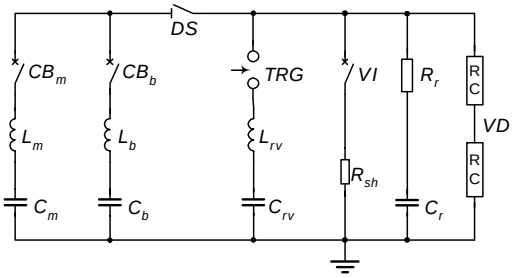
- bezpośrednie, kiedy powtórny zapłon łuku następuje przed osiągnięciem pierwszej wartości szczytowej przez przejściowe napięcie powrotne (TRV – Transient Recovery Voltage),
- opóźnione, kiedy przeskok występuje po przekroczeniu wartości szczytowej pierwszej oscylacji przejściowego napięcia powrotnego lecz przed jego całkowitym wytłumieniem,
- późne (lub bardzo późne), kiedy przeskok występuje po stosunkowo długim czasie od chwili zera prądu łuku, gdy TRV jest już całkowicie wytłumione.

Spośród wymienionych rodzajów przeskoków najmniej zbadane są dotychczas opóźnione przeskoki (DB), będące w rzeczywistości opóźnionymi powtórnymi zapłonami łuku. Późne przeskoki były badane między innymi przez Bernauera i in. [1], Platera i Riedera [2], Wagnera i in. [3], Schellekensa i in. [4]. Wykazali oni, że częstość występowania późnych zapłonów zależy od wartości przerywanego prądu oraz jakości materiału stykowego. Anders i in. [5] zbadali czasy opóźnienia przeskoków w funkcji czasu trwania przerwy między zerem prądu łuku, a momentem przyłożenia napięcia powrotnego. Przeprowadzone badania były podstawą do postawienia hipotezy, że późne przeskoki są inicjowane głównie przez emisję polową.

Badania opóźnionych zapłonów są uzasadnione ze względu na ich wpływ na przebieg procesów łączeniowych. Są one także pomocne do uściślenia mechanizmu fizycznego wytrzymałości elektrycznej połukowej w łącznikach próżniowych.

Układy eksperymentalne

Pomiary opóźnionych zapłonów (przeskoków) w próżniowej komorze gaszeniowej, podczas przepływu prądów przejściowych wysokiej częstotliwości, przeprowadzono w dwóch układach pomiarowych. Schemat pierwszego układu pokazano na rys. 1. Pomiary wykonano dla dwóch rodzajów cykli łączeniowych SC-A i SC–B. Pierwszą operacją łączeniową każdego cyklu było zamknięcie komory gaszeniowej w obwodzie wysokonapięciowym C_m, L_m, CB_m i DS.



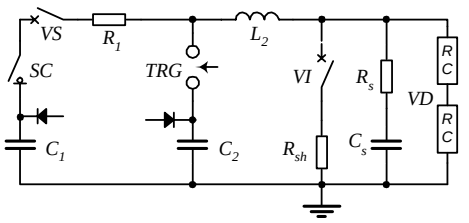
Rys. 1. Układ eksperymentalny I. VI – próżniowa komora gaszeniowa (obiekt badany); CB_m i CB_b – wyłączniki; DS – łącznik izolacyjny; VD – dzielnik napięcia RC; R_{sh} – bocznik współosiowy; C_m, L_m, CB_m – elementy obwodu wytwarzającego prąd złączeniowy; C_b, L_b, CB_b – elementy obwodu wytwarzającego prąd wyłączeniowy; C_{rv}, L_{rv}, TRG elementy obwodu generującego prąd przejściowy

Podczas załączania następowało przebicie przerwy między zbliżającymi się stykami i przepływ oscylacyjnego prądu rozładowania kondensatora C_m (naładowanego do około 20 kV) przez indukcyjność L_m. Częstotliwość prądu złączeniowego była równa 0,40 lub 1,5 kHz, a amplituda pierwszej półfali prądu wynosiła 2,0 kA.

W cyklu łączeniowym SC-A styki komory gaszeniowej otwierano w stanie bezprądowym, a w cyklu SC-B podczas przepływu prądu o częstotliwości 50 Hz i amplitudzie 1,0 kA (prąd w gałęzi C_b, L_b i CB_b). Średni czas łuku wyłączeniowego wynosił 7 ms.

Zastosowano prądy przejściowe o częstotliwości 1,5 kHz i 6,0 kHz, mające amplitudę pierwszej półfali równą 1,0 kA lub 2,8 kA. Do ich wytworzenia służyła gałąź C_{rv}, L_{rv}, TRG i VI z kondensatorem C_{rv}, naładowanym do napięcia wystarczającego do przebicia otwartej przerwy stykowej komory po zadziałaniu trygatronu TRG.

W drugim układzie eksperymentalnym (rys.2) zastosowano gałąź C_1, R_1, SC i VS w celu wytworzenia niewielkiego prądu stałego. Rozwarcie styków VI podczas przepływu tego prądu powodowało powstanie łuku wstępnego w komorze badanej. Umożliwiało to rozdzielenie jej styków na wymaganą odległość przed rozpoczęciem przepływu prądu przejściowego 15 kHz w obwodzie C_2, TRG, L_2 i VI. Cykl łączeniowy realizowany w tym układzie eksperymentalnym oznaczono przez SC-C.

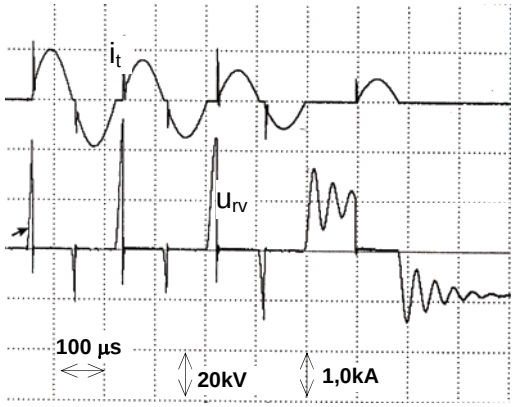


Rys. 2. Układ eksperymentalny II. VI – próżniowa komora gaszeniowa; VS i SC – łączniki próżniowe; TRG trygatron; VD dzielnik napięcia; R_{sh} – bocznik; C_2, L_2 – elementy obwodu wysokiego napięcia

Pomiary wykonano dla komór gaszeniowych wyłączników próżniowych ze stykami Cu/Cr wytwarzającymi poprzeczne pole magnetyczne. Odległość między stykami była równa 3,0 mm.

Wyniki badań eksperymentalnych

Na rysunku 3 przedstawiono przebiegi prądu przejściowego oraz napięcia na komorze gaszeniowej w czasie jego wyłączania. Amplituda pierwszej półfali prądu o częstotliwości 6,0 kHz była równa 1,0 kA. Opóźniony zapłon powtórny wystąpił po szóstej półfali prądu o amplitudzie 0,55 kA, przy napięciu równym 65% pierwszej wartości szczytowej napięcia powrotnego. Po pierwszych pięciu półfalach prądu powtórne zapłony występowały podczas pierwszego narastania napięcia powrotnego.



Rys. 3. Przykład opóźnionego zapłonu podczas przerywania prądu przejściowego I_{tm1} = 10 kA, f_{it} = 6,0 kHz, f_{rv} = 30 kHz (seria 3)

W zależności od położenia punktu na przebiegu napięcia powrotnego, w którym dochodzi do wyładowania, wyróżniono trzy typy opóźnionych zapłonów:

- typ A – kiedy powtórny zapłon następuje na narastającej części napięcia powrotnego, w czasie jego drugiej oscylacji to jest w czasie od T_{rv} do 3/2 T_{rv} (T_{rv} jest okresem drgań napięcia powrotnego),
- typ B – kiedy do powtórnego zapłonu dochodzi podczas następnych oscylacji przejściowego napięcia powrotnego lecz przed całkowitym jego wytłumieniem,
- typ C – kiedy powtórny zapłon pojawia się na opadającej części pierwszej oscylacji napięcia powrotnego po przekroczeniu jej wartości szczytowej.

Parametry prądów i napięć powrotnych oraz rodzaje zastosowanych cykli łączeniowych, dla których wykonano pomiary opóźnionych zapłonów, podano w tabeli 1. Stromość w pobliżu zera pierwszej półfali przerywanego prądu była zawarta w przedziale od 9 A/µs do około 260 A/µs, a początkowa stromość narastania napięcia powrotnego mieściła się w przedziale od 1,6 kV/µs (dla f_{rv} = 12,5 kHz i U_{rm1} = 68 kV) do około 80 kV/µs (dla f_{rv} = 500 kHz i U_{rm1} = 79 kV).

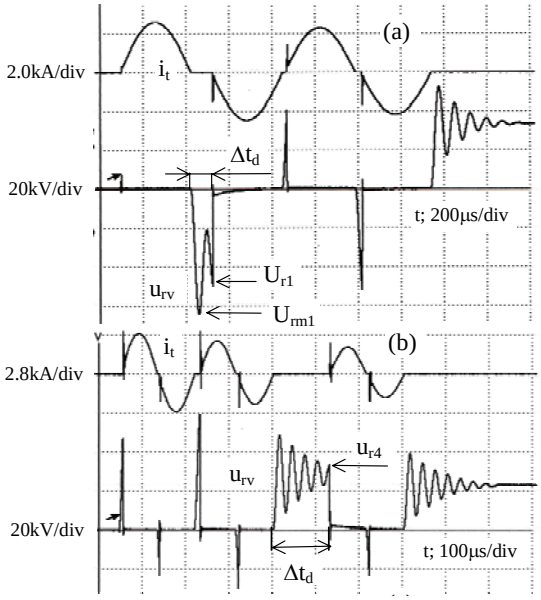
Tabela 1. Parametry prądu i napięcia powrotnego oraz rodzaj cyklu łączeniowego dla poszczególnych serii pomiarowych

Numer serii	I_{tm1} kA	f_{it} kHz	U_{rm1} kV	f_{rv} kHz	$T_{rv}/2$ µs	Cykl łączeniowy
1	1,0	1,5	68	12,5	40	SC-A
2	2,8	1,5	68	12,5	40	SC-A
3	1,0	6,0	68	30,0	17	SC-A
4	2,8	6,0	65	30,0	17	SC-A
5	2,8	6,0	65	30,0	17	SC-B
6	2,8	15,0	75	54,0	9,3	SC-C
7	2,8	15,0	75	180	2,8	SC-C
8	2,8	15,0	79	370	1,4	SC-C
9	2,8	15,0	79	500	1,0	SC-C

I_{tm1} – amplituda pierwszej półfali prądu,
f_{it} – częstotliwość przerywanego prądu,
U_{rm1} – wartość szczytowa napięcia powrotnego,
f_{rv} – częstotliwość napięcia powrotnego,
T_{rv} – okres drgań napięcia powrotnego.

Serie pomiarowe o danych parametrach prądu i napięcia powrotnego realizowano w przypadku, gdy we wstępnych pomiarach zaobserwowano pojawienie się opóźnionego zapłonu. Liczebność prób w seriach pomiarowych wynosiła od 50 do 115.

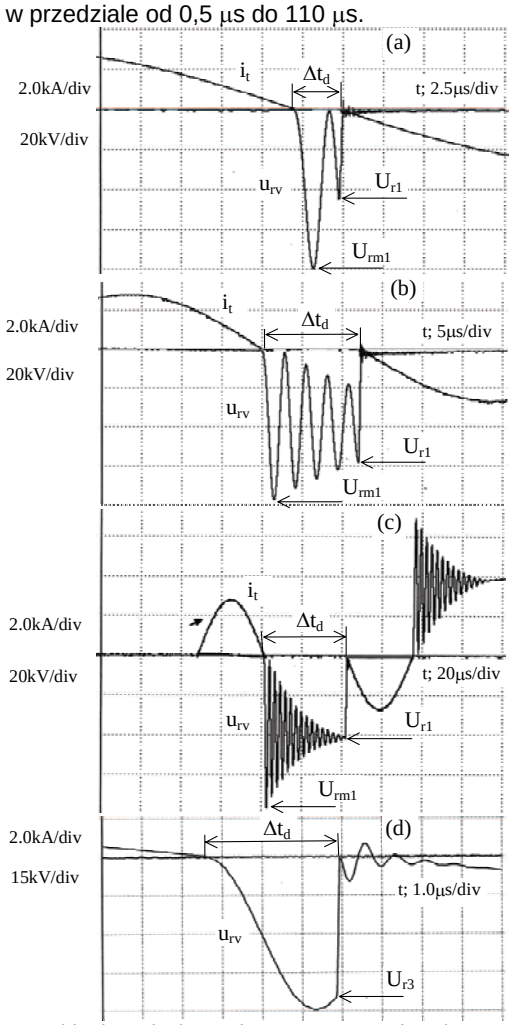
Na rys. 4 przedstawiono wybrane przebiegi napięć na wyłączniku podczas przerywania prądu o częstotliwości 1,5 kHz i 6,0 kHz, którego amplituda pierwszej półfali była równa 2,8 kA (seria pomiarowa 2 i 4). Na przebiegach tych pokazane są zapłony typu A i B.



Rys. 4. Przebiegi napięcia U_{rv} i prądu i_t przepływającego przez 3 mm przerwę stykową komory gaszeniowej. Amplituda pierwszej półfali prądu 2,8 kA. Cykl łączeniowy SC - A
(a) opóźniony zapłon typu A; f_{it} = 1,5 kHz, f_{rv} = 12,5 kHz, $\Delta t_d \approx 100$ µs,
(b) opóźniony zapłon typu B; f_{it} = 6,0 kHz, f_{rv} = 30,0 kHz, $\Delta t_d \approx 127$ µs.

Opóźnione zapłony obserwowano także w przypadku przerywania prądu 15 kHz, w cyklu łączeniowym SC–C, gdy częstotliwość przejściowego napięcia powrotnego była rzędu setek kHz. Zestaw oscylogramów napięcia na wyłączniku przy przerywaniu prądu o pierwszej amplitudzie równej 2,8 kA, na których pokazane są trzy wyróżnione typy opóźnionych powtórnych zapłonów, zamieszczono na rysunku 5. W przypadku pokazanym na rysunku 5c opóźniony zapłon wystąpił po 15 okresach przejściowego napięcia powrotnego, przy wartości chwilowej równej 0,54 U_{rm1}.

Na przebiegach napięć powrotnych z opóźnionymi zapłonami, pokazanymi na rys. 4 i 5, zaznaczono przedziały czasu Δt_d między zerem prądu a chwilą zapłonu wyładowania. Czasy te są zależne od parametrów przejściowego napięcia powrotnego i w przypadkach pokazanych na rys. 4 i 5 mieściły się w zakresie od 2,9 μs do 127 μs. Opóźnienie zapłonu względem pierwszej wartości szczytowej napięcia powrotnego ($\Delta\tau$) zawarte są wtedy w przedziale od 0,5 μs do 110 μs.



Rys. 5. Przebiegi napięcia na komorze gaszeniowej U_{rv} podczas przerywania prądu i_t o częstotliwości 15 kHz i amplitudzie I_{tm1} = 2,8 kA. Cykl łączeniowy SC – C.
(a) DB typu A; f_{rv} = 500 kHz, Δt_d = 2,8 μs; $\Delta\tau \approx$ 1,9 μs,
(b) DB typu B; f_{rv} = 370 kHz, Δt_d = 12,0 μs; $\Delta\tau \approx$ 10,6 μs,
(c) DB typu B; f_{rv} = 370 kHz, Δt_d = 41,5 μs; $\Delta\tau \approx$ 40,1 μs,
(d) DB typu C; f_{rv} = 180 kHz, Δt_d = 3,2 μs; $\Delta\tau \approx$ 0,5 μs.

Wyniki obliczeń prawdopodobieństw p_i występowania opóźnionych zapłonów po kolejnych półfalach przerywanego prądu, w dziewięciu seriach pomiarowych, zamieszczono w tabeli 2. Dodatkowo podano w niej agregatowe wskaźniki występowania opóźnionych zapłonów jako sumy prawdopodobieństw p_i po czterech pierwszych półfalach prądu. Wskaźniki te, przy danych parametrach przerywanego prądu są większe dla większej częstotliwości napięcia powrotnego.

Przy przerywaniu prądu o częstotliwości 1,5 kHz przeważały zapłony typu C. Udział zapłonów typu C w ogólnej liczbie późnych zapłonów, w seriach pomiarowych przy tych samych parametrach przerywanego prądu, maleje ze wzrostem częstotliwości napięcia powrotnego. W przypadku prądu o częstotliwości 15 kHz i I_{tm1} = 2,8 kA udział ten wynosi 0,70 przy f_{rv} = 54 kHz, 0,46 przy f_{rv} = 180 kHz oraz 0,17 przy f_{rv} = 500 kHz.

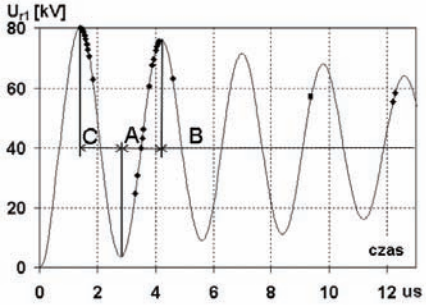
Z porównania prawdopodobieństw p_i oraz wskaźnika Σp_i dla serii 4 i 5, różniących się tylko rodzajem cyklu łączeniowego wynika, ze w przypadku cyklu SC-B przyjmują one mniejsze wartości. Można przyjąć, że mniejsza częstość występowania opóźnionych zapłonów dla cyklu SC-B jest następstwem niszczenia mikroostrzy na powierzchni styków przez łuk wyłączeniowy.

Tabela 2. Prawdopodobieństwo p_i występowania opóźnionych zapłonów (DB) po kolejnych półfalach przerywanego prądu i_t

Numer serii i cykl łączeniowy	f_{it} kHz	f_{rv} kHz	Prawdopodobieństwo p_i po kolejnych półfalach prądu i_t 1	2	3	4	$\sum_{i=1}^{4} p_i$
1 (SC-A)	1,5	12,5	0,00	0,03	0,05	0,07	0,15
2 (SC-A)	1,5	12,5	0,04	0,10	0,09	0,06	0,29
3 (SC-A)	6,0	30,0	0,00	0,02	0,00	0,24	0,26
4 (SC-A)	6,0	30,0	0,04	0,10	0,20	0,15	0,49
5 (SC-B)	6,0	30,0	0,02	0,06	0,09	0,06	0,23
6 (SC-C)	15,0	54,0	0,12	0,06	0,00	0,00	0,18
7 (SC-C)	15,0	180	0,11	0,04	0,06	0,00	0,21
8 (SC-C)	15,0	370	0,26	0,16	0,08	0,04	0,54
9 (SC-C)	15,0	500	0,20	0,30	0,13	0,12	0,75

f_{it} – częstotliwość przerywanego prądu,
f_{rv} – częstotliwość napięcia powrotnego.

Na rys. 6 scharakteryzowano wartości i typy napięć opóźnionych zapłonów po pierwszym półokresie przerywanego prądu o częstotliwości 15 kHz i amplitudzie 2,8 kA (seria 8), przy f_{rv} = 370 kHz. Współrzędne opóźnionych napięć zapłonu naniesiono na przebieg napięcia powrotnego. Przeskoki występowały w większości w czasie drugiej oscylacji napięcia powrotnego. Odpowiadają one opóźnionym zapłonom typu A. Dochodziło do nich przy napięciach zawartych w przedziale od 0,30 do 0,90 pierwszej wartości szczytowej napięcia powrotnego.

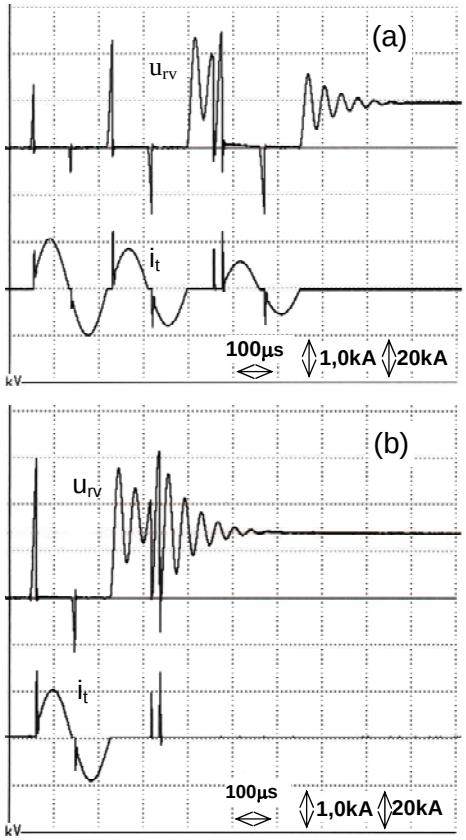


Rys. 6. Napięcie powrotne o częstotliwości 370 kHz po pierwszej półfali prądu przejściowego (I_{tm1} = 2,8 kA, f_{it} = 15 kHz) z naniesionymi napięciami (punkty ▪) opóźnionych zapłonów. A, B, C oznaczają typy opóźnionych zapłonów.

W niektórych przypadkach opóźniony zapłon nie doprowadzał do przepływu kolejnej półfali przerywanego prądu. W wyniku przebicia wytwarzało się tylko krótkotrwałe wyładowanie zupełne, trwające od kilku do kilkunastu mikrosekund, po którym następował kolejny wzrost napięcia powrotnego. Wyładowanie tego typu nosi nazwę nie podtrzymywanego wyładowania zupełnego (ang. Non Sustained Disruptive Discharge - NSDD [6]).

Na rys. 7 pokazano dwa przykłady opóźnionych zapłonów typu NSDD w trakcie przerywania prądu I_{tm1} = 1,0 kA gdy f_{it} = 6,0 kHz. W przykładzie zamieszczonym na rys. 7a opóźniony zapłon wystąpił po czwartej półfali prądu, przy napięciu 39 kV. Po krótkotrwałym wyładowaniu nastąpiło kolejne narastanie napięcia powrotnego, w czasie

którego doszło do zapłonu wyładowania przy 50 kV. Zapłon ten spowodował przepływ kolejnej (piątej) półfali prądu. Ostateczne przerwanie prądu nastąpiło po szóstej półfali, której amplituda była równa 0,55 kA.



Rys. 7. Przykłady opóźnionych zapłonów z wyładowaniami typu NSDD podczas przerywania prądu I_{tm1} = 1,0 kA, f_{it} = 6,0 kHz (seria 3)

Inny przykład opóźnionego zapłonu z wyładowaniami NSDD pokazano na rys. 7b. W czasie trwania TRV, po drugiej półfali prądu, doszło do opóźnionego zapłonu po 90 µs od chwili zera prądu łuku, przy 40 kV. Po krótkotrwałym wyładowaniu, nastąpiło kolejne narastanie napięcia powrotnego, doprowadzające do zapłonu wyładowania przy 62 kV. Po drugim wyładowaniu NSDD wytworzone napięcie powrotne nie doprowadziło do przebicia, a prąd został ostatecznie przerwany.

Mechanizmy opóźnionych zapłonów

Aby doszło do opóźnionego zapłonu konieczny jest rozwój procesów w przerwie stykowej i na powierzchni styków pod wpływem przyłożonego napięcia powrotnego, które przyczyniają się do co najmniej lokalnego wzrostu koncentracji par metalu, gazu i cząstek naładowanych. Stan początkowy (to jest w chwili prądu łuku) koncentracji tych cząstek i stan termiczny styków są wtedy niewystarczające do spowodowania zapłonu wyładowania podczas pierwszego narastania napięcia powrotnego. Do procesów połukowych mogących przyczynić się do opóźnionego zapłonu należy zaliczyć:

- emisję elektronową o dostatecznie dużej gęstości i wartości prądu z katody połukowej zwłaszcza, gdy w wyniku odbywających się procesów na powierzchni styku następują chwilowe wzrosty jej zdolności emisyjnych. (Zmienność warunków emisyjnych następuje w wyniku topienia i eksplozji mikroostrzy, odrywania mikroostrzy z powierzchni styku, padania makrocząstek na styki, odkrywanie miejsc o niższej pracy wyjścia i zawierających wtrąciny izolacyjne) [7,8],
- odrywanie makrocząstek z powierzchni styków i ich przelot do przeciwnej elektrody pod wpływem przyłożonego napięcia [7,9,10],
- nagrzewanie makrocząstek w przestrzeni międzystykowej przez bombardowanie ich cząstkami naładowanymi [9],
- parowanie mikroostrzy i makroczastek nagrzewanych przez prądy emisyjne w okresie połukowym,
- jonizacja cząstek neutralnych wyparowanych, rozpylonych i desorbowanych z powierzchni styków oraz makrocząstek,
- desorpcja gazu z powierzchni styków i osłon pod wpływem bombardowania ich przez cząstki naładowane,
- emisje wtórne z powierzchni styków i makrocząstek bombardowanych cząstkami naładowanymi [10].

Wystąpienie opóźnionego zapłonu staje się bardziej prawdopodobne jeśli wystąpi koincydencja wymienionych procesów, a część z nich rozwinie się z odpowiednio dużą intensywnością. Opóźnione zapłony mają zatem charakter losowy.

Szczególnie duże znaczenie przy inicjowaniu opóźnionego zapłonu mają makrocząstki oderwane ze styków i osłon pod wpływem przyłożonego napięcia powrotnego. Odrywanie makrocząstek (mikroostrzy) z zimnych powierzchni styków wymaga wytworzenia dużych naprężeń rozrywających, odpowiadających granicy plastyczności materiału stykowego. Te graniczne naprężenia maleją ze wzrostem temperatury mikroostrzy. W przerwie połukowej nagrzewanie mikroostrzy jest powodowanie przez przepływ prądu emisyjnego i bombardowanie ich przez cząstki naładowane znajdujące się w przerwie stykowej. Bardziej intensywne nagrzewanie mikroostrzy wystąpi jeśli są one w słabym kontakcie cieplnym ze swoim podłożem.

Oderwana makrocząstka ze styku może skuteczniej przyczynić się do inicjowania przeskoku jeśli nastąpi istotny wzrost jej energii cieplnej i kinetycznej podczas przelotu przez przerwę stykową. W zależności od rodzaju elektrody, z której odrywana jest mikrocząstka możemy wyróżnić katodowy i anodowy mechanizm przeskoku.

Mechanizm katodowy wyróżnia nagrzewanie i ładowanie makrocząstki anodowej, gdy porusza się ona w stronę katody wzdłuż osi strumienia elektronów emitowanych z mikroostrza katodowego. Nagrzewana makrocząstka paruje, a wyparowane atomy są jonizowane przez elektrony emitowane z katody i przez elektrony wtórne z powierzchni makrocząstki. Jony dodatnie wytworzone w pobliżu makrocząstki bombardują jej powierzchnię, przekazując swoją energię. Zderzenie między makrocząstką, mającą wysoką energię cieplną i kinetyczną, a katodą powoduje powstanie nowej mikrogeometrii powierzchni styku w miejscu uderzenia. Może to przyczynić się do wytworzenia lokalnie lepszych warunków emisyjnych na katodzie. W efekcie zderzenia może dojść także do rozbryzgu makrocząstki jeśli znajdowała się ona co najmniej częściowo w stanie ciekłym. Te procesy intensyfikują rozwój plazmy w pobliżu katody.

W mechanizmie anodowym, podobnie jak w mechanizmie katodowym, zakłada się ruch makrocząstki wzdłuż gęstego strumienia elektronów z katody. Makrocząstka oderwana od katody, poruszająca się w stronę anody jest nagrzewana i ładowana elektronami emitowanymi z katody. Dzięki temu następuje wzrost jej energii cieplnej i kinetycznej. Jeśli parująca makrocząstka zbliża się do elementu anody nagrzanego przez strumień

elektronowy do poziomu zapewniającego intensywne parowanie to rozwój plazmy przyanodowej, a w konsekwencji rozwój przebicia staje się łatwiejszy. Ważną rolę w jonizacji par i gazu w pobliżu anody odgrywa wtórna emisja elektronowa z anody bombardowanej przez elektrony.

Odrywanie mikrocząstek ze styków będzie głównie zachodzić w przedziale czasu kiedy napięcie powrotne ma największe wartości. Siły odrywające oraz prądy emisyjne osiągają wtedy też największe wartości. Moment, w którym makrocząstka uderzy przeciwną elektrodę jest opóźniony (w stosunku do amplitudy napięcia powrotnego) o czas przelotu makrocząstki między stykami.

Opóźniony zapłon może wystąpić także w przypadku gdy dokona się znaczący wzrost ciśnienia gazu wewnątrz komory gaszeniowej, podczas palenia się łuku. Wytworzone ciśnienie gazu odpowiada zwykle górnej części lewej gałęzi krzywej Paschena. Procesy jonizacyjne i powierzchniowe odbywają się wtedy z małą intensywnością. Mogą one jednakże, przy dostatecznie wysokim napięciu, przyczynić się do powstania słabego wyładowania jarzeniowego [11]. Wyładowanie to rozwinie się, a nawet przejdzie do wyładowania zupełnego, jeżeli wystąpi lokalny wzrost ciśnienia gazu i par metalu. Taki efekt może być spodziewany przy katodzie, gdy na przykład jony dodatnie, tworzące odpowiednio gęsty strumień, będą bombardować silnie niejednorodną powierzchnię katody zawierającą zanieczyszczenia organiczne i wtrąciny niemetaliczne.

Opóźnione zapłony pojawiające się w krótkim czasie po osiągnięciu pierwszej wartości szczytowej przez TRV wysokiej częstotliwości mogą być wyjaśnione za pomocą modelu teoretycznego rozwoju przebicia w warstwie ładunku dodatniego niskociśnieniowej plazmy połukowej [12]. Napięcie powrotne odkłada się całkowicie na tej warstwie. Jony wlatujące do warstwy od strony plazmy są przyspieszane w jej polu elektrycznym i osiągają energię odpowiadającą wartości chwilowej napięcia powrotnego. Jony te bombardują powierzchnię katody powodując wtórną emisję elektronową, rozpylanie, desorpcję gazu oraz nagrzewanie. Kryterium przebicia przerwy połukowej w wyniku tych procesów powierzchniowych na katodzie połukowej ma postać [12]:

$$\bar{\gamma}_c \cdot \bar{S}_r \cdot \bar{\sigma}_e \cdot \bar{\Gamma}_{ip} \cdot t \geq D \qquad (1)$$

gdzie:

- $\bar{\gamma}_c$ - średnia wartość współczynnika wtórnej emisji elektronów pod wpływem bombardowania jonowego [10],
- $\bar{S}_r$ - średnia wartość współczynnika rozpylania [10],
- $\bar{\sigma}_e$ - średni przekrój czynny na zderzenia jonizacyjne elektron-atom [9],
- t - czas działania strumienia jonów o natężeniu $\bar{\Gamma}_{ip}$,
- D - współczynnik scharakteryzowany szczegółowo w [12].

Z kryterium wynika, ze dla danych wartości $\bar{\gamma}_c$, $\bar{S}_r$ i $\bar{\sigma}_e$, zależnych od rodzaju elektrod i wartości przyłożonego napięcia, wymagany jest odpowiedni czas t przepływu strumienia jonów $\bar{\Gamma}_{ip}$ aby doszło do przebicia przerwy. Iloczyn $\bar{\Gamma}_{ip} \cdot t$ określa więc minimalną dawkę jonową potrzebną do tego celu. Kryterium przebicia jest łatwiej spełniane w przypadku:

- metali elektrodowych mających wysokie wartości $\bar{\gamma}_c$ i $\bar{S}_r$,
- większych gęstości cząstek neutralnych i jonów w przerwie stykowej po zerze prądu łuku,
- dużych gęstości prądów emisji elektronowej z katody,
- większych temperatur początkowych katody połukowej.

Wnioski

Stwierdzono występowanie opóźnionych zapłonów w szerokim zakresie parametrów przerywanego prądu i napięcia powrotnego. Są one bardziej prawdopodobne przy wyższej częstotliwości TRV i przerywanego prądu.

Wykazano wpływ rodzaju i parametrów wcześniejszych operacji łączeniowych, wykonanych przez komorę gaszeniową, na prawdopodobieństwo opóźnionych zapłonów.

Wartości napięć opóźnionych zapłonów typu A mieściły się w zakresie od około 15% do 90% pierwszej wartości szczytowej TRV; mniejsze napięcia zapłonowe obserwowano przy większej częstotliwości TRV i większej stromości prądu w pobliżu zera.

Przy zastosowanych parametrach przerywanego prądu i TRV opóźnione zapłony obserwowano w zakresie czasu od około 1,5 μs do ponad 200 μs po zerze prądu łuku. Oznacza to, że opóźnione zapłony występowały zarówno w czasie, kiedy plazma pozerowa została tylko częściowo rozproszona oraz kiedy plazma ta uległa już całkowitemu zanikowi.

Opóźnione przeskoki występowały między stykami nieruchomymi jak też między stykami znajdującymi się w stanie drgań po otwarciu komory przez napęd.

Spośród procesów, które mogą przyczynić się do powstania opóźnionych zapłonów należy wyróżnić emisję elektronów z katody oraz odrywanie makrocząstek z miejsc silnie nagrzewanych przez prąd emisyjny.

LITERATURA

[1] Bernauer C., Kny E., Rieder W., Restrikes in vacuum circuit breakers within nine seconds after current interruption, *Proc. XIVth Int. Symp. Disch. Electr. Insul. Vacuum (DEIV)*, Santa Fe (USA), (1990), pp. 512-516

[2] Plater F., Rieder W., Long Time Dielectric Behaviour of Cu/Cr Contacts in Vacuum Interrupters, *Proc. XIVth Int. Symp. DEIV*, Santa Fe (USA), (1990), pp. 507-511

[3] Wagner H., Fröhlich K., Grill R., Late Restrike Behaviour of Vacuum Interrupter Gaps after Short Circuit Current Interruption, *Proc. Seventh Int. Conf. Switching Arc Phenomena*, Part I, Łódź, (1993)

[4] Schellekens H., Olive S., Pasqualini C., Nature of late breakdown in VI's after short circuit interruption, *Proc. XXI th Int. Symp. DEIV*, Yalta, Crimea, (2004), pp. 454-457.

[5] Anders S., Jüttner B., Lindmayer M., Pursch H.,Vacuum Breakdown with Microsecond Delay Time, *Proc. XVth Inter. Symp. DEIV*, Darmstadt (Germany), (1992), pp. 25-29

[6] Leusenkamp M.B.J., Non-sustained disruptive discharges in vacuum interruptors, *Proc. XIX th Int. Symp. DEIV,* Xi'an (China), (2000), pp. 495 – 498.

[7] Latham R.V.: High Voltage Vacuum Insulation, *Academic Press*, London, UK, (1981)

[8] Załucki Z., Prądy przedprzeskokowe w przerwie stykowej po rozerwaniu spoin powstałych podczas załączania prądu w próżni, Przegląd Elektrotechniczny, Konferencje, Rok 2, (2004), pp. 251 - 254

[9] Davies D.K., Biondi M.A., Mechanism of dc Electrical Breakdown between Extended Electrodes in Vacuum, *Jour. Applied Physics*, Vol. 42, No. 8, (1971), pp. 3089-3107

[10] Podstawy wyładowań i wytrzymałość elektryczna w próżni. Praca zbiorowa pod red. Cz. Królikowskiego, PWN, Warszawa – Poznań, (1983)

[11] Załucki Z. A Review of Vacuum Arc Recovery Phenomena, *Proc. Seventh Int. Conf. Switching Arc Phenomena*, Part II, Łódź (1993), pp. 46-62

[12] Załucki Z., Kutzner J. Initiation of Electrical Breakdown by Ionic Bombardment in a Vacuum Gap After Arc Extinction, *IEEE Trans. on PS*, Vol. PS-13, No. 5, (1985), pp. 315-320.

Autor: *dr hab. inż. Zdzisław Załucki, Państwowa Wyższa Szkoła Zawodowa w Lesznie, Instytut Politechniczny, ul. Mickiewicza 5, 64-100 Leszno*

Maciej ZDANOWSKI

Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki

Wpływ składu mieszaniny cieczy izolacyjnych na parametry modelu elektryzacji w układzie wirującej tarczy

Streszczenie. *W artykule przedstawiono analizę wpływu zmiennego składu mieszanin ciekłych dielektryków na parametry modelu elektryzacji w układzie wirującej tarczy, opisującego zjawiska zachodzące w podwójnej warstwie elektrycznej, tworzącej się podczas przepływu cieczy izolacyjnych. Do badań zaproponowano toluen i heksan, węglowodory charakteryzujące się prostą budową chemiczną i wysoką czystością (pro analysi), których właściwości fizykochemiczne są dobrze znane.*

Abstract. *The paper presents the analysis of the influence of the changing composition of liquid dielectric mixtures on the electrification model parameters in the spinning disk system, describing phenomena taking place in the double electrical layer that is formed during the insulation liquid flow. Toluene and hexane, hydrocarbons characteristic of a simple chemical constitution and high purity (pro analysi), physicochemical properties of which are well-known, have been suggested for the research purposes.* ***(The influence of the insulation liquid mixture composition on the electrification model parameters in the spinning disk system)****.*

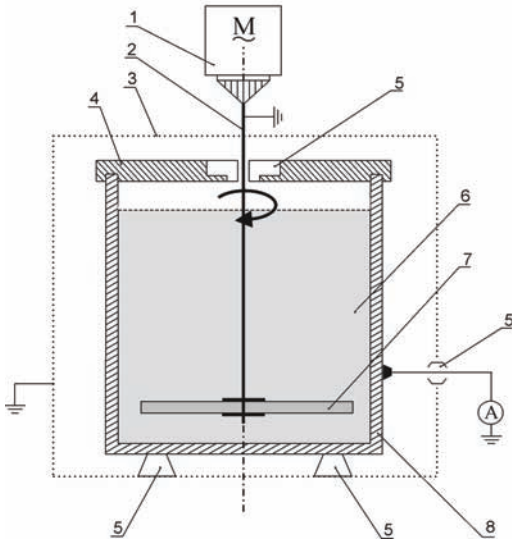
Słowa kluczowe: elektryzacja cieczy, transformator, czysty węglowodór.
Keywords: electrification of liquid, power transformer, pure hydrocarbon.

Wstęp

Zjawisko elektryzacji statycznej powstaje na powierzchni granicznej rozdzielającej fazę stałą i ciekłą. Wskutek wzajemnego przemieszczania się tych faz, w pobliżu warstwy rozdzielającej generowany jest ładunek elektrostatyczny [1]. Nadmierne nagromadzenie się tego ładunku może powodować powstanie różnego rodzaju zagrożeń. W przemyśle chemicznym i petrochemicznym związane to jest z niebezpieczeństwem pożarowym, powstającym przy przepływie elektryzujących się cieczy. W przemyśle energetycznym zagrożenie wynika z wykorzystywania podatnych na elektryzację cieczy dielektrycznych. Przykładem mogą być transformatory energetyczne, w których stosuje się oleje jako ciecz izolująco-chłodzącą. Ze względu na małą konduktywność oleju i izolacji papierowej, czas relaksacji ładunków w takim układzie jest stosunkowo długi. Sprzyja to gromadzeniu się ładunków elektrycznych, a następnie powstawaniu dodatkowego pola elektrycznego, które nakłada się na pole przemienne pracującego transformatora. Zjawisko to może prowadzić do przekroczenia dopuszczalnych poziomów naprężeń elektrycznych izolacji, a w konsekwencji do inicjacji wyładowań niezupełnych, mogących doprowadzić do trwałego uszkodzenia izolacji stałej transformatora [2]. W początkowym okresie badań, pomiary wykonywano w rzeczywistych układach z transformatorem podlegającym próbom, w którym analizowano szereg parametrów (prędkość przepływu, konduktywność, stratność i inne) w celu określenia związku między ich wartościami, a gęstością generowanego ładunku elektrostatycznego [3]. Aspekt ekonomiczny spowodował, że ograniczono badania na rzeczywistych układach, a główny kierunek przeniesiono na duże układy modelowe. Zaleta badań modelowych polegała na łatwej zmianie parametrów przepływu, rodzaju oleju i fazy stałej. Pozwalało to na uzyskanie szerokiego zasobu informacji o zachodzącym zjawisku [4]. Kolejnym krokiem było wprowadzenie do badań małych układów laboratoryjnych. Wymienić tu można takie rozwiązania jak: układ przepływowy [5] oraz minitester Oommena [6], układ wirujących walców Couette'a [7] oraz układ wirującej w cieczy tarczy [8]. Złożoność procesów zachodzących podczas elektryzacji w tak skomplikowanej fizykochemicznie cieczy, jaką jest mineralny olej transformatorowy, doprowadziła do dużej rozbieżności otrzymywanych wyników badań, co zasygnalizowano na CIGRE w 1994 roku [9]. Konsekwencją tego było zapoczątkowanie i ukierunkowanie badań w stronę prostych cieczy, czystych węglowodorów oraz ich mieszanin, wchodzących w skład mineralnego oleju transformatorowego [10-12]. Celem badań jest określenie wpływu szeregu czynników decydujących o własnościach elektrostatycznych wybranych mieszanin węglowodorowych. Należą do nich, zarówno parametry hydrodynamiczne, jak i własności fizykochemiczne i elektryczne, wywołane zmianą zawartości poszczególnych składników w mieszaninie. Stąd też dobrano takie węglowodory, które różnią się budową i własnościami chemicznymi. Taki dobór obiektów badawczych pozwolił na uzyskanie szeregu mieszanin, które charakteryzowały się różną tendencją do elektryzacji.

Charakterystyka układu wirującej tarczy oraz właściwości cieczy izolacyjnych

Układ z wirującą w cieczy tarczą został zaprojektowany i wykonany w Politechnice Opolskiej [8]. Jego schemat przedstawiono na rysunku 1.



Rys.1. Schemat układu z wirującą w cieczy tarczą do badań elektryzacji cieczy izolacyjnych: 1 – silnik napędowy, 2 – uziemiony trzpień obrotowy, 3 – klatka Faradaya, 4 – pokrywa, 5 – izolator, 6 – ciecz, 7 – tarcza, 8 – naczynie pomiarowe

Układ składa się z naczynia pomiarowego wypełnionego cieczą, umieszczonego na izolatorze teflonowym. W cieczy

zanurzona jest tarcza napędzana silnikiem o regulowanej prędkości obrotowej. Całość umieszczona jest w klatce Faradaya. Prąd elektryzacji mierzony jest za pomocą elektrometru przyłączonego między naczynie pomiarowe a ziemię.Generacja elektryczności statycznej w układzie wirującej w cieczy tarczy zachodzi wskutek rozerwania warstwy podwójnej ładunku na granicy fazy stałej i ciekłej. Wielkość generowanego ładunku q_0 zależy od objętościowej gęstości ładunku q_w, która według modelu Abediana–Sonina jest gęstością ładunku w cieczy przylegającej do powierzchni fazy stałej. O jej wielkości decydują fizykochemiczne właściwości cieczy i fazy stałej. Drugim czynnikiem determinującym generację ładunków elektrostatycznych są warunki hydrodynamiczne. Zależą one od właściwości cieczy oraz prędkości obrotowej tarczy, a także jej wymiarów i wymiarów naczynia [13].

Prąd mierzony w układzie wirującej w cieczy tarczy opisuje wzór:

$$I = \frac{\sigma q_w V}{\varepsilon_r \varepsilon_0 A} + \frac{D_m q_w}{\delta A} S_t - \frac{D_m q_w}{\delta} S_t \tag{1}$$

gdzie:

$$A = \frac{q_w}{q_0} = 1 + \frac{\delta V}{\lambda^2 S} \tag{2}$$

Liczbę Reynoldsa wyznacza się według wzoru:

$$Re = \frac{\omega R_1^2}{\nu} \tag{3}$$

Naprężenia ścinające wyznacza się z zależności:

$$\tau_w \approx 0{,}1 Re^{-0{,}5} \rho (\omega R_1)^2 \tag{4}$$

Grubość podwarstwy laminarnej opisuje zależność:

$$\delta = \frac{11{,}7\nu}{\left(\frac{\nu}{D_m}\right)^{0{,}333} \sqrt{\frac{\tau_w}{\rho}}} \tag{5}$$

Głębokość penetracji ładunku w podwarstwie laminarnej opisuje wzór:

$$\lambda = \sqrt{D_m \tau} \tag{6}$$

Czas relaksacji ładunków dany jest zależnością:

$$\tau = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\sigma} \tag{7}$$

gdzie: S_t, S_n – powierzchnia tarczy i naczynia; S – powierzchnia łączna tarczy i naczynia $(S=S_t+S_n)$; q_w – objętościowa gęstość ładunku na granicy faz; q_0 – objętościowa gęstość ładunku w cieczy; ε_0, ε_r – przenikalność elektryczna próżni oraz względna cieczy; σ – konduktywność cieczy; D_m – współczynnik dyfuzji molekularnej; δ – grubość podwarstwy laminarnej; V – objętość cieczy w naczyniu pomiarowym; R_1, R_2 – promienie tarczy i naczynia; l – wysokość cieczy w naczyniu; ρ – gęstość cieczy; ν – lepkość cieczy; ω – prędkość kątowa.

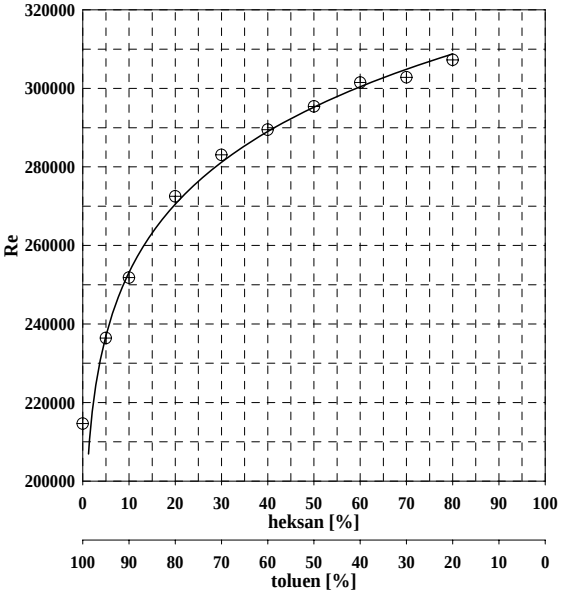
Własności heksanu i toluenu – wybranych do badań prostych węglowodorów – zestawiono w tabeli 1.

Tabela 1. Własności badanych cieczy

Własność, parametr		Wartość	
		Heksan	Toluen
Gęstość (ρ)	[kg/m^3]	659	867
Lepkość (ν)	[m^2/s]	$5{,}45 \cdot 10^{-7}$	$7{,}04 \cdot 10^{-7}$
Przenikalność elektryczna (ε_w)	-	1,73	2,37
Konduktywność (σ)	[Ω^{-1}/m^{-1}]	$1 \cdot 10^{-16}$	$4{,}6 \cdot 10^{-11}$
Współczynnik dyfuzji molekularnej (D_m)	[m^2/s]	$3{,}48 \cdot 10^{-9}$	$1{,}89 \cdot 10^{-9}$

Analiza modelu elektryzacji w układzie wirującej tarczy

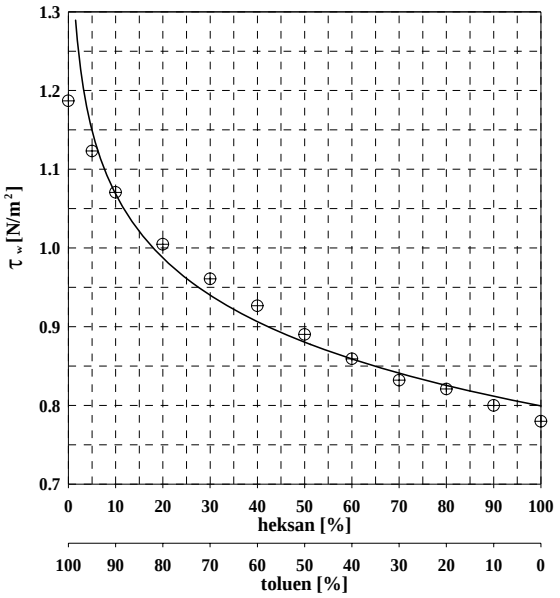
Do symulacji zaproponowano układ pomiarowy z wirującą w cieczy tarczą o następujących parametrach: średnica naczynia - 20 cm, średnica tarczy - 5, 7, 10, 12 cm, prędkość obrotowa n = 100 ÷ 400 obr/min. W obliczeniach oraz wykorzystano zmierzone własności badanych mieszanin cieczy dielektrycznych – heksanu i toluenu. Wskaźnikami, które syntetycznie ujmują wpływ warunków hydrodynamicznych panujących w układzie tarczowym oraz właściwości fizykochemicznych badanych cieczy na zachodzące procesy elektryzacji są liczba Reynoldsa, naprężenia ścinające oraz grubość podwarstwy laminarnej na powierzchni tarczy. Liczba Reynoldsa rośnie nieliniowo wraz ze wzrostem zawartości heksanu w toluenie (rys. 2). Przebieg charakterystyki jest odzwierciedleniem zmieniającej się budowy chemicznej mieszanin, wywołanej głównie lepkością. Analizując matematyczny model elektryzacji statycznej cieczy dielektrycznych można zauważyć, że naprężenia ścinające w głównej mierze zależą od prędkości obrotowej, liczby Reynoldsa oraz gęstości cieczy. Wzrost stężenia heksanu w toluenie wywołuje nieliniowy spadek charakterystyki (rys. 3)



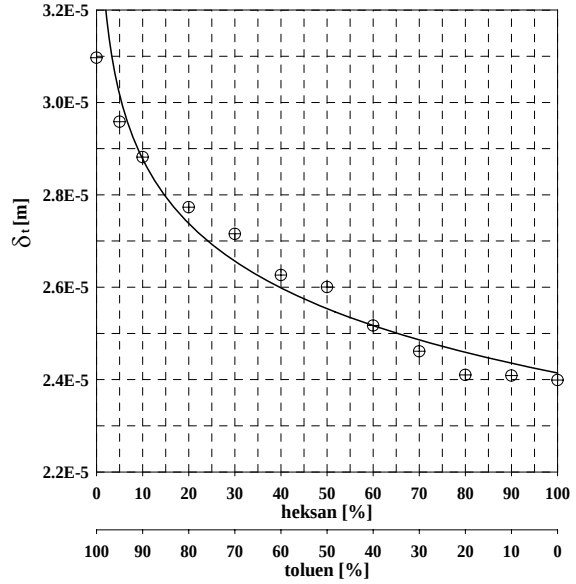
Rys.2. Zależność liczby Reynoldsa od procentowej zawartości heksanu w toluenie przy prędkości obrotowej n = 400 obr/min tarczy o średnicy 12 cm

Grubość podwarstwy laminarnej jest parametrem, który z jednej strony charakteryzuje warunki hydrodynamiczne panujące w układzie pomiarowym, z drugiej zaś jest parametrem decydującym o szybkości dyfuzji ładunków z obszaru międzyfazowego w objętość cieczy. Wpływa więc ona bezpośrednio na generowany prąd ładunków elektrostatycznych. Warstwa ta ma grubość nie przekraczającą kilkudziesięciu mikrometrów i zależy przede

wszystkim od naprężeń ścinających panujących na powierzchni tarczy. Grubość podwarstwy laminarnej maleje w przypadku zwiększającej się domieszki heksanu w toluenie (rys. 4).

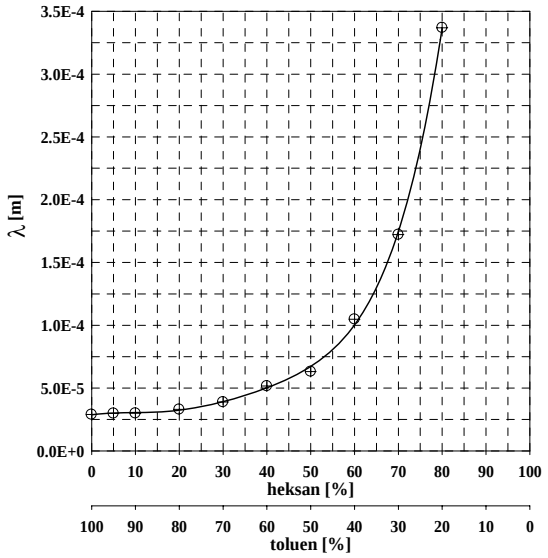


Rys.3. Zależność naprężeń ścinających od procentowej zawartości heksanu w toluenie przy prędkości obrotowej n = 400 obr/min tarczy o średnicy 12 cm



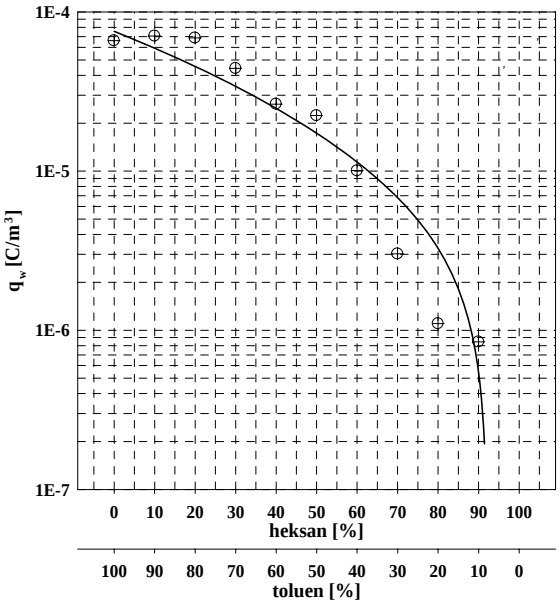
Rys.4. Zależność grubości podwarstwy laminarnej od procentowej zawartości heksanu w toluenie przy prędkości obrotowej n = 400 obr/min tarczy o średnicy 12 cm

Zmienny skład chemiczny badanych mieszanin wpływa również na parametr, którym jest długość Debye'a. Charakteryzuje on głębokość penetracji ładunku w podwarstwie laminarnej. Jego zmianę determinują: przenikalność elektryczna, konduktywność oraz współczynnik dyfuzji molekularnej. Wraz ze zwiększającą się domieszką heksanu w toluenie uwidacznia się gwałtowny, ponad dziesięciokrotny wzrost długości Debye'a, ułatwiający proces dyfuzji ładunku z warstwy przypowierzchniowej w głąb cieczy (rys. 5).



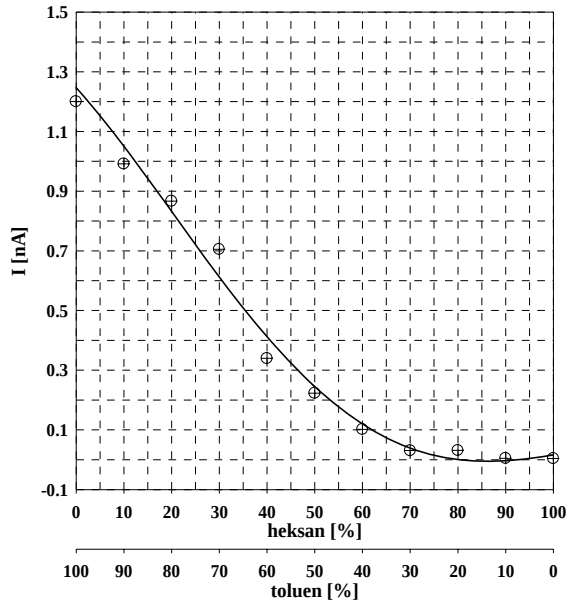
Rys.5. Zależność długości Debye'a od procentowej zawartości heksanu w toluenie przy prędkości obrotowej n = 400 obr/min tarczy o średnicy 12 cm

Wpływ zmiennego składu mieszanin na zjawisko generacji ładunków elektrostatycznych w układzie tarczowym, spowodowany jest przede wszystkim zmianami parametrów opisujących własności fizykochemiczne oraz elektryczne badanych cieczy. Parametry te wpływają silnie na ładunek q_w badanych mieszanin, który zmienia się w bardzo szerokim zakresie (o kilka rzędów), podczas domieszkowania toluenu heksanem (rys. 6).



Rys.6. Zależność objętościowej gęstości ładunku q_w na granicy fazy stałej i ciekłej

Na rysunku 7 zilustrowano zależność prądu elektryzacji od procentowego stężenia heksanu w toluenie. Zależność ta jest silna. Już przy niewielkim stężeniu heksanu w toluenie, obserwuje się gwałtowny spadek prądu elektryzacji. Dalsze domieszkowanie toluenu tym węglowodorem sprawia, że już powyżej 70% jego zawartości prąd elektryzacji kształtuje się na poziomie pA. Ta charakterystyka teoretyczna potwierdzona została eksperymentalnie. Wyniki badań przedstawiono między innymi w pracy [14].



Rys.7. Zależność obliczonego prądu elektryzacji od procentowej zawartości heksanu w toluenie przy prędkości obrotowej n = 400 obr/min tarczy o średnicy 12 cm

Podsumowanie

Generacja elektryczności statycznej w układzie tarczowym zachodzi wskutek rozerwania warstwy ładunku na granicy fazy stałej i ciekłej. Wielkość generowanego ładunku zależy od objętościowej gęstości ładunku q_w, która według modelu Abediana-Sonina jest gęstością ładunku w cieczy przylegającej do powierzchni fazy stałej. O jej wielkości decydują elektrochemiczne właściwości cieczy i fazy stałej. W artykule analizowano wpływu zmiennego składu chemicznego mieszanin cieczy izolacyjnych na zachowanie się parametrów modelu elektryzacji statycznej w układzie tarczowym. Przeprowadzone badania dowodzą, że zmieniający się skład mieszaniny oddziałuje silnie na takie parametry jak: liczba Reynoldsa, grubość podwarstwy laminarnej, naprężenia ścinające, długość Debye'a, objętościową gęstość ładunku q_w, a w konsekwencji na zmianę prądu elektryzacji.

LITERATURA

[1] Crofts D. W., The static electrification phenomena in power transformers, *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, Claymont, Delaware, (1986), 222-236

[2] Higaki M., Miyao H., Endou K., Othani H.. A calculation of potential distribution caused by static electrification owing to oil flow in a oil-paper insulation system and it's application to partial discharge phenomena in oil, *IEEE PAS*, Vol. PAS-98, No. 4, (1979), 1275

[3] Tagaki T., Murata H. et al, Reliability improvement of 500kV large capacity power transformer, *CIGRE Paper*, (1978), 12-02

[4] Krause Ch., Moser H.P., Praxl G., Spandonis G., Stonitsch R., Electrostatic Charging in Large Models of Power transformer Cooling Ducts, *CIGRE, Session JWG12/15.13 TF-01*, Paris (1992)

[5] Klinkenberg A., Van Der Minne I.L., Electrostatics in the Petroleum Industry, *Elsewier*, (1958)

[6] Oommen T. V., Petrie E. M., Electrostatic charging tendency of transformer oils, *IEEE PAS-103*, No. 7, (1984), 1923-1931

[7] Kędzia J., Measurement of the electrification of Liquids in the rotating cylinder system, *J. Electrostatics*, 20, (1988), 305-312

[8] Kędzia J., Willner B., Electrification current in the spinning disk system, *IEEE Trans. on Dielectr. and Electr. Insul.*, vol. 1, No. 1, (1994), 58 -62

[9] Praxl G., Lemesch G., Static Electrification in Power Transformers, *Report by JWG 12/15.13 Task Force 01, CIGRE WG 15.01*, Boston, (1997)

[10] Alkafeef S., Gochin R.J., Smith A.L., The effect of double layer overlap on measured streaming currents for toluene flowing through sandstone cores, *Colloids and Surfaces, A: Physicochemical and Engineering Aspects* 195 (2001) 77–80

[11] Zdanowski M., Porównanie własności elektrostatycznych oleju elektroizolacyjnego i toluenu w układzie wirującej tarczy, *ZN Politechniki Opolskiej, Elektryka* (2004), 63-68

[12] Zdanowski M., Kędzia J., Zmarzły D., The influence of chemical constitution on the tendency to electrification of liquid hydrocarbons, *International Conference on Advances in Processing, Testing and Application of Dielectric Materials*, Wrocław, 15-17 IX, (2004), 248-251

[13] Abedian B., Sonin A.A., Theory for electric charging in turbulent pipe flow, *J. Fluid Mech.*, Vol. 120, (1981), 199

[14] Zdanowski M., Kędzia J., Badanie tendencji do elektryzacji wybranych mieszanin ciekłych węglowodorów, *Przegląd Elektrotechniczny - konferencje*, v.2, (1/2004)

[15]

Autorzy: *dr inż. Maciej Zdanowski, Politechnika Opolska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole, E-mail: mzdano@po.opole.pl;*

Maciej ZDANOWSKI, Stefan WOLNY, Dariusz ZMARZŁY

Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki

Metody wyznaczania objętościowej gęstości ładunku q_w na granicy fazy stałej i ciekłej

Streszczenie. *W artykule przedstawiono wyniki badań elektryzacji oleju izolacyjnego w układzie wirującej tarczy, prowadząc pomiary metodą prądową i napięciową. Wyniki porównano poprzez wprowadzenie modeli fizycznych opisujących proces elektryzacji w obu metodach i obliczenie uniwersalnego wskaźnika Abediana-Sonina (objętościowej gęstości ładunku q_w).*

Abstract. *The paper presents the research results of the insulation oil electrification in the spinning disk system obtained by taking the measurement using the current and the voltage methods. The results were compared through introducing physical models describing the process of electrification in both methods and calculating a universal Abedian-Sonin index (of volume density of charge q_w).* ***(Methods of determining volume density of charge q_w on the border of the solid and the liquid phases).***

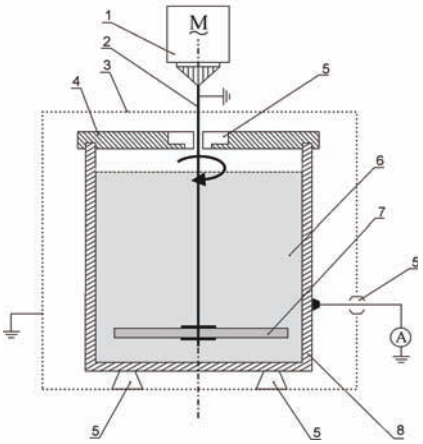
Słowa kluczowe: elektryzacja cieczy, transformator, olej izolacyjny.
Keywords: electrification of liquid, power transformer, insulating oil.

Wstęp

Badanie procesu elektryzacji statycznej jest ważne ze względu na zagrożenia, jakie niesie to zjawisko. W szczególności bada się powstawanie elektryzacji przy przepływie cieczy dielektrycznych. Ciecze te wykorzystywane są jako materiał izolujący i medium chłodzące w przemyśle energetycznym. Przykładem mogą być transformatory, w których olej przepływa przez uzwojenia. Wskutek ruchu fazy ciekłej względem fazy stałej wytwarza się ładunek elektrostatyczny, który w pewnych warunkach może doprowadzić do uszkodzenia izolacji. Również w przemyśle chemicznym i petrochemicznym, istnieje niebezpieczeństwo powstania pożaru, na skutek generowania ładunku elektrostatycznego przy przepływie cieczy w rurociągu [1]. Badania zjawiska elektryzacji prowadzi się za pomocą układów pomiarowych różnych typów. Są to duże układy wykorzystujące transformatory energetyczne [2], bądź układy laboratoryjne – przepływowe [3] oraz wirujące [4]. Kolejną grupę małych układów stosowanych zarówno do badań laboratoryjnych, jak i diagnostycznych stanowią czujnik gęstości objętościowej ładunku, skonstruowany w MIT tzw. ACS (Absolute Charge Sensor) [5] oraz układ z podwójną komorą Nelsona [6]. Wielkością mierzoną, reprezentującą zmiany ładunku elektrostatycznego jest prąd elektryzacji. W układzie wirującym dokonuje się pomiarów prądu, a następnie analizuje się wpływ różnych czynników na jego wartość. Zmiennymi parametrami są zarówno elementy wpływające na hydrodynamikę cieczy (prędkość obrotowa, kształt i średnica tarczy) jak i własności związane z przepływającą cieczą (zmiany wywołane procesem starzeniowym, zawartość wody, obecność inhibitorów, temperatura i inne).

Układ pomiarowy i właściwości oleju izolacyjnego

Na rysunku 1 przedstawiono schemat układu pomiarowego do badań elektryzacji cieczy izolacyjnych. Układ pomiarowy zbudowany został w oparciu o naczynie pomiarowe, w którym istnieje możliwość montażu tarcz o różnych średnicach oraz zanurzania ich w badanej cieczy na różną głębokość. Właściwości oleju izolacyjnego i parametry układu pomiarowego przedstawiono w tabeli 1. Funkcjonowanie układu opiera się na ruchu obrotowym tarczy, napędzanej silnikiem elektrycznym o regulowanej prędkości obrotowej za pomocą regulatora napięcia. Pomiar prędkości obrotowej tarczy wykonywany był cyfrowym miernikiem, wyposażonym w bezstykowy czujnik obrotów. Naczynie pomiarowe umieszczone zostało na izolatorze teflonowym, hermetycznie zamknięte pokrywą wyposażoną w izolator. Całość układu umieszczono w klatce Faradaya celem ochrony od zewnętrznych pól elektrostatycznych.



Rys. 1. Schemat układu z wirującą w cieczy tarczą do badań elektryzacji cieczy izolacyjnych: 1 – silnik napędowy, 2 – uziemiony trzpień obrotowy, 3 – klatka Faradaya, 4 – pokrywa, 5 – izolator, 6 – ciecz, 7 – tarcza, 8 – naczynie pomiarowe

Tabela 1. Własności oleju izolacyjnego i parametry układu pomiarowego

Własność, parametr	Wartość	
Gęstość (ρ)	[kg/m^3]	874
Lepkość (ν)	[m^2/s]	$2{,}38 \cdot 10^{-5}$
Współczynnik dyfuzji molekularnej (D_m)	[m^2/s]	$2{,}4 \cdot 10^{-11}$
Przenikalność elektryczna (ε_w)	-	2,32
Konduktywność (σ)	[S/m]	$3{,}3 \cdot 10^{-13}$
Średnica naczynia pomiarowego (d)	[cm]	10
Średnica tarczy (d)	[cm]	6

Charakterystyka modeli elektryzacji w układzie tarczowym

Proces elektryzacji cieczy rozpoczyna się w chwili wprowadzenia tarczy w ruch obrotowy. Istniejący wskutek selektywnej adsorpcji jonów na granicy faz (tarcza-ciecz), ładunek o gęstości q_w zaczyna być rozprowadzany w całej objętości cieczy. Przy ustalonej prędkości tarczy następuje wzrost gęstości ładunku w cieczy od zera do wartości q_0. Wielkość ustalona gęstości ładunku q_0, według modelu Abediana-Sonina, zależy od elektrochemicznych właściwości powierzchni międzyfazowej (charakteryzowanej gęstością ładunku q_w) oraz od warunków hydrodynamicznych ruchu cieczy (zależnych od prędkości obrotowej i średnicy tarczy), które są odpowiedzialne za

wprowadzanie ładunku do objętości cieczy. Wielkość gęstości ładunku q_0 wyznacza poziom elektryzacji cieczy w danych warunkach. Jej miarą jest prąd ładunków przepływających przez pikoamperomierz podłączony do naczynia pomiarowego. Ponieważ proces generacji ładunków elektrostatycznych zachodzi ciągle przy ruchu obrotowym tarczy, mierzony prąd osiąga wartość ustaloną. Alternatywną metodą jest metoda napięciowa. Wprowadzony ruchem obrotowym sumaryczny ładunek q_0 indukuje w naczyniu pomiarowym, podobnie jak w klatce Faradaya, potencjał ładujący pojemność doziemną C. Mierząc napięcie oraz znając pojemność i objętość cieczy w naczyniu pomiarowym możemy oszacować wypadkową gęstość ładunku q_0. Fizyczny model opisujący proces elektryzacji przy pomiarze prądowym został opisany w pracy [7]. Mierzony prąd elektryzacji związany jest parametrami elektrochemicznymi i hydrodynamicznymi w następujący sposób:

$$I = \frac{\sigma q_w V}{\varepsilon_r \varepsilon_0 A} + \frac{D_m q_w}{\delta A} S_t - \frac{D_m q_w}{\delta} S_t \tag{1}$$

gdzie:

$$A = \frac{q_w}{q_0} = 1 + \frac{\delta V}{\lambda^2 S} \tag{2}$$

Liczbę Reynoldsa wyznacza się według wzoru:

$$Re = \frac{\omega R_1^2}{\nu} \tag{3}$$

Naprężenia ścinające wyznacza się z zależności:

$$\tau_w \approx 0{,}1 Re^{-0{,}5} \rho (\omega R_1)^2 \tag{4}$$

Grubość podwarstwy laminarnej opisuje zależność:

$$\delta = \frac{11{,}7\nu}{\left(\frac{\nu}{D_m}\right)^{0{,}333} \sqrt{\frac{\tau_w}{\rho}}} \tag{5}$$

Głębokość penetracji ładunku w podwarstwie laminarnej opisuje wzór:

$$\lambda = \sqrt{D_m \tau} \tag{6}$$

Czas relaksacji ładunków dany jest zależnością:

$$\tau = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\sigma} \tag{7}$$

gdzie: S_t, S_n – powierzchnia tarczy i naczynia; q_w – objętościowa gęstość ładunku na granicy faz; q_0 – objętościowa gęstość ładunku w cieczy; ε_0, ε_r – przenikalność elektryczna próżni oraz względna cieczy; σ – konduktywność cieczy; D_m – współczynnik dyfuzji molekularnej; δ – grubość podwarstwy laminarnej; V – objętość cieczy w naczyniu pomiarowym; $S = S_t + Sn$ sumaryczna powierzchnia tarczy i naczynia; R_1, R_2 – promienie tarczy i naczynia; l – wysokość cieczy w naczyniu; ρ – gęstość cieczy; ν – lepkość cieczy; ω – prędkość kątowa tarczy.

Model opisujący proces elektryzacji przy pomiarze napięciowym można w stanie ustalonym przedstawić następująco:

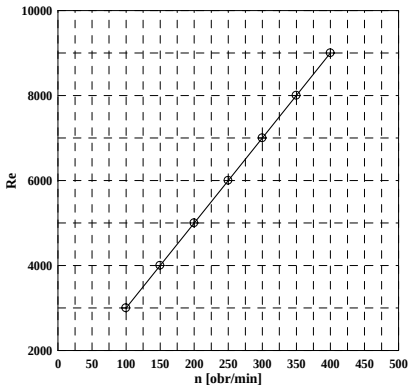
$$U = \frac{V \cdot q_w}{C \cdot A} \tag{8}$$

gdzie:C – pojemność naczynia pomiarowego względem ziemi.

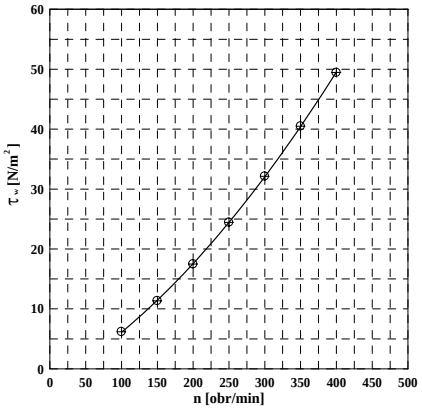
Można zauważyć, że w obu modelach (1) i (8) występuje gęstość objętościowa ładunku na granicy faz q_w, spełniająca rolę elektrochemicznego wskaźnika materiałowego charakteryzującego proces elektryzacji. Wielkość ta umożliwia zatem porównanie obu modeli i uzyskanych wyników pomiarów elektryzacji cieczy metodą prądową i napięciową.

Analiza wyników badań

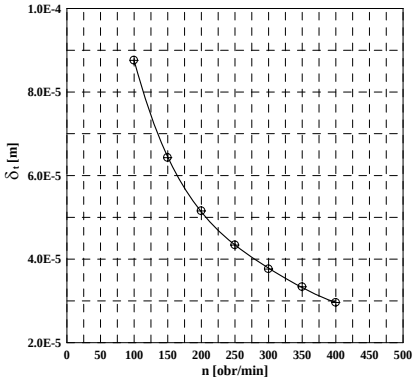
Zmianę warunków hydrodynamicznych wymuszono poprzez zmianę prędkości obrotowej tarczy o średnicy 6 cm w zakresie 100 do 400 obr/min. Parametrami charakteryzującymi ich zmianę są liczba Reynoldsa, naprężenia ścinające i grubość podwarstwy laminarnej (rys. 2 – 4).



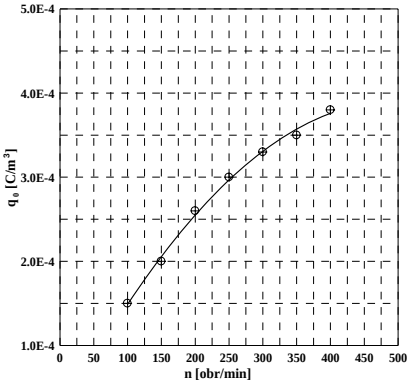
Rys.2. Zależność liczby Reynoldsa od prędkości obrotowej tarczy o średnicy 6 cm



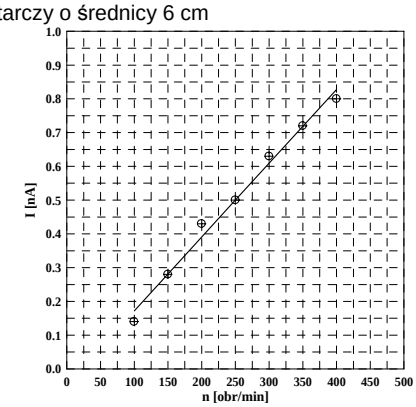
Rys.3. Zależność naprężeń ścinających od prędkości obrotowej tarczy o średnicy 6 cm



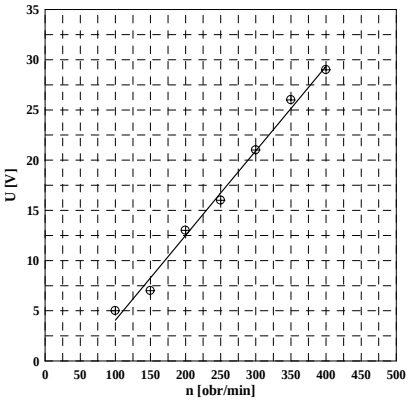
Rys.4. Zależność grubości podwarstwy laminarnej od prędkości obrotowej tarczy o średnicy 6 cm



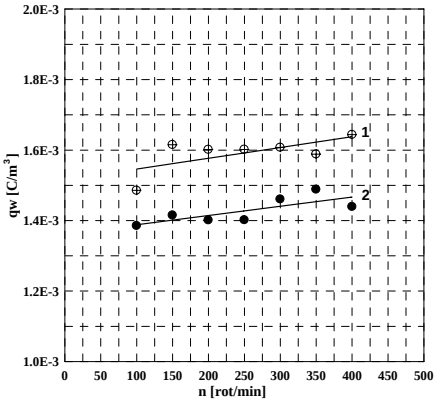
Rys.5. Zależność objętościowej gęstości ładunku q_0 od prędkości obrotowej tarczy o średnicy 6 cm



Rys.6. Zależność prądu elektryzacji od prędkości obrotowej tarczy o średnicy 6 cm



Rys.7. Zależność napięcia elektryzacji od prędkości obrotowej tarczy o średnicy 6 cm



Rys.8. Zależność ładunku q_w od prędkości obrotowej tarczy o średnicy 6 cm, 1 – metoda prądowa, 2 – metoda napięciowa

Zmiana tych parametrów powoduje zmianę wielkości wprowadzanego w objętość cieczy ładunku q_0 (rys. 5). Bezpośrednia konsekwencją wprowadzania ładunku q_0, a więc elektryzacji cieczy jest przy pomiarze prądowym możliwość obserwacji przedstawionej na rysunku 6 charakterystyki I = f(n) oraz przy pomiarze napięciowym charakterystyki U = f(n) (rys.7). Poprzez wprowadzone modele możemy porównać obliczone z charakterystyk wartości q_w (rys. 8). Widoczne jest podobieństwo w przebiegu charakterystyk, jak również systematyczne przesunięcie charakterystyki otrzymanej metodą napięciową. Może to być spowodowane niedokładnością modelu lub błędem systematycznym pomiaru.

Podsumowanie

W artykule przedstawiono wyniki badań, które miały na celu porównanie metody napięciowej i prądowej pomiaru elektryzacji statycznej oleju izolacyjnego. Prezentowana analiza potwierdziła przydatność pomiaru napięciowego i zaproponowanego modelu do określania objętościowej gęstości ładunku na granicy fazy stałej i ciekłej, charakteryzującej elektryzację cieczy w układzie wirującej w cieczy tarczy. Należy zaznaczyć, że pomiar prądu elektryzacji w warunkach laboratoryjnych jest prowadzony na poziomie pikoamperów, co może stwarzać problemy przy eliminacji zakłóceń oraz wpływu innych zjawisk fizykochemicznych. Metoda napięciowa ma natomiast charakter uśredniający, poziom obserwowanych napięć jest stosunkowo wysoki (dziesiątki woltów), co eliminuje wymienione utrudnienia pomiarowe.

LITERATURA

[1] Crofts D. W., The static electrification phenomena in power transformers, Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, Claymont, Delaware, (1986), 222-236

[2] Higaki M., Kako Y., Moriyama M., Hirano M., Kurita K., Static electrification and partial discharges caused by oil flow in forced oil cooled core type transformers. *IEEE Trans*. PAS, 98, 4, (1979), 1259-1267

[3] Klinkenberg A., Van Der Minne I.L., Electrostatics in the Petroleum Industry. *Elsewier*, (1958)

[4] Kędzia J., Measurement of the electrification of liquids in the rotating cylinder system. *J. Electrostatics*, 20, (1988), 305-312

[5] Morin A. J., Melcher J. R. and Zahn M., An Absolute Charge Sensor for Fluid Electrification Measurements. *IEEE Trans. on Elect. Ins.*, Vol. 26, No. 2, (1991), 181-199

[6] Nelson J.K., Lee M.J., Tandem-chamber Charge Density Monitor. *IEEE Trans. on Elect. Ins.*, Vol. 25, No. 2, (1990), 399-404

[7] Kędzia J., Willner B., Electrification current in the spinning disk system, *IEEE Trans. on Dielectr. and Electr. Insul.*, vol. 1, No. 1, (1994), 58 -62

Autorzy: *dr inż. Maciej Zdanowski, Politechnika Opolska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole, E-mail: mzdano@po.opole.pl; dr inż. Stefan Wolny Politechnika Opolska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole, E-mail: swolen@po.opole.pl; dr inż. Dariusz Zmarzły, Politechnika Opolska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole, E-mail: dariusz@zmarzly.com;*

Tomasz ZDZIARSKI

Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, Katedra Wysokich Napięć i Aparatów Elektrycznych

Oddziaływanie bezpośredniego wyładowania piorunowego w linię elektroenergetyczną na parametry sygnałów wysokiej częstotliwości przesyłanych liniami elektroenergetycznymi

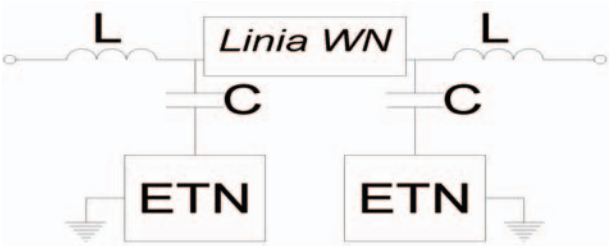
Streszczenie. *W pracy przedstawiono model łańcuchowy linii 110 kV, z uwzględnieniem wszelkich możliwych sprzężeń oraz nieliniowych charakterystyk izolatorów. Model jest między innymi przeznaczony do badania rozprzestrzeniania się w linii elektroenergetycznej, np. zaburzenia piorunowego lub łączeniowego i analizy wpływu takiego zaburzenia na, np. parametry sygnału wysokiej częstotliwości (w.cz.) przesyłanego tą linią.*

Abstract*. The paper shows catenary model of 110 kV line, with regard the all possible of couplings and non-linear characteristics of insulators. Model can be use to research of expansion in the transmission line e.g. of disturbance of lightning or switching, and of analysis of influence such disturbance on, e.g. parameters of high frequency signal (H.F.) which is transmit in the line.* ***(Influence of transmission line parameters on change of lightning signal which propagate in this line****).*

Słowa kluczowe: model łańcuchowy linii 110kV, wyładowanie piorunowe, analiza sygnałów, transmisja w.cz.
Keywords: catenary model of 110kV line, lightning discharge, signal analysis, transmission of high frequency

Wstęp

Od kilkudziesięciu lat znana jest w Polsce i na świecie technika przesyłania sygnałów teleinformatycznych, telemetrycznych, teletechnicznych, telegrafii oraz rozmów telefonicznych przy wykorzystaniu elektroenergetycznych linii przesyłowych. Sygnałem nośnym jest odpowiednio zmodulowane napięcie (lub prąd) wysokiej częstotliwości (w.cz.) nałożone na napięcie o częstotliwości 50 lub 60 Hz. Pomimo rozwoju alternatywnego systemu transmisji sygnałów informatycznych, bazującego na torach światłowodowych, podwieszanych do przewodów linii lub będących integralnym elementem linki odgromowej, są nadal wykorzystywane łącza w.cz. Najczęściej w Polsce jest stosowany system określany skrótem ETN (elektroenergetyczna telefonia nośna). ETN pracuje w przedziale częstotliwości 40÷450 kHz [1]. Na rysunku 1 przedstawiono uproszczony schemat ideowy łącza ETN.



Rys.1. Schemat ideowy łącza ETN

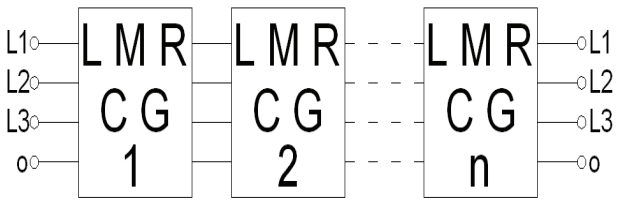
Sygnały ETN, ze względu na sposób ich kształtowania i transmisji są podatne na zakłócenia. Można w ogólności mówić o dwóch rodzajach zakłóceń takiego sygnału. Pierwszy, to tzw. zakłócenia wewnętrzne, mające postać nieidentyfikowalnego szumu. Przed zakłóceniami takimi można się zabezpieczyć, np. przez zwiększenie stosunku sygnału nośnego do szumu (S/N). Drugi rodzaj zakłóceń to zakłócenia, które mogą powstać w wyniku interferencji sygnału nośnego i zakłócającego. Na zakłócenia interferencyjne są w szczególności podatne tory transmisyjne z modulacją amplitudy [2].

W przypadku transmisji sygnałów ETN liniami elektroenergetycznymi zakłóceniami mogącymi zniekształcać sygnał informatyczny są przede wszystkim różnego rodzaju przepięcia, w tym i przepięcia atmosferyczne.

Celem badań Autora jest opracowanie modelu linii przesyłowej, umożliwiającej wszechstronne analizowanie powstawania i rozprzestrzeniania się przepięć wewnętrznych i atmosferycznych oraz ich oddziaływania na sygnał w.cz. ETN. W tym celu został opracowany model łańcuchowy linii 110 kV [3], który jest analizowany przy wykorzystaniu pakietu SIMULINK. W celu oceny potencjalnej możliwości zakłócania sygnału ETN sygnałem przepięcia piorunowego wykorzystano między innymi analizę FFT napięć fazowych na początku i końcu linii, czyli w miejscach gdzie instalowane są urządzenia nadawczo-odbiorcze w.cz. Opracowany model linii oraz metoda jego analizy pozwala na obserwację zakłóceń w różnych punktach linii i na ustalenie miejsc, w których zakłócenie sygnału informatycznego jest najbardziej prawdopodobne

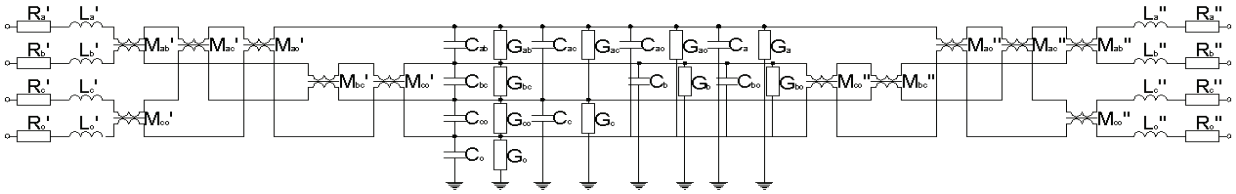
Model linii 110 kV

Z uwagi na fakt, że zarówno przepięcia łączeniowe jak i atmosferyczne są przebiegami wysokoczęstotliwościowymi należy posługiwać się modelem linii pozwalającym na obserwację falowego rozkładu napięć i prądów w linii. Zamodelowanie badanego obiektu jako 4 przewodowej linii długiej jest trudne zarówno na etapie formułowania modelu matematycznego jak i prób jego rozwiązania, Autor zdecydował się posłużyć modelem łańcuchowym (rys.2), którego elementami są wielobiegunniki o strukturze przedstawionej na rysunku 3. Założono, że liczba ogniw w modelu będzie równa liczbie przęseł.



Rys.2. Schemat zastępczy linii trójfazowej

Do obliczeń przyjęto linię o następujących parametrach:
- odległość pomiędzy przęsłami 300 m,
- słupy stalowe serii B2,
- przewody fazowe i odgromowy AFL-6 (120mm^2),
- izolatory typu PŁV o wysokości 1,73 m (przyjęto napięcie przebicia 5,5·U_n).



Rys.3. Model wielobiegunnikowy przęsła linii 110 kV (typu "T")

Przy obliczaniu poszczególnych parametrów czterobiegunnika wykorzystano następujące wzory:

1. indukcyjność własna [4]:

$$L = 2 \cdot ln\frac{D_n}{r_o} \cdot 10^{-4} \ [\text{H / km}] \tag{1}$$

2. indukcyjność wzajemna [4]:

$$M = 2 \cdot ln\frac{D_n}{D} \cdot 10^{-4} \ [\text{H / km}] \tag{2}$$

gdzie: D_n = 93·$(\rho_n)^{-0,5}$– jest to odległość przewodu umownego, zastępującego drogę prądu w ziemi [m], ρ_n – rezystywność ziemi, zależna od wilgotności i rodzaju gruntu (100÷1000 Ω·m – przyjęto 100 Ω·m), r_o – zastępczy promień przewodu [m], D – odległość pomiędzy przewodami [m]

3. pojemności międzyfazowe [1],

$$c = \frac{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon_o}{ln\frac{a}{r}} \ [\text{F / km}] \tag{3}$$

4. pojemności doziemne faz oraz przewodu odgromowego [2],

$$c = \frac{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon_o}{ln\frac{2 \cdot h}{r}} \ [\text{F / km}] \tag{4}$$

gdzie: h – odległość osi przewodu od powierzchni ziemi [m], a – odległość pomiędzy osiami przewodów [m], r – promień przewodu [m], $\varepsilon_o = 8{,}85 \cdot 10^{-12}$ [F/m].

5. konduktancja poprzeczna linii [1],

Konduktancja porzeczna, jest pośrednią miarą upływności linii. Upływności linii jest spowodowana nieidealnością izolacji oraz zjawiskiem ulotu. Upływności wynikające z niedoskonałości izolacji są na tyle małe, że można je pominąć natomiast wynikające ze zjawiska ulotu zależą od wielkości napięcia i warunków pogodowych. Konduktancje linii obliczono wykorzystując wzór Peek'a

$$\Delta P_{ul} = \frac{241}{\delta} \cdot (f + 25) \cdot \sqrt{\frac{r}{d}} \cdot (U_f - U_{fkr})^2 \cdot 10^{-5} \ [\text{kW / km}] \tag{5}$$

przy czym:

$$U_{fkr} = 48{,}9 \cdot m_p \cdot m_a \cdot \delta_a \cdot r \cdot log\frac{d}{r} \ [\text{kV}] \tag{6}$$

jest tzw. napięciem krytycznym, którego wartość wskazuje czy ulot wystąpi (jeśli $U_{fkr}<U_f$ to wystąpi).

gdzie: m_p - współczynnik zależny od stanu powierzchni przewodu, m_a - współczynnik zależny od gęstości powietrza, δ_a - współczynnik zależny od ciśnienia powietrza i od temperatury, r - zastępczy promień przewodu, d - odległość między przewodami. U_f - napięcie fazowe [kV], f - częstotliwość [Hz].

Uwzględniając wzór (6) konduktancja wyrażona jest wzorem:

$$G = \frac{\Delta P_{ul}}{U_f^2} \cdot 10^{-3} \ [\text{S / km}] \tag{7}$$

Do obliczeń przyjęto następujące wartości współczynników:

m_p = 1 dla nowego drutu,

m_p = 0.93÷0.98 dla starego drutu,

m_p = 0.83÷0.87 dla linek,

m_a = 1 przy dobrej pogodzie,

m_a = 0.8 przy złej pogodzie,

δ=1 dla terenów płaskich, ciśnienia atmosf. p_a= 980 hPa i $\Theta = 25^0$C, $\delta = (0{,}302p_a)/(273 + \theta)$ dla innych warunków.

6. rezystancje wzdłużne linii zaczerpnięto z katalogu linii 110 kV

Przyjęto ponadto następujące uproszczenia i założenia:

7. ziemia jest idealnie przewodząca;
8. jako izolator wykorzystano zbocznikowany dużą rezystancją element z biblioteki SimPowerSystems – Surge Arrester, który przy przekroczeniu progowej wartości napięcia (tutaj 605kV) zwiera przewód poprzez słup do ziemi ;
9. przyjęto rezystancje przejścia słupa 12 Ω oraz indukcyjność słupa 30 μH;
10. pominięto zjawisko naskórkowości;
11. założono, że linia ma 7 przęseł czyli 2,1 km;
12. założono, że do linii jest dołączony symetryczny odbiór trójfazowy o współczynniku mocy cosφ = 0,96;
13. linia zasilana jest z sieci sztywnej i nie jest na końcach zabezpieczona ogranicznikami przepięć;
14. nie uwzględniono dzielników pojemnościowych sprzęgających system ETN z linią.

Analiza częstotliwościowa sygnałów

Przy założeniu, że chce się określić sytuacje, w których sygnał w.cz. przesyłany linią elektroenergetyczna jest zakłócany, korzystnie jest analizować przebiegi zarówno w dziedzinie czasu jak i częstotliwości. Z tego też względu w pracy dokonano analizy częstotliwościowej zarówno sygnału przepięcia jak i odpowiedzi systemu elektroenergetycznego. Do przeprowadzenia analizy częstotliwościowej wykorzystano bloki funkcjonalne pakietu MATLAB - SIMULINK. Na rysunkach 5 ÷ 10 pokazano

przykładowe przebiegi charakterystyk amplitudowych analizy FFT (założono prostokątne okno czasowe o czasie równym czasowi trwania wyładowania) oraz napięć w dziedzinie czasu.

Przykład obliczeń rozprzestrzeniania się przepięcia piorunowego

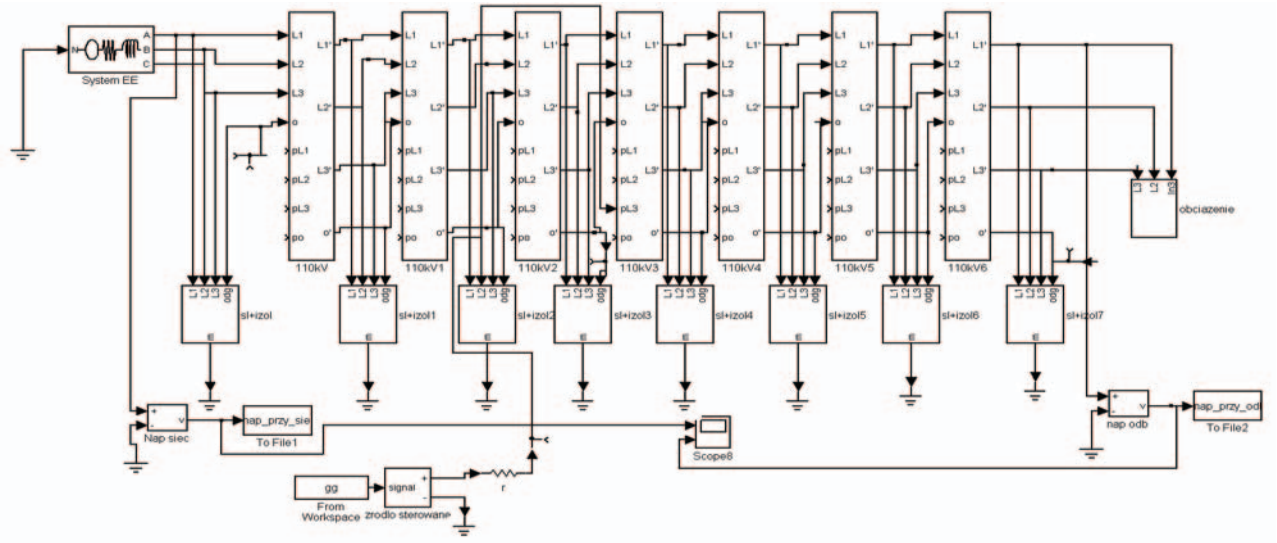
Dysponując modelem linii w postaci przedstawionej na rysunkach 2 i 3 można dokonywać jego analizy wykorzystując różne współczesne narzędzia np. programy: PSPICE, NAP lub ATP. Można również wykorzystać dobrze rozbudowane i uniwersalne narzędzie jakim jest pakiet SIMULINK. Autor zdecydował się skorzystać z SIMULNKA – a miedzy innymi ze względu na możliwość wszechstronnego wykorzystania wyspecjalizowanych narzędzi do analizy sygnałów. W efekcie układ z rysunków 2 i 3 został przekształcony do postaci pokazanej na rysunku 4.

Przyjęto, że uderzenie pioruna modeluje źródło generujące przebieg impulsowy o kształcie rzeczywistego przebiegu piorunowego. Przebieg jest zarejestrowanym rzeczywistym prądem piorunowym (odfiltrowano z niego składowe o częstotliwości > 20 MHz). Amplitudę przyjęto większą od napięcia przebicia izolatorów.

Założono następujące warianty badań:

1. piorun trafia w środek przewodu odgromowego;
2. piorun trafia w pierwsze przęsło (od strony sieci) w przewód odgromowy
3. piorun trafia w ostatnie przęsło (od strony odbioru) w przewód odgromowy;
4. piorun trafia w środek przewodu fazowego (rozpatrzono trafienie pioruna w każdy przewód fazowy);
5. piorun trafia w pierwsze przęsło przewodu fazowego (rozpatrzono trafienie pioruna w każdy przewód fazowy);
6. piorun trafia w ostatnie przęsło przewodu fazowego (rozpatrzono trafienie pioruna w każdy przewód fazowy);
7. piorun trafia w wierzchołek środkowego słupa;
8. piorun trafia w wierzchołek pierwszego słupa;
9. piorun trafia w wierzchołek ostatniego słupa;

Na rysunku 5 przedstawiono przebieg wyładowania piorunowego wraz z charakterystyką amplitudową otrzymaną w wyniku analizy FFT (pokazano tylko interesujący Autora zakres częstotliwości do 500 kHz). Widzimy tu, że amplitudy próbek widma sygnału dość szybko się zmniejszają i mają niewielkie wartości już przy częstotliwości ok. 100 kHz.

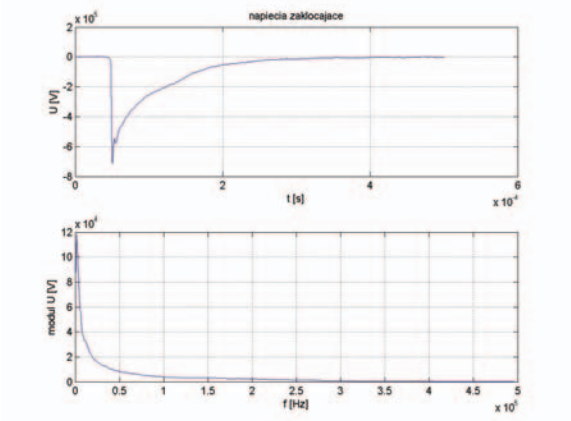


Rys.4. Model łańcuchowy linii 110 kV wykonany w SIMULINK-u

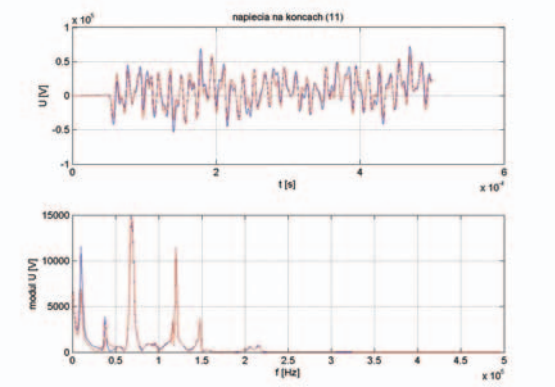
Na rysunkach 6 ÷ 10 pokazano wybrane przebiegi napięć - względem ziemi, zarejestrowane na początku – od strony systemu (wykres koloru czerwonego) i końcu fazy L1 – od strony odbioru (wykres koloru niebieskiego).

Należy zaznaczyć, że napięcie zmierzone w obu końcach fazy jest wypadkową składowej powstałej w wyniku wyładowania piorunowego w określony punkt linii i sinusoidalnie zmiennej w funkcji czasu składowej wymuszonej przez źródło zasilające sieć.

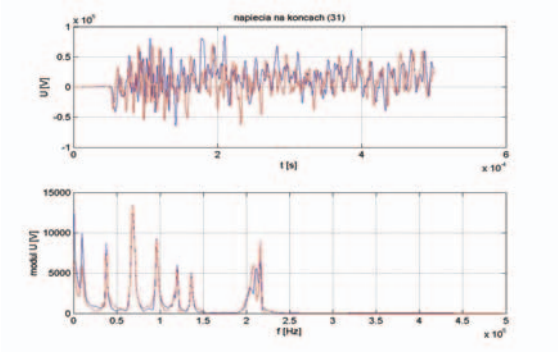
Porównując wyniki analizy widmowej z poszczególnych wykresów z charakterystyką widmową sygnału piorunowego widać, że pojawiły się prążki o znacznych amplitudach i w większym paśmie częstotliwości niż to było w sygnale z rysunku 5. Charakterystyczne jest to, że trafienie pioruna w środek fazy L1 „generuje" w napięciach na początku i końcu tej fazy mniejsze amplitudy próbek w charakterystyce widmowej FFT i w paśmie niższych częstotliwości. Trafienie natomiast w przewód odgromowy (rys. 6) czy słup (rys. 7, rys. 9) powoduje, że w składzie widmowym mierzonych napięć pojawiają się próbki o znacznie większych amplitudach i w większym zakresie częstotliwości.



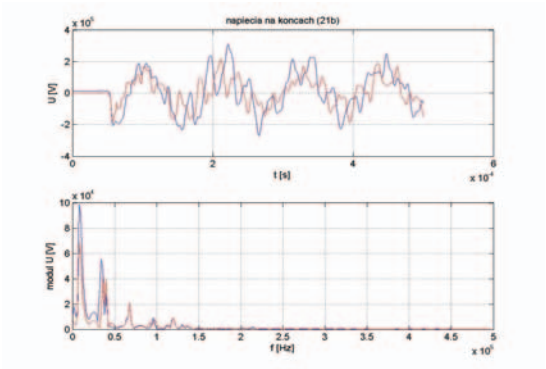
Rys.5. Przebieg wyładowania piorunowego w czasie oraz wynik analizy FFT



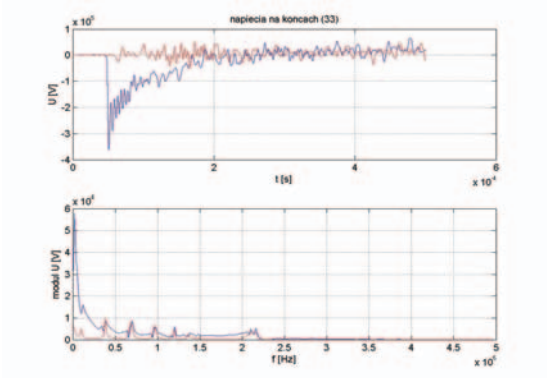
Rys.6. Napięcie na końcach przewodu fazy L1 i jego parametry widmowe (trafienie pioruna w środek przewodu odgromowego)



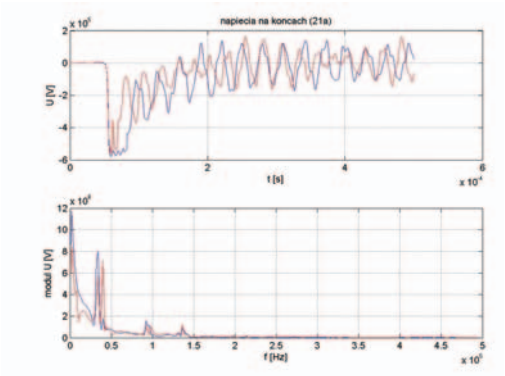
Rys.7. Napięcie na końcach przewodu fazy L1 i jego parametry widmowe (trafienie pioruna w wierzchołek słupa w środku linii)



Rys.8. Napięcie na końcach przewodu fazy L1 i jego parametry widmowe (trafienie pioruna w środek przewodu fazy L2)



Rys.9. Napięcie na końcach przewodu fazy L1 i jego parametry widmowe (trafienie pioruna w wierzchołek słupa na końcu linii)



Rys.10. Napięcie na końcach przewodu fazy L1 i jego parametry widmowe (trafienie pioruna w środek przewodu fazy L1)

Wnioski

Na podstawie przeprowadzonych symulacji można stwierdzić, że:

1. wstępne wyniki analizy uderzenia pioruna w różne punkty linii przesyłowej wskazują na przydatność proponowanego modelu i metody jego analizy poprzez zastosowanie programu MATLAB z pakietem SIMULINK;
2. wykorzystując opracowany model stało się możliwe badanie oddziaływania zakłóceń spowodowanych, np. bezpośrednim wyładowaniem pioruna na sygnał w.cz. w linii elektroenergetycznej;
3. zastosowanie pakietu SIMULINK umożliwia jednoczesną analizę w dziedzinie czasu i częstotliwości;
4. parametry linii w znaczny sposób wpływają na charakterystykę widmową napięć na końcu i początku badanej fazy. W przebiegu charakterystyki widmowej pojawiły się prążki o znacznych amplitudach w paśmie częstotliwości znacznie przekraczają 200 kHz.

LITERATURA

[1] Kujszczyk S. i inni., Elektroenergetyczne układy przesyłowe, WNT, Warszawa 1997
[2] Haykin S., Systemy telekomunikacyjne, Tom1, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 2004
[3] Bernas S., Ciok Z., Modele matematyczne elementów systemu ektroenergetycznego, WNT, Warszawa 1977
[4] Kamiński M., Szczechowicz M., Wpływ stanów pozwarciowych na pracę zabezpieczeń linii 400 kV, Praca dyplomowa, Politechnika Warszawska 1995

***Autor**: mgr inż. Tomasz Zdziarski, Politechnika Warszawska, Katedra Wysokich Napięć i Aparatów Elektrycznych, E-mail: Tomasz.Zdziarski@ien.pw.edu.pl*

Marek ZENKER

Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki

Relaksacja dielektryczna struktury fazowej kopolimerów multiblokowych

Streszczenie. *Wykonano badania kopolimerów multiblokowych typu (amido-b-amidy) metodą spektroskopii dielektrycznej w zakresie częstotliwości $10^3 \div 10^6$ Hz w temperaturze od -150 ^{0}C do 100 ^{0}C dla różnych proporcji bloków sztywnych i giętkich. Parametry relaksacyjne oraz temperaturę przejścia fazowego wyznaczono korzystając z aproksymacji wyników badań równaniem Vogela – Fulchera. Otrzymaną w ten sposób temperaturę przejścia fazowego porównano z wynikami pomiarów tej wielkości metodą DSC. Stwierdzono, iż istnieje optymalny skład kopolimerów, w którym procesy relaksacyjne typu α zachodzą z największą intensywnością.*

Abstract. *Dielectric spectroscopy of multiblock copolymers type (amid-b-amid) was conducted in range of frequencies form 10^3 to 10^6 Hz in temperatures from -150 ^{0}C to 100 ^{0}C. Different ratios of stiff and flexible blocks were used. Relaxation parameters were calculated from Vogel-Fulcher equation. Temperature of glass transition was found and compared to DSC measurements results. It was found that optimal composition of copolymers can be prepared, in which α-type relaxation phenomena is the most intense.* ***(Dielectric relaxation and glass transition of multiblock copolymers).***

Słowa kluczowe: relaksacja dielektryczna, kopolimery, temperatura zeszklenia, energia aktywacji.
Keywords: dielectric relaxation, copolymers, glass transition temperature, activation energy.

Wstęp

Kopolimery są to związki wielocząsteczkowe powstałe z monomerów. W zależności od budowy chemicznej i właściwości fizycznych wyjściowych monomerów, ich wzajemnego stosunku wagowego oraz sposobu prowadzenia reakcji można otrzymać kopolimery o różnym składzie i właściwościach fizykochemicznych. Właściwości te można teoretycznie przewidzieć. Między innymi wiadomo, że temperatura zeszklenia fazy elastycznej znajduje się pomiędzy temperaturami przejścia fazowego wchodzących w jej skład jednostek strukturalnych [1]. Jednakże sposób przetwórstwa znacząco wpływa na właściwości produktów. Stąd konieczne są badania materiałów po ich wytworzeniu.

Rozwój kopolimerów multiblokowych ściśle jest związany z potrzebą stosowania materiałów polimerowych w wielu gałęziach przemysłu, między innymi w elektronice, elektrotechnice, motoryzacji, lotnictwie, medycynie itd. Kopolimerowe tworzywa termoplastyczne są wykorzystywane do produkcji nowych materiałów o indywidualnie zaprojektowanych dla danej dziedziny właściwościach fizykochemicznych, termicznych, wytrzymałościowych i elektrycznych [2]. Przy tym unika się tworzenia materiałów o zbyt dobrych właściwościach ze względu na koszty i oczekiwaną żywotność mającą duży wpływ na procesy recyclingu i proekologicznych technologii. Duże zainteresowanie tymi polimerami wynika z faktu łatwości ich otrzymywania. Wyeliminowanie wulkanizacji, niezbyt wysoki koszt formowania wyrobów (płynięcie w podwyższonej temperaturze), możliwość powtórnego przerobu – to tylko niektóre z zalet multiblokowych elastomerów termoplastycznych.

Cel pracy

Procesy zeszklenia struktury kopolimeru powstają na skutek gwałtownego wzrostu lepkości materiału. Powstaje uporządkowanie bliskiego zasięgu oraz rozpoczyna się proces zamrażania lokalnych ruchów molekularnych. W tych warunkach nie zachodzi proces α – relaksacji związanej z ruchami Browna fragmentów łańcuchów polimerowych. W przeciwieństwie do tworzyw niepolarnych polaryzacja kopolimerów ustala się powoli i zależy od częstotliwości i temperatury [3]. Wyznaczany pomiarowo związek między lepkością cząsteczek a temperaturą zeszklenia struktury kopolimeru zależy w tym przypadku od stosowanych metod badań fizyczne korelacji między tymi parametrami (spektroskopia dielektryczna, DMTA, DSC). Celem badań metodą spektroskopii dielektrycznej było określenie parametrów dielektrycznych, rodzajów występujących relaksacji, wpływu i udziału poszczególnych bloków na struktury fazowe tych materiałów i wyznaczenie przejścia fazowego. Uzyskana temperatura zeszklenia została porównana z badaniami DSC (różnicowa kalorymetria skaningowa).

Przedmiot i metoda badań

Badane multiblokowe kopolimery (amido-*b*-amidy) składają się z oligoamidu PA12 (bloku sztywnego) oraz oligoamidu PA 6.36 (bloku giętkiego). Próbki wykonano metodą termicznego prasowania w zakładzie Technologii Elastomerów i Włókien Chemicznych Politechniki Szczecińskiej. Pomiary metodą spektroskopii dielektrycznej wykonano w zakresie częstotliwości od $10^3 \div 10^6$ Hz w temperaturze od -150 ^{0}C do 100 ^{0}C. Zastosowano układ pomiarowy składający się z mostka RLC typu HP 4192A, komory pomiarowej o regulowanej temperaturze elektrod oraz regulatora temperatury SHIMADEN SR25. Do sterowania procesem pomiarowym oraz analizy danych zastosowano komputer klasy PC.

Zakres temperatury pomiarowej ograniczony był temperaturą topnienia kopolimeru. W celu zachowania struktury wewnętrznej kopolimeru, górną granicą pomiarową była temperatura niższa o około 10 stopni od temperatury topnienia. Skład próbek pomiarowych podano w tabeli 1.

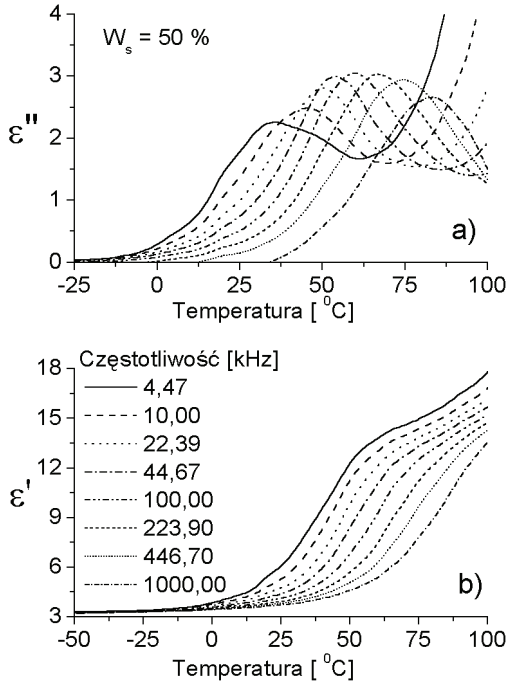
Tabela1. Skład materiałów badanych

Nr polimeru	blok giętki W_s [% wag.]	blok sztywny W_h [% wag.]
M2	30	70
M3	40	60
M4	50	50
M5	60	40
M7	80	20

Wyniki badań

Na rysunku 1 przedstawiono przykładowe charakterystyki temperaturowych zmian przenikalności oraz stratności dielektrycznej kopolimeru o takiej samej zawartości bloków sztywnych i giętkich. Zostały one zaprezentowane dla różnych częstotliwości pomiarowych z zakresu od 4,47 kHz do 1 MHz. Dla temperatur wyższych od 25 ^{0}C można w przebiegach można wyróżnić wyraźne

ekstremum stratności (urojonej części zespolonej przenikalności dielektrycznej), którego temperatura pojawienia się rosła wraz ze zwiększaniem się częstotliwości pomiarowej (rys.1a). Dla tworzyw termoplastycznych takie zachowania są z reguły skutkiem występowania procesów relaksacyjnych typu *α*. Efekt *α* – relaksacji widoczny jest również na wykresach przenikalności dielektrycznej w postaci przegięcia się poszczególnych charakterystyk temperaturowych (rys.1b). W zakresie temperatur niższych od -10 ^{0}C wartości strat były stałe i niezależne od częstotliwości, co spowodowane jest sztywną, szklistą strukturą kopolimeru.



Rys. 1. Temperaturowa zależność części urojonej ε" (a) oraz rzeczywistej ε' (b) zespolonej przenikalności dielektrycznej $\underline{\varepsilon}$ dla kopolimeru M4, dla różnych częstotliwości

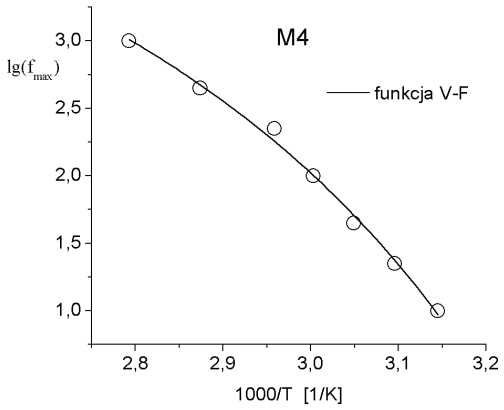
Dla procesów *α*–relaksacji, empiryczny związek między częstotliwością, przy której występuje maksimum stratności, a temperaturą, można opisać opisać równaniem Vogela – Fulchera w postaci:

$$lg(f_{max}) = A - \frac{B}{T - T_0} \quad (1)$$

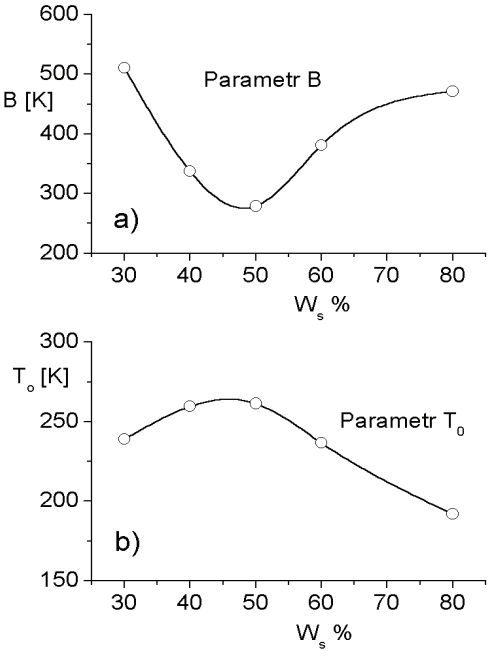
gdzie: f_{max} – częstotliwość dla której w temperaturze T wartość ε" = ε"$_{max}$, A, B – stałe materiałowe, T – temperatura, T_0 – ekstrapolowana temperatura zeszklenia

Temperatura T_0 nazywana niekiedy temperaturą V-F interpretowana jest jako wartość graniczna poniżej, której zachodzi proces zamrażania lokalnych ruchów molekularnych w polimerze.

Zależność V-F dla kopolimeru o takiej samej zawartości bloków sztywnych i giętkich (M4) pokazano na rysunku 2. Podobne zależności otrzymano również dla pozostałych próbek. Na ich podstawie wyznaczono współczynniki równania V-F, które podano w tabeli 2 oraz zobrazowano na rysunku 3. Parametr B (rys. 3a) w przybliżeniu równy jest średniej energii aktywacji pomnożonej przez uniwersalną stałą gazową R. Tak wyliczona średnia energia aktywacji, czyli energia potrzebna do zapoczątkowania procesu relaksacyjnego opisana jest za pomocą zależności Arrheniusa [4]. Z analizy rysunku 3 wynika, że zarówno energia aktywacji jak i temperatura zeszklenia zmienia się wraz ze zmianą proporcji wagowej bloku giętkiego do sztywnego (W_s). Zaobserwowano, że dla ich stosunku wagowego 1:1 całego kopolimeru wartość temperatury zeszklenia jest najwyższa, a energii aktywacji najniższa. Oznacza to, że kopolimer o takim składzie w stosunkowo wysokiej temperaturze będzie wykazywać właściwości lepko sprężyste, a procesy α - relaksacji będą zachodziły z największą intensywnością. W rezultacie należy oczekiwać dużych zmian parametrów dielektrycznych (ε', tanδ) od temperatury i częstotliwości. Jest to efekt dość nieoczekiwany, którego raczej należałoby się spodziewać przy większym udziale bloku giętkiego. Temperatura zeszklenia dla tego składu (1:1) jest wyższa niż dla czystego oligoamidu PA 6.36 (bloku giętkiego).



Rys. 2. Temperaturowa zależność częstotliwości, przy której występuje maksimum stratności, dla kopolimeru z równym udziałem wagowym bloków sztywnych i giętych (M4)



Rys. 3. Zależność parametrów *B* (a) i T_0 (b) od udziału wagowego bloku giętkiego w stosunku do bloku sztywnego W_s

Wyniki badań dielektrycznych zweryfikowano z wynikami badań DSC [5] przez porównanie wartości temperatur zeszklenia otrzymanych tymi metodami (tabela 3). Wydaje się, że obserwowane niewielkie różnice (dla próbek M2 – M5 nie przekraczające 18 K) wynikają z zasad pomiarów obu metod, które wykorzystują różne procesy fizyczne, a

tym samym i inne związki badanej wielkości z lepkością cząsteczek kopolimeru.

Tabela 2. Parametry równania V-F dla kopolimerów o różnych udziałach wagowych bloku giętkiego i bloku sztywnego

Nazwa kopolimeru	W_s [%]	Parametr A	Parametr B [K]	T_0 [K]
M2	30	7,428	510,9	238,9
M3	40	6,517	337,7	259,5
M4	50	5,892	278,8	261,3
M5	60	6,001	380,9	236,7
M7	80	5,315	471,3	192

Tabela 3. Zestawienie temperatur zeszklenia

Temperatura	M2	M3	M4	M5	M7
T_g [K] (DSC)	246,1	244,4	242.8	241.9	233.1
T_0 [K] (spektrosk. dielektr.)	238,9	259,5	261,3	236,7	192

Wnioski

Dla kopolimerów o stosunkowo wysokiej temperaturze zeszklenia i niskiej energii aktywacji należy oczekiwać dynamicznych zmian własności dielektrycznych od temperatury i częstotliwości.

Występowanie ekstremum temperatury zeszklenia (rys.3a) zwraca uwagę na konieczność przeprowadzania badań dla innych kopolimerów, gdyż to zjawisko może skutkować znaczną utratą własności sprężystych w nieoczekiwanej, stosunkowo wysokiej temperaturze (nawet pokojowej).

Badania dielektryczne są dobrym narzędziem do wyznaczania temperatury zeszklenia i energii aktywacji. Mogą one być stosowane jako badania nieniszczące na gotowych wyrobach. Badania DSC i DMTA wymagają pobrania próbek materiału.

LITERATURA

[1] Floriańczyk Z., Penczek S., Chemia polimerów, 2(1997),. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej
[2] Kozłowska A., Tworzywa sztuczne i chemia, (2002), 5, 24
[3] Łączyński B., Tworzywa wielocząsteczkowe. Rodzaje i właściwości, (1982), WNT
[4] Majszczyk J., Kozłowska A., Słonecki J., Macromol. Chem. Phys., (2001), 202, 1207
[5] Człapczyńska A., Badanie procesów relaksacyjnych metodą EPR w multiblokowych elastomerach termoplastycznych,(2004) 9

***Autor**: mgr inż. Marek Łukasz Zenker, Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki, ul. Sikorskiego 37, 70-313 Szczecin, E-mail: zenekm@wp.pl*

Waldemar ZIOMEK[1], Krishnamurthy VIJAYAN[1], Willi FELBER[2]

Pauwels Canada Inc., Winnipeg, Canada (1), Felber Engineering, Weiz, Austria (2)

Development of Phase Shifting Transformers at Pauwels Canada

Abstract. *Reliability of power systems is enhanced by employment of large interconnected networks. Effective control of power flow in these networks is essential for improving stability and reliability, as well as optimizing capabilities of such large interconnected systems. The voltage variation provided by the load tap changers in transformers can help to control only the reactive power flow, whereas Phase Shifting Transformers (PSTs) are proven solution for control of the real power flow in interconnected systems. In 2004, Pauwels Canada Inc. successfully developed 240 MVA and 150 MVA PSTs for Scottish Southern Energy, Scotland. This paper describes briefly the general principle and basic types of PSTs. It also describes specific details on the design, manufacture and testing process of the PSTs delivered to Scottish Southern Energy in early 2005.*

Abstract. *Niezawodność systemów energetycznych jest poprawiana przez wykorzystanie dużych wzajemnie połączonych sieci. Skuteczna kontrola przepływu mocy w tych sieciach ma zasadnicze znaczenie dla stabilności i niezawodności, jak również dla optymalizacji możliwości takiego systemu. Zmiany napięcia przez przełączanie uzwojeń transformatora mogą pomóc tylko w kontroli przepływu mocy biernej, podczas gdy energetyczne transformatory regulacji fazowej (Phase Shifting Transformers PSTs) mogą być używane do kontroli przepływu mocy czynnej w systemie. W 2004 roku Pauwels Canada Inc. z sukcesem opracowały 240 MVA i 150 MVA PSTs dla Scottish Southern Energy, Scotland. Artykuł opisuje główne rodzaje PST. Podano także zasady projektowania, produkcji i badania PST dostarczonych do Scottish Southern Energy w 2005 roku. (**Rozwój energetycznych transformatorów regulacji fazowej (PST) w Pauwels Kanada**).*

Key words: phase shifters, power transformers.
Słowa kluczowe: przesuwnik fazy, transformator energetyczny.

Operational Principle of PSTs

PSTs are primarily used to control the flow of real power in parallel lines, or interconnected systems, by introducing a phase angle shift between the primary (Source), and secondary (Load) terminals. This is achieved by providing a boost voltage in quadrature (perpendicular) to line voltage.

One may consider the current distribution between two parallel lines as shown below.

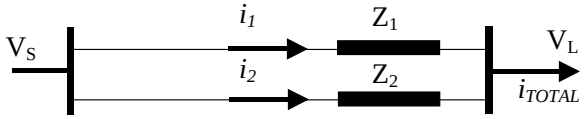


Fig. 1. Current distribution in parallel lines

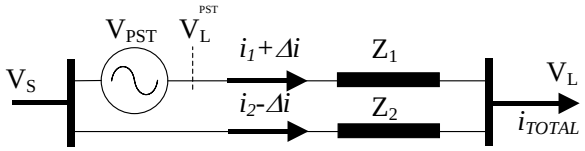


Fig. 2 Current distribution in parallel lines with PST

When the power flows between these two systems, each individual line loading depends on the impedance of lines, i.e., more power flows through the line with lower impedance. This may cause individual line overloading and is usually contrary to efficient system operation. If it is desired to balance the line currents by increasing the current i_1 by Δi, and therefore decreasing the current in line 2 to i_2-Δi, it is necessary to introduce a circulating current Δi in the system. This can be achieved by the introduction of a PST in series with one of the lines (see Fig.2). The expression for the circulating current, Δi, is as follows:

$$\Delta i = \frac{\Delta V}{Z_1 + Z_2} \tag{1}$$

where: ΔV is the quadrature boost voltage provided by the PST. This voltage needs to be almost perpendicular to the line voltage so that control of the real power flow can be accomplished. By using the on-load tap changers in PSTs, the voltage ΔV can be varied in steps, or even reversed, so that a full range of power flow control is possible between parallel lines.

Another important application of PSTs is the control of the power flow between two large independent grids. The flow of active power between two interconnected systems is given by the equation (2):

$$P = \frac{V_1 \cdot V_2}{Z} sin(\alpha) \tag{2}$$

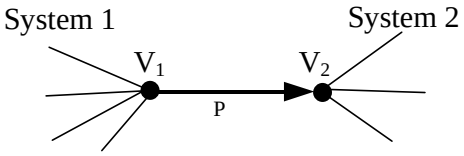


Fig. 3 Two independent grids

Therefore, the flow of real power between two systems can be effectively controlled by varying the phase angle difference α.

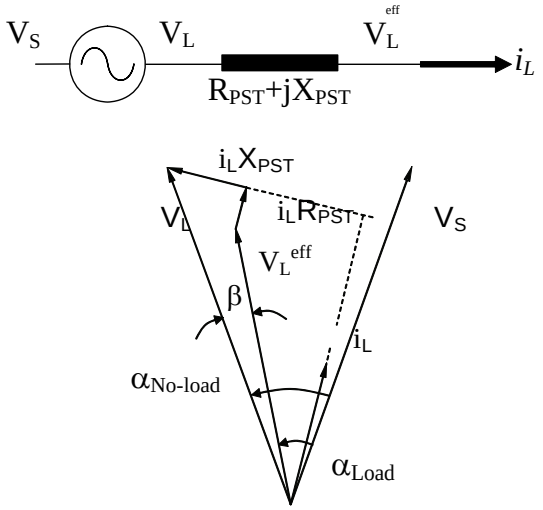


Fig. 4 PST equivalent circuit and phasor diagram

Before analyzing the phasor diagram it is essential to be aware of the following terminologies:

Advance phase angle. The phase angle that results when the PST's load terminal voltage leads the Source terminal voltage. This condition produces an increase in the

line's source-to-load power flow. Fig. 4 shows the vector diagram for this case.

Retard phase angle: The phase angle that results when the Load terminal voltage lags the Source terminal voltage. This condition produces a decrease of the line's source-to-load power flow.

Similarly to any transformers, PSTs have inherent impedance which varies with the phase angle. Generally, PSTs obtain minimum of the impedance at zero phase shift, which increases with the phase angle. PSTs can be considered as voltage sources with internal impedances that vary with phase angle shift.

As can be seen in the vector diagram under load condition (Fig.4), the phase angle shift α, is affected by the PST's internal impedance and load. The internal phase shift β of the PST can be calculated as follows [2]:

$$\beta = arctan\frac{I_L[X_{PST}\cos(\varphi) - R_{PST}\sin(\varphi)]}{V_L + I_L[X_{PST}\sin(\varphi) - R_{PST}\cos(\varphi)]} \quad (3)$$

where cos(φ) is the load power factor.

The effective phase shift under load is given by

$$\alpha_{LOAD}^{ADVANCE} = \alpha_{NO\,LOAD} - \beta\,,\quad \alpha_{LOAD}^{RETARD} = -\left[\alpha_{NO\,LOAD} + \beta\right],$$

These relations not only have impact on the transformer design but also on the selection of load tap changer. The PST's rated phase-shift is generally defined at no-load, but as can be seen from the equations, it is not possible to achieve this phase angle under load in advance position. Also, if the no-load angle is exceeded in retard position, overexcitation will occur in parts of PST.

Types of PSTs

The basic types of PSTs can be: symmetrical or non-symmetrical, single core or dual core, and in single tank or dual tank. *Symmetrical PST*: Under no-load the magnitude of the PST's source and load voltages are equal, independently of the phase angle between them. *Quadrature*: It refers to the boost voltage introduced by the PST being perpendicular to the line voltage at one terminal.

In asymmetrical PST the quadrature voltage is achieved by connecting the regulating winding of phase B to the delta connection point of phase A and B and so on. The advantage of this type is that it has no exciting transformer. The major disadvantage of this type is that both the tap changer and regulating winding are directly exposed to system disturbances. Special measures are required to ensure their impulse withstand capability.

The symmetrical quadrature single-core PST is an expansion of the non-symmetrical type, which can be achieved with an additional tap changer.

Two–core symmetrical quadrature PST is the standard and classical solution with series and exciting transformers each built on its own core and with windings electrically interconnected (Fig.5). The delta connected windings in the series unit are typically split in two parts within each phase, in order to compensate for unbalance of currents in corresponding halves of the series windings.

Depending on size, voltage class, etc., the Series and Exciting transformers could be housed in the same tank or in separate tanks. Obviously, housing in separate tanks has the disadvantages of being more expensive and that the inter-connection between the units needs to be redone at site.

PSTs for Scottish Southern Energy

In the Scottish power system, two double-circuit 275 kV parallel lines run north to south via the east coast to transport hydroelectric and wind-based energy. One double-circuit 132 kV line runs north to south via the west coast and a single 132 kV line runs north to south via the east coast for the same purpose. When there is a fault on one of the 275 kV lines, the power tries to flow through the 132 kV system since its impedance is smaller under that condition. This leads to overloading of the 132 kV lines. In this case three PSTs were needed to control the active (real) power flows in the non-faulted lines so that each of these lines could be used to its rated capacity without overloading the 132 kV lines.

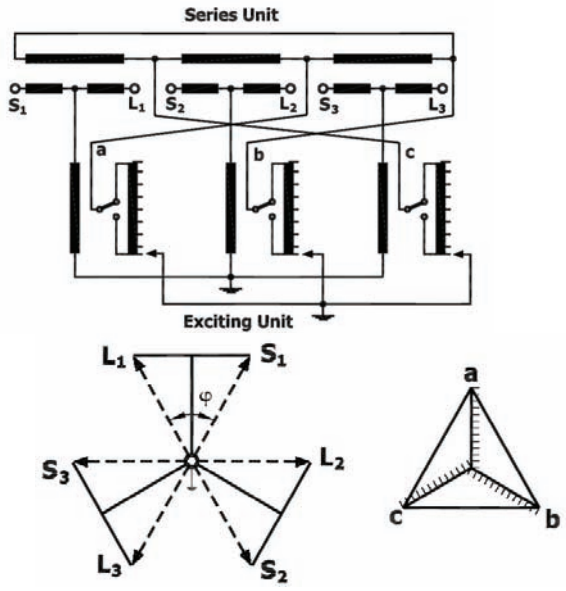


Fig.5. Quadrature-booster PST

The PSTs will be bypassed using bypass switch under normal condition. Therefore, there is possible impulse condition with both Source and Load terminals connected together.

Basic ratings for Site1 (Fiddes substation): 1unit x 150 MVA, 132 kV class, 50 Hz, 550 kV BIL with phase angle shift under load of +/-15°, using load tap changer with +/-8 steps; and Site2 (Errochty substation): 2 units x 240 MVA, 132 kV class, 50 Hz, 550 kV BIL with phase angle shift under load of +10/-20°, using load tap changer with +/-8 steps.

Special requirements were as follows:

- Transformers to comply with IEC 76 standards. Requirements specific to PSTs to be as per IEEE C57.135 [2], which are the only available standards for this kind of applications.
- Dual core with separate series and exciting transformer, Quadrature booster designs preferred.
- Dual tank design anticipated due to transportation limitations. A maximum height of 4.87 m and weight of 220 t is allowed on the roads approaching the final site in UK. Single tank designs meeting these transportation limits are acceptable.
- Use of non-linear voltage limiting devices (ZnO discs) to control internal voltages to be avoided.
- 115% of BIL chop wave test required.
- Special impulse test required with both Source and Load terminals connected together to simulate the PST bypassed condition.
- The ratio of zero sequence to positive sequence impedance to be smaller than 9 ($Z_0/Z_P < 9$).
- 110% overvoltage and frequency variation of 47.5 to 52 Hz.

Design approach

A classical design concept of a two-core symmetrical Quadrature booster was utilized. An extremely compact design concept was applied in order to house both, series and exciting units in a single tank while meeting size and weight transportation requirements. Such compactness was achieved by using tall and slim design concept with low impedance. Special care was taken to assure withstand capability against short circuits.

Series transformer and exciting transformer are built on separate three-leg cores with the electrical interconnection between them.

A tertiary delta winding was introduced in the exciting transformer in order to meet the zero sequence impedance requirements. Use of a special dual multi-layer design on the series transformer delta winding to achieve controlled dielectric stresses during lightning impulse condition.

Center-fed exciting winding was used, so that the high voltage connection with the series winding is made at the center, away from core ground potential. The two transformer heights and dimensions were closely matched to facilitate the interconnection inside the tank. Fully interleaved exciting winding was used. Special two-layer tap winding with leads connected to high speed resistance-type tap changer was used. The windings' position on the two cores is indicated in figure below.

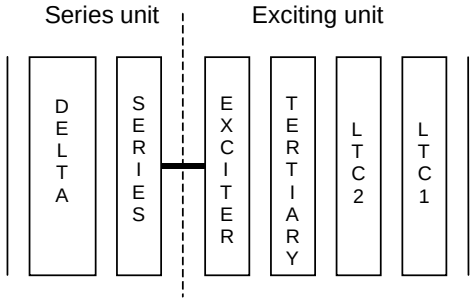


Fig.6. PST windings layout

FEM based leakage flux analyses were performed to determine size and position of tank shunts and clamp shunts for impedance calculation and the load loss control.

Dielectric design was based on impulse calculations using MLC network-based software were performed for each of the following conditions: a) Impulse on S (or L) terminal with the other terminal grounded b) Impulse on S & L terminals connected (bypassed PST). For condition b) the center connection point voltage was estimated to rise to 1034 kV during the 550 kV full wave impulse test.

Electrostatic stress analyses were performed for all critical locations and special contouring and insulation components were used wherever necessary.

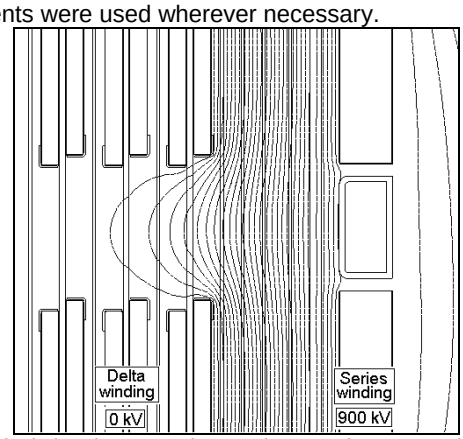


Fig. 7. Typical electric stress plot: Series transformer's main gap at highest stress region

Manufacturing

All windings and core were built close to reduced dimensional tolerance. Pre-fit of the units inside tank was necessary to make measurements for final interconnection at center. After final housing of the units, special contoured high voltage interconnection was made by a skilled person inside the tank. Connections were inspected and approved by Quality Assurance and Engineering personnel by performing the physical inspection inside tank. Special manufacturing process evolved by building a prototype for the dual multi-layer type delta winding. Photograph below (Fig.8) shows two units assembled and housed inside the common tank.



Fig.8. Series and exciting transformers assembled inside tank

Testing

Phase angles were measured according to proposed method in IEEE C57.135 [2]. The phase shift was also recorded in oscillogram.

Before lightning impulse test the low voltage recurrent surge generator tests were performed with both series and excitation units electrically connected, to verify impulse voltage calculations. These tests were carried out with both assemblies outside the tank and inside the tank. The measured values were close to calculated values.

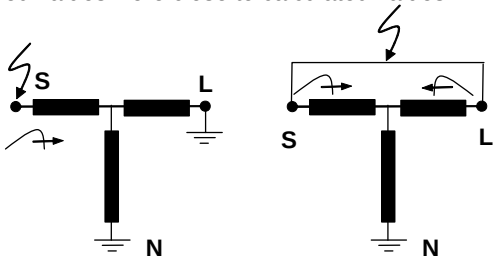


Fig. 9. Lightning impulse test on S (or L) terminal and on S+L terminals (bypassed PST)

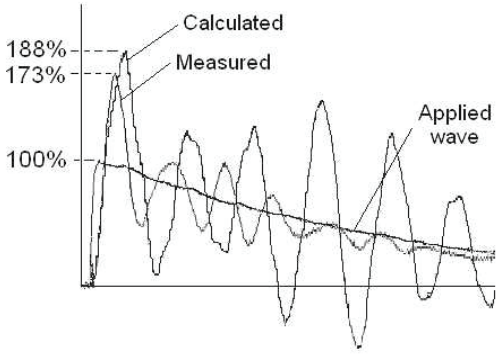


Fig. 10. Low voltage recurrent surge impulse-test. Impulse response at the exciter T connection point

Besides the impulse test on S and L terminal, a special lightning impulse test including 115% chop wave condition were applied to (S+L) connected together. The calculated and RSG test results at the T point for 1.2/50 μs full wave impulse applied to (S+L) is shown in Figure10 (the calculation did not include damping due to losses, this is why the calculated oscillations are sustained while measured oscillations).

For induced voltage test the unit was energized through a set of temporary test bushings brought out of the tap windings. Both 1-phase and 3-phase induced tests were conducted as per IEC standard [3].

Loss measurement: in PST the loss distribution in series and exciting units vary with the phase angle. Typical loss distribution of the measured values for 240 MVA unit is shown in table below.

Table 1. Summary of tested losses on 240 MVA PST

	Series unit	Exciting unit	Total
No load loss kW			
Zero phase shift	0	26.8	26.8
Maximum phase shift	21.2	26.8	48
Load loss kW			
Zero phase shift	224.3	0	224.3
Maximum phase shift	224.3	268.7	493
Total loss kW			
Zero phase shift	224.3	26.8	251.1
Maximum phase shift	245.5	295.5	541

With single tank design, temperature rise test for obtaining the values of oil rise do not pose any difficulties. But measurement of gradients of each of the windings required special methods. Gradient of each winding including the LTC winding was measured either by direct or indirect measurements as follows:

1. Resistance of Series winding of ST can be measured directly between terminals S & L (R + R = 2R in the diagram below).
2. For the Exciting winding it will be an indirect measurement: S & L terminals to be connected and resistance to neutral was measured. This will give resistance of (*R/2* + *Re*) ohms. Since *R* is known, *Re* can be calculated.
3. Resistance of Delta winding and LTC winding are measured using temporary test bushings connected to LTC.

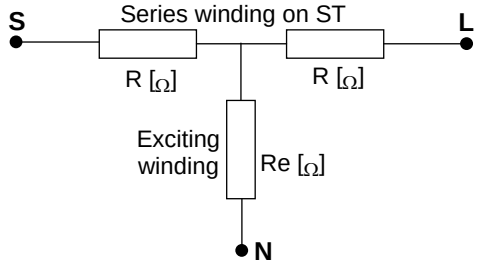


Fig.11. T-network used to calculate the exciting winding resistance

The phase shifters were designed for frequency of 50 Hz to suit the Scottish system. However, the test frequency at the Pauwels Canada plant was 60 Hz and hence conversion factors were applied to the tests results in order to get guaranteed design parameters at 50 Hz. Useful guidance was taken from IEEE Tutorial for the conversion factors [3].

All the tests on both the ratings were successful; all three units passed all tests first time right. The measured phase angles were within 1% of the guaranteed values. The maximum PD level recorded was 33 pC. The maximum hot spot temperature rise was 68.5^0C. The special zero sequence impedance ratio requirement of Zo-open /Z positive was fully met.

Conclusions

As can be seen the design and development of Phase shifting transformers are unique. It was a challenge to meet the transport limits with the single-tank design. Considering various advantages it was worth the efforts since this approach gives the best satisfaction to the ultimate customer. All the three units have reached site, passed field testing and are in operation, energized and under load.



Fig. 12. The 240 MVA phase shifter on site

Acknowledgement

The authors express their sincere thanks to Scottish Southern Energy for providing the system details and site photographs.

Thanks are due to Felber Engineering, Weiz, Austria, for providing valuable data on critical design calculations.

The authors also acknowledge the support provided by the management and colleagues at Pauwels Canada Inc.

REFERENCES

[1] Seitlinger W., Phase Shifting Transformers, Discussion of Specific Characteristics, CIGRE Session 1998

[2] IEEE Std C57.135-2001, IEEE Guide for the Application, Specification, and Testing of Phase-Shifting Transformers, IEEE Power Engineering Society, 2002

[3] teNyenhuis E.G. ,Girgis R.S., 50 Hz to 60 Hz conversion factors for transformer performance parameters, IEEE/PES Transformer Committee Tutorial session April 16, 2002

[4] IEC standard 60076 IEC: 2000 Power transformers

[5] Kramer Axel, On-Load Tap-changers for Power transformers by (MR publication)

[6] Scottish Hydro-Electric Transmission Ltd Specification for Quadrature booster transformers, Enquiry No:C33995/01

***Address**: Dr.W.Ziomek, Pauwels Canada Inc., 101 Rockman St., Winnipeg, R3T 0L7, MB, Canada,*
e-mail: waldemar.ziomek@pauwels.com

Dariusz ZMARZŁY, Paweł AKSAMIT

Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki

Modele analityczne elektryzacji strumieniowej

Streszczenie. *W artykule przedstawiono wyrażenia na rozkłady gęstości prądu elektryzacji w rurce. Równania dotyczą przepływu laminarnego cieczy o dowolnej konduktywności, lepkości oraz przenikalności elektrycznej. W celu obliczenia rozkładu gęstości prądu określono równania bilansu gęstości prądów, który pozwala wyznaczyć równanie relaksacji ładunku. Znając rozkład gęstości ładunku oraz zakładając paraboliczny rozkład prędkości można wyznaczyć dystrybucję prądu w rurce o nieskończonej długości.*

Abstract*. In the paper an expressions for current density distributions inside pipe were presented. The equations concern laminar flow of liquid of any conductivity, electrical permittivity and viscosity. In order to achieve the current distributions the current density balance was determined. This balance allow to define charge relaxation equation. With the known charge distribution and assuming parabolic velocity distribution in laminar regime the current density distribution inside the infinity length pipe can be obtained.* ***(Analytical Models of Streaming Electrification)*** .

Słowa kluczowe: elektryczność statyczna, elektryzacja strumieniowa, modelowanie analityczne, ciecze dielektryczne
Keywords: static electricity, streaming electrification, analytical modelling, dielectric liquids.

Wstęp

Elektryzacja strumieniowa jest procesem dynamicznym [1, 2, 3]. Dynamika elektryzacji wynika z przepływu cieczy, w której przenoszony jest ładunek oraz z wzajemnego równoważenia procesów generacji, transportu oraz relaksacji ładunku. Zjawisko elektryzacji strumieniowej jest obserwowane najczęściej w odniesieniu do cieczy dielektrycznych (np. paliw czy olejów transformatorowych [4, 5, 6, 7]). Ciecze takie mają zwykle duże skłonności do generacji ładunku kwazi-elektrostatycznego. Równania opisujące zachowanie ładunku muszą być powiązane z równaniami określającymi dynamikę cieczy [8, 9, 10]. Rozwiązania analityczne równań elektrohydrodynamiki jest możliwie tylko dla prostych geometrii, przy uwzględnieniu szeregu założeń i uproszczeń [8].

W artykule wyprowadzono wyrażenia na gęstość ładunku, gęstość prądu oraz prąd całkowity przy laminarnym przepływie cieczy w rurce o nieskończonej długości. W warunkach przepływu laminarnego oddziaływanie lepkości na transport ładunku jest pomijalny, a tym samym model jest znacznie uproszczony.

Równania bilansu gęstości prądów

Określenie równań bilansu gęstości prądu wymaga zdefiniowania mechanizmów skojarzonych z transportem ładunku. Do najbardziej istotnych mechanizmów należą: dyfuzja, konwekcja oraz przewodnictwo. Gęstość prądu $\mathbf{j}$ jest sumą gęstości prądów wynikających z istnienia tych mechanizmów [8, 9, 10]:

$$\mathbf{j} = \mathbf{j}_{dyf} + \mathbf{j}_{konw} + \mathbf{j}_{przew} \tag{1}$$

Poszczególne składowe są określone równaniami:

$$\mathbf{j}_{dyf} = -D\nabla q_V \tag{2}$$

$$\mathbf{j}_{przew} = \gamma\mathbf{E} \tag{3}$$

$$\mathbf{j}_{konw} = q_V\mathbf{u}4 \tag{4}$$

gdzie: D – współczynnik dyfuzji molekularnej, q_V – gęstość objętościowa ładunku, γ – konduktywność, $\mathbf{E}$ – natężenie pola elektrycznego, $\mathbf{u}$ – wektor prędkości.

Zestawiając równania (1) do (4) otrzymamy równanie elektrohydrodynamiki określające bilans gęstości prądów w cieczy:

$$\mathbf{j} = \gamma\mathbf{E} - D\nabla q_V + q_V\mathbf{u} \tag{5}$$

Zasadę zachowania ładunku opisuje równanie ciągłości:

$$\frac{\partial q_V}{\partial t} + \nabla\cdot\mathbf{j} = 0 \tag{6}$$

Przy założeniu, że system jest elektro-kwazi-statyczny równania (5) i (6) można przekształcić do postaci:

$$\frac{\partial q_V}{\partial t} + \nabla\cdot\left(\gamma\mathbf{E} - D\nabla q + q_V\mathbf{u}\right) = 0 \tag{7}$$

Przyjmując jednorodną przewodność cieczy, stały współczynnik dyfuzyjny oraz zakładając nieściśliwość cieczy równanie (7), przy uwzględnieniu równania Poissona przyjmuje postać:

$$\frac{\partial q_V}{\partial t} + \gamma\frac{q_V}{\varepsilon} - D\nabla^2 q_V + \nabla q_V\cdot\mathbf{u} = 0 \tag{8}$$

Równanie relaksacji ładunku (8) jest podstawowym równaniem określającym bilans prądów w cieczy, uwzględniającym główne mechanizmy transportu jonów. W równaniu występują dwie wielkości nieznane: rozkład objętościowej gęstości ładunku q_V oraz wektor prędkości $\mathbf{u}$. Wyznaczenie obu wielkości wymaga określenia bilansu pędu, które wiąże pole prędkości z rozkładem gęstości ładunku lub w uproszczonym przypadku, przy założeniu separacji pola prędkości od pola elektrycznego, wyznaczenie rozkładu prędkości, który umożliwia wyznaczenie rozkładu gęstości ładunku.

Założenia dodatkowe

Obliczenia analityczne przeprowadzono dla rurki o nieskończonej długości, co pozwala na przyjęcie ustabilizowanego czasowo i przestrzennie pola prędkości oraz objętościowego rozkładu gęstości ładunku.

W obliczeniach założono izotermiczny przepływ cieczy nieściśliwej. W transporcie ładunku uwzględniono dyfuzję, konwekcję i przewodzenie. Pominięto inne zjawiska oraz oddziaływania mogące wpływać na rozkład ładunku oraz transport masy i momentu (bilans energii, efekty relatywistyczne, promieniowanie, rekombinację i jonizację jonów oraz inne).

Dodatkowym założeniem jest niewielka gęstość ładunku, jaka bierze udział w powstawaniu prądu strumieniowego. Założenie to można opisać zależnością [8]:

$$q_V << Fc_0 \tag{9}$$

gdzie: F jest stałą Faradaya, a c_0 jest koncentracją jonów w warunkach elektrycznie neutralnych. Koncentracja c_0 jest związana z konduktywnością γ równaniem:

$$c_0 = \frac{\gamma}{F\left(\mu_r^+ + \mu_r^-\right)} \tag{10}$$

gdzie μ_r^+ i μ_r^- są ruchliwościami jonów odpowiednio dodatnich i ujemnych.

Zależność (10) implikuje możliwość założenia równomiernego rozkładu konduktywności w cieczy, a tym samym pozwala wykorzystywać równania bilansu ładunku w odniesieniu do jego gęstości, a nie poszczególnych jonów.

Najprostszym przypadkiem rozwiązania równania (8) jest sytuacja, w której zakładamy, że przepływ cieczy jest wymuszony wyłącznie zewnętrznym źródłem mechanicznym, tzn. przyjmuje się, że wytworzone przez ładunki siły kulombowskie są pomijalnie małe i nie wpływają na mechanikę przepływu cieczy. W tej sytuacji nie ma sprzężenia między prawami pola elektrycznego a dynamiką przepływu cieczy. W ten sposób ograniczamy udział zjawisk elektrokinetycznych zachodzących w obszarze cieczy (np. elektro-osmozy i elektroforezy), a głównym parametrem reprezentującym transport jonów jest współczynnik dyfuzji molekularnej D.

W rozważanym przypadku zakładamy laminarny przepływ cieczy, a więc dyfuzja molekularna jest główną przyczyną powstawania prądu.

Rozkład gęstości ładunku w warunkach przepływu laminarnego

Rozkład prędkości dla $0<r<R$ przy przepływie laminarnym jest określony równaniem:

$$u(r) = \frac{3}{2} U_{śr}\left[1 - \left(\frac{r}{R}\right)^2\right] \tag{11}$$

gdzie $U_{śr}$ jest prędkością średnią cieczy, w stanie ustalonym, w rurce o promieniu R.

Na rysunku 1 przedstawiono profile prędkości cieczy w rurce dla różnych średnich wartości przepływu cieczy.

W stanie ustalonym przyjmujemy, że rozkład gęstości ładunku jest ustalony, a więc zanika pochodna ładunku po czasie. Ponadto zakładamy, że ustala się rozkład ładunku w przestrzeni, tzn. gradient gęstości objętościowej ładunku w kierunku osi będzie zerowy.

Tak przyjęte założenie pozwala zapisać równanie bilansu gęstości prądów (8) w postaci:

$$\nabla^2 q_V - \left(\lambda_D\right)^2 q_V = 0 \tag{12}$$

gdzie λ_D jest stałą Debye'a:

$$\lambda_D = \sqrt{\frac{\varepsilon D}{\gamma}} \tag{13}$$

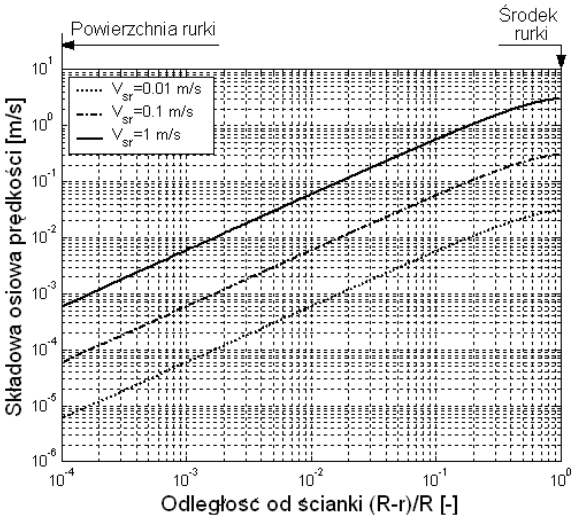
Przyjmując, że współczynnik dyfuzji molekularnej jest wielkością izotropową oraz że dyfuzja zachodzi wyłącznie w kierunku promienia rurki, równanie (12) we współrzędnych cylindrycznych przyjmuje postać:

$$\frac{\partial^2 q_V(r)}{dr^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial q_V(r)}{\partial r} - \lambda_D^{-2} q_V(r) = 0 \tag{14}$$

a jego rozwiązaniem ogólnym jest funkcja:

$$q_V(r) = C_1 I_0\left(\frac{r}{\lambda_D}\right) + C_2 K_0\left(\frac{r}{\lambda_D}\right) \tag{15}$$

gdzie I_0 i K_0 są zmodyfikowanymi funkcjami Bessela odpowiednio pierwszego i drugiego rodzaju rzędu zerowego.



Rys. 1. Rozkład składowej osiowej prędkości w rurce w stanie ustalonym w warunkach przepływu laminarnego dla różnej prędkości średniej cieczy

Przyjmując, że gęstość objętościowa ładunku w pobliżu powierzchni rurki wynosi q_w, oraz uwzględniając warunek symetrii:

$$\begin{cases} q_V(r)\big|_{r=R} = q_w \\ \left.\dfrac{dq_V(r)}{dr}\right|_{r=0} = 0 \end{cases} \tag{16}$$

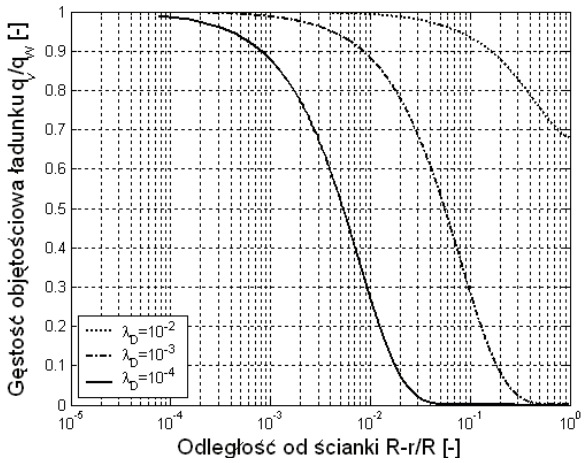
możemy wyznaczyć stałe C_1 i C_2.

Ostatecznie rozkład gęstości ładunku w stanie ustalonym w rurze można zapisać w postaci:

$$q_V(r) = q_w \frac{I_0\left(r/\lambda_D\right)}{I_0\left(R/\lambda_D\right)} \tag{17}$$

Na rysunku 2 przedstawiono rozkład gęstości ładunku w rurce przy ustalonej prędkości średniej, ale przy zmieniającej się szerokości warstwy podwójnej reprezentowanej przez współczynnik λ_D (długość Debye'a). Zwiększanie wartości λ_D jest związane z głębszym wnikaniem ładunku w obszar centralny rurki. Tym samym gradient gęstości ładunku w kierunku osi zmniejsza się. Jest to związane z bardziej równomiernym rozłożeniem ładunku w objętości cieczy.

Dla małych wartości λ_D gęstość ładunku szybko maleje ze zwiększaniem odległości od ściany. Większość ładunku nadmiarowego znajduje się w obszarze przygranicznym.



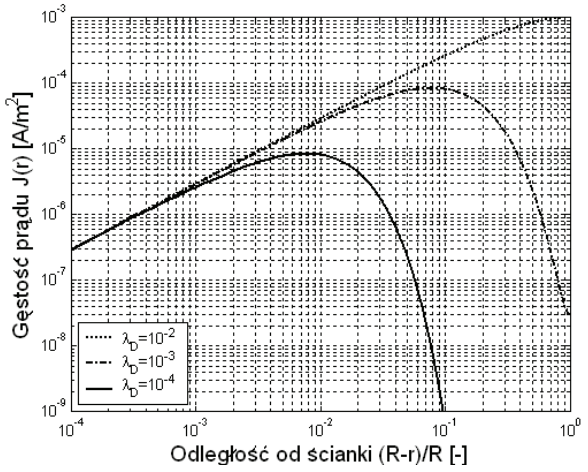
Rys. 2. Rozkład gęstości ładunku w rurce w warunkach przepływu laminarnego dla różnych wartości współczynnika λ_D (szerokości warstwy podwójnej); promień rurki wynosi R = 0.013 m

Gęstość prądu konwekcyjnego przy przepływie laminarnym

Gęstość prądu konwekcyjnego w stanie ustalonym w przedziale $0<r<R$ można wyznaczyć z zależności:

$$j(r) = q_V(r)u(r) = \frac{3q_w U_{sr} I_0(r/\lambda_D)(R^2 - r^2)}{2I_0(R/\lambda_D)R^2} \tag{18}$$

Na rysunku 3 przedstawiono rozkład gęstości prądu w rurce dla różnych wartości stałej λ_D. Profile wyznaczono przy stałej prędkości przepływu U_{sr}=1 m/s, przy założeniu, że gęstość objętościowa ładunku w pobliżu powierzchni q_w=10^{-3} C/m^3 pozostaje niezależna od prędkości cieczy. Profile charakteryzują się występowaniem ekstremum. Największa wartość prądu występuje w obszarze między ścianką a osią rurki. Zwiększanie wartości λ_D powoduje oddalenie ekstremum od ścianki oraz równoczesne zwiększenie wartości gęstości prądu.

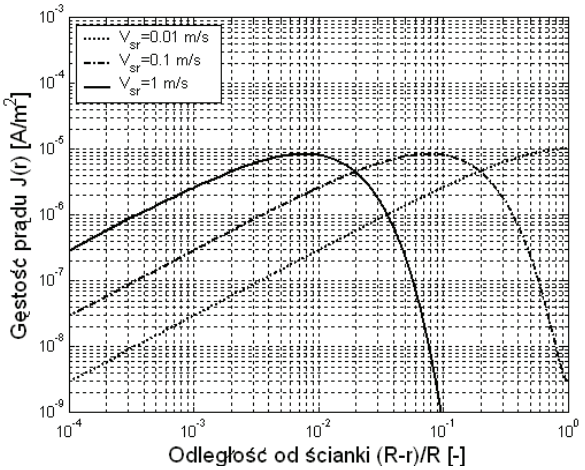


Rys. 3. Rozkład gęstości prądu w rurce w stanie ustalonym w warunkach przepływu laminarnego dla różnej szerokości warstwy podwójnej względem promienia rurki; q_w=10^{-3} C/m^3

Sytuację, w której $\lambda_D/R \approx 1$, uzyskujemy dla bardzo dużych szerokości warstwy podwójnej, tzn. dla cieczy o niskiej konduktywności lub dla rurek o niewielkich średnicach (kapilar).

W takim przypadku gradient gęstości ładunku jest na tyle mały, że nie wpływa on na rozkład gęstości prądu. Zatem profil gęstości prądu wynika bezpośrednio z rozkładu prędkości w cieczy.

Dla stosunku $\lambda_D/R<1$ warstwa podwójna staje się bardziej zwarta i w mniejszym stopniu ulega oddziaływaniu cieczy. W warunkach przepływu laminarnego gęstość prądu będzie mniejsza w centralnej części rurki, a większa w obszarze przyściennym. Dla ekstremalnie małej szerokości warstwy podwójnej np. dla cieczy o dużej konduktywności prąd elektryzacji będzie płynął wyłącznie w pobliżu ścianek.



Rys. 4. Rozkład gęstości prądu w rurce w stanie ustalonym w warunkach przepływu laminarnego dla różnej prędkości średniej cieczy; gęstość objętościowa ładunku w obszarze przyściennym przyjęto q_w=10^{-3} C/m^3 , λ_D=10^{-4} m; R = 0.013 m

Na rysunku 4 przedstawiono profile gęstości prądu w rurce przy zmieniającej się prędkości średniej cieczy. Prędkość nie wpływa na maksymalną wartość generowanego prądu, ale powoduje zmianę odległości od ścianki, przy jakiej to ekstremum występuje.

Prąd konwekcyjny całkowity w warunkach przepływu laminarnego

Prąd konwekcyjny całkowity w rurze w stanie ustalonym (w dużej odległości od wpływu rurki) dany jest zależnością:

$$\begin{aligned} I &= \int_0^R j(r)2\pi r dr = 2\pi \int_0^R q_V(r)u(r)r dr \\ &= \frac{3q_w U_{sr}\pi}{R^2 I_0(R/\lambda_D)} \int_0^R (R^2 - r^2) I_0(r/\lambda_d) r dr \end{aligned} \tag{19}$$

Po obliczeniu całki oznaczonej uzyskujemy równanie określające prąd w rurce o średnicy R w stanie ustalonym w warunkach przepływu laminarnego:

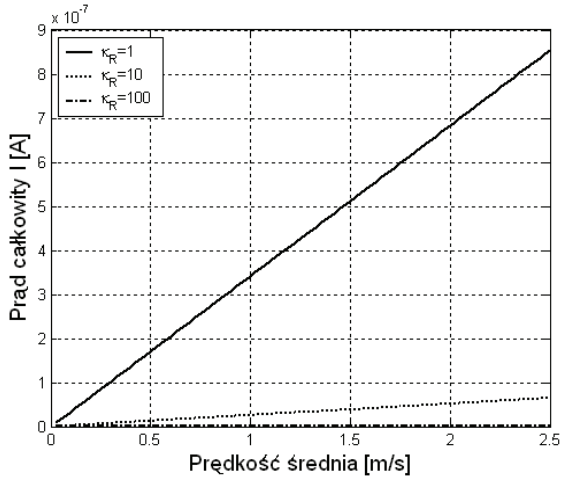
$$I = 2\xi R\lambda_D^2 \left[R I_0(\kappa_R) - 2\lambda_D I_1(\kappa_R) \right] \tag{20}$$

gdzie współczynniki ξ i κ_R są dane zależnościami:

$$\xi = \frac{3q_w U_{sr}\pi}{R^2 I_0(\kappa_R)} \tag{21}$$

$$\kappa_R = \frac{R}{\lambda_D} \tag{22}$$

Z zależności (20) wynika, że prąd elektryzacji jest proporcjonalny do prędkości przepływu cieczy.



Rys. 5. Zależność prądu całkowitego w przekroju rury od średniej prędkości cieczy w warunkach przepływu laminarnego, dla różnych wartości stosunku R/λ_D

Na rysunku 5 przedstawiono przykładową zależność prądu od prędkości średniej dla różnych szerokości warstwy podwójnej względem średnicy rurki. Dla dużej szerokości λ_D, porównywalnych ze średnicą rurki (dla cieczy o niskiej konduktywności) prąd osiąga dużą wartość.

Dla zwiększającej się wartości współczynnika κ_R, wartość prądu całkowitego. Niezależnie od parametrów fizykochemicznych cieczy prąd rośnie liniowo ze wzrostem prędkości. Dotyczy to oczywiście wyłącznie laminarnych warunków przepływu.

Podsumowanie

W artykule przedstawiono analityczne równania określające rozkład gęstości prądu w układzie cylindrycznym, przepływowym w warunkach przepływu laminarnego. Równania wyprowadzono przy uwzględnieniu mechanizmu dyfuzji, konwekcji oraz przewodzenia w odniesieniu do transportu ładunku. Model dystrybucji gęstości prądu dotyczy cieczy o dowolnej konduktywności, lepkości i przenikalności elektrycznej.

Równania wyprowadzono przy założeniu izotermicznego, nieściśliwego przepływu cieczy newtonowskich w rurze w stanie ustalonym czasowo i przestrzennie.

Przeprowadzone symulacje wykazują, że gęstość prądu może rozkładać się w różny sposób w przekroju rury. Sposób rozkładu zależy od szerokości warstwy podwójnej, powiązanej z własnościami cieczy oraz od warunków przepływu.

W warunkach przepływu laminarnego, dla dużych rozmiarów warstwy podwójnej prąd płynie głównie w centralnej części rurki a ekstremum prądu występuje wzdłuż osi rurki. Zmniejszanie długości Debye'a związane np. ze zmniejszeniem lepkości skutkuje przesunięciem ekstremum gęstości prądu w kierunku ścianki. Dla cieczy o niskiej konduktywności, dla których szerokość warstwy podwójnej jest bardzo mała w porównaniu z promieniem rurki, prąd płynie wyłącznie w obszarze przygranicznym.

W sytuacji pośredniej prąd płynie w obszarze całej rurki, a maksymalna gęstość prądu występuje w postaci cylindra o promieniu $0<r<R$ zależnym zarówno od prędkości przepływu, jak i własności fizykochemicznych cieczy.

Prace zostały zrealizowane w ramach projektu badawczego MEiN własnego nr 3 T10A 029 30.

LITERATURA

[1] Cross J. D., Wang H. T.: Interfacial instability. A new approach to transient EHD motion with unipolar injection. *IEEE Trans. on Diel. and Electr. Insul., Vol.* 26, (1991), No. 4, 641-646

[2] Palmer J. A., Nelson J. K.: Parametric Performance of a Transient Streaming Electrification Model. *IEEE Trans. on Diel. and Electr. Insul.*, Vol. 4, (1997), No. 3, 418-424

[3] Tobazeon R.: Electrohydrodynamic Instabilities and Electroconvection in the Transient and A.C. Regime of Unipolar Injection in Insulating Liquids: a Review. *Journal of Electrostatics*, Vol. 15, (1984), 359-383

[4] Peterman M. C., Noolandi J., Blumenkranz M. S., Fishman H. A.: Fluid Flow Past and Aperture in a Microfluidic Channel, *Analytical Chemistry*, Vol. 76, (2004), 1850-1856

[5] Touchard G.: Flow Electrification of liquids, *Journal of Electrostatics,* Vol. 51, (2001), 440-447

[6] Wagner J. P., Clavijo F. R.: Electrostatic charge generation during impeller mixing of used transformer oil, *Journal of Electrostatics*, 50, (2000), 31-47

[7] Palmer J. A, Nelson J. K.: Practical Implications of Transformer Flow Electrification Studies, *Journal of Electrostatics,* Vol. 40&41, (1997), 693-698

[8] Abedian B., Sonin A.: Theory for electric charging in turbulent pipe flow. *Journal of Fluid Mechanics*, Vol. 120, (1981), 199-217

[9] Nelson J. K., Brubaker M. A., Palmer J. A.: The Formulation of Models for the Description of Streaming Electrification in Transformer Structures, *IEEE Trans. on Diel. and Electr. Insul.*, Vol. 10, (2003), No. 6, 920-932

[10] Zmarzły D. O., Kędzia J.: A noise analyzer for monitoring static electrification current, *Journal of Electrostatics*, Vol. 63 (2005), No.5, 409-422.

***Autorzy**: dr inż. Dariusz Zmarzły, Politechnika Opolska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole. E-mail: dariusz@zmarzly.com*

Paweł Aksamit, Politechnika Opolska, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole. E-mail: pawel.aksamit@gmail.com

Dariusz ZMARZŁY[1], Paweł AKSAMIT[1]

Politechnika Opolska, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki, Instytut Elektroenergetyki (1)

Procesy przejściowe elektryzacji strumieniowej

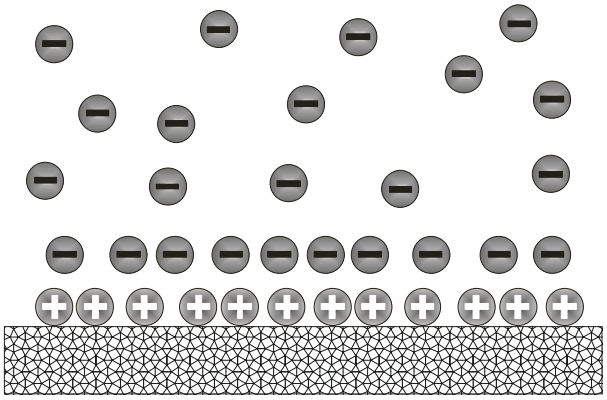
Streszczenie. *W artykule przedstawiono przebiegi czasowe prądu elektryzacji strumieniowej wyznaczone w dwóch różnych typach układów pomiarowych: w układzie wirującym oraz w układzie przelewowym. Niezależnie od układu prąd przebiega w podobny sposób. W początkowym okresie występuje gwałtowny skok prądu a następnie wartość się stabilizuje. W stanie ustalonym pojawia się również składowa stochastyczna. Procesy przejściowe są związane z budową warstwy podwójnej a geometria układu nie wpływa znacząco na przepływ ładunku.*

Abstract*. In the paper a runs of streaming electrification current, measured in both the Spinning Disk System and the Liquid Flowing System, are presented. The current runs are similar for both setups. In the initial time period a current burst occurs followed by the steady stade. In stationary case the stochastic term appears. The transitory processes are connected with double layer structure and the geometry of the system does not influence the charge flow meaningfully.* ***(The Transitory Processes of the Streaming Electrification)****.*

Słowa kluczowe: procesy przejściowe, olej transformatorowy, elektryczność statyczna, elektryzacja strumieniowa
Keywords: transitory processes, transformer oil, static electricity, streaming electrification.

Wprowadzenie

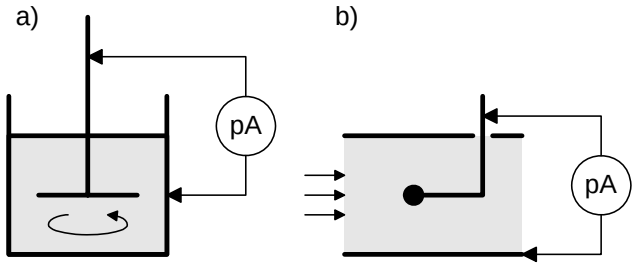
Proces elektryzacji strumieniowej jest niestacjonarny, a największe zmiany występują w początkowym okresie generacji, w którym rozrywana jest warstwa podwójna ładunku. Efektem tego jest pojawienie się procesów przejściowych i stanów nieustalonych [1, 2, 3]. Wskutek przepływu ładunków wytwarza się prąd konwekcyjny, którego wartość uzależniona jest od takich czynników jak: prędkość przepływu, geometria układu, temperatura, gęstość, lepkość cieczy i in. [4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11]. Niezależnie jednak od tych czynników w początkowym okresie generacji pojawia się składowa przejściowa. Pojawianie się tej składowej jest związane z budową warstwy podwójnej, tworzącej się na styku dwóch różnych faz [12]. Na rysunku 1 zilustrowano uproszczony schemat budowy warstwy podwójnej, w której jedną fazę stanowi ciecz a drugą jest faza stała. Jony układają się w sposób warstwowy w pobliżu powierzchni granicznej. Rodzaj jonów może zmieniać się w zależności od rodzaju fazy stałej. Zwykle przyjmuje się, że są dwa typy nośników ładunku o jednakowych parametrach (ruchliwość, współczynnik dyfuzji), ale o przeciwnym znaku.



Rys. 1. Ilustracja budowy warstwy podwójnej. Obecność jonów o różnoimiennym znaku powoduje powstawanie gradientu potencjału w obszarze przygranicznym

Transport jonów warunkowany jest głównie dynamiką przepływu cieczy. Jednak w obrębie warstwy podwójnej silnie uwarstwione jony oddziałują na siebie w znacznie większym stopniu w porównaniu z obszarem oddalonym od powierzchni granicznej. W dużym uproszczeniu są to dwa główne czynniki, które wpływają na przepływ ładunku. O ile procesy przejściowe związane z hydrodynamiką cieczy są stosunkowo krótkotrwałe i mają charakter inercyjny, to stabilizacja rozerwanej warstwy podwójnej może trwać względnie długo. W obu przypadkach czasy (stałe czasowe) zależą silnie od geometrii układu. W przypadku zjawisk elektrostatycznych stała czasowa zależy od właściwości fizykochemicznych cieczy [13].

Zarówno w układach przelewowych, przepływowych czy wirujących charakterystyka czasowa prądu będzie podobna. Wskutek nakładania się składowej inercyjnej wynikającej z przemieszczania ładunku oraz składowej wynikającej z rozładowania warstwy podwójnej powstaje proces przejściowy z gwałtownym skokiem prądu w początkowym okresie oraz stabilizacją na pewnym poziomie po ustaleniu elektrohydrodynamiki cieczy.



Rys. 2. Sposób pomiaru prądu w układzie z wirującą tarczą (a), oraz w układzie przepływowym (b)

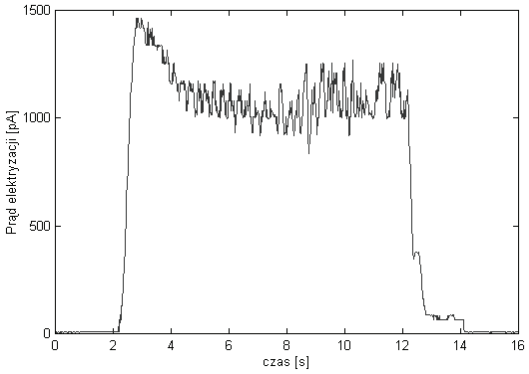
W artykule przedstawiono wybrane wyniki pomiarów prądu elektryzacji strumieniowej w dwóch układach pomiarowych: w układzie z wirującą tarczą [14] oraz w układzie przepływowym [15]. Sposób pomiaru w obu przypadkach zilustrowano na rysunku 2. Do badania wykorzystano elektroizolacyjny olej transformatorowy o zbliżonych parametrach fizykochemicznych. Układy różnią się hydrodynamiką. W układzie z wirującą tarczą sonda pomiarowa ma większe wymiary, co powoduje, że wartości prądu w stanie ustalonym są większe. Również niepewność pomiaru jest znacznie mniejsza w układzie wirującym. Zjawiska elektryzacji w obu przypadkach przebiegają w podobny sposób.

Procesy przejściowe w układzie z wirującą tarczą

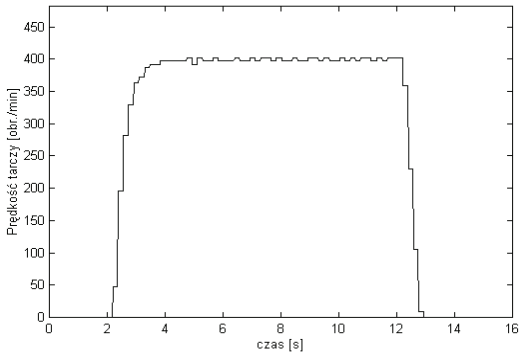
W układzie z wirującą tarczą (rys. 2a) wykorzystuje się cylindryczny metalowy zbiornik, w którym zanurzona jest tarcza obracana z określoną prędkością obrotową. Zbiornik wypełniony jest cieczą (olejem transformatorowym). Wskutek wirowania, w układzie generowany jest ładunek

elektrostatyczny. Szybkość powstawania ładunku zmienia się w trakcie pomiaru w zależności od różnych czynników.

Obserwowane stany przejściowe występują niezależnie od generowanego szumu prądu elektryzacji. Po pewnym czasie zjawiska te zanikają.



Rys. 3. Przebieg czasowy prądu elektryzacji strumieniowej w układzie z wirującą tarczą przy prędkości 400 obr/min

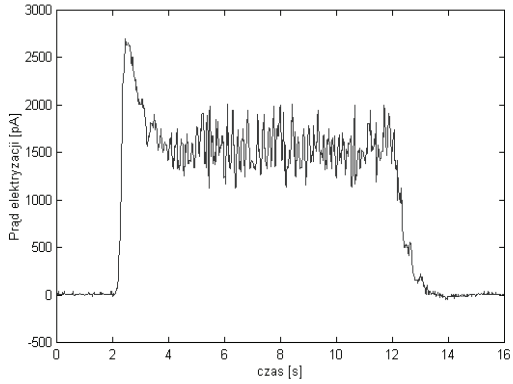


Rys. 4. Przebieg czasowy prędkości obrotowej tarczy w układzie z wirującą tarczą; wartość ustalona prędkości wynosiła 400 obr/min

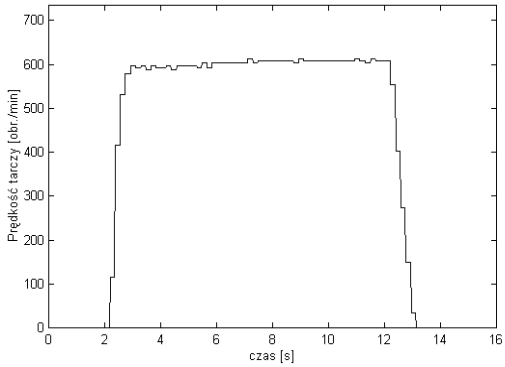
Na rysunku 3 przedstawiono przykładowy przebieg czasowy prądu elektryzacji strumieniowej zmierzony w układzie z wirującą tarczą, Odpowiadający przebieg zmian prędkości obrotowej zilustrowano na rysunku 4. Zmiana prędkości jest inercyjna, co wynika z własności mechanicznych silnika i z zastosowanego układu regulacji prędkości. Można z pewnym przybliżeniem przyjąć, że ciecz w pobliżu warstwy podwójnej będzie poruszać się z prędkością wymuszoną przez prędkość tarczy. W momencie rozruchu pojawia się jednak poślizg, którego efektem jest rozerwanie warstwy jonów ściśle przylegających do fazy stałej i poślizg warstwy słabiej przyciąganych jonów o przeciwnym znaku, na które działają siły coulombowskie. Po pewnym czasie następuje wyrównanie warstw jonów oraz zanika ich poślizg.

Przebieg przedstawiony na rysunku 3 charakteryzuje się gwałtownym wzrostem prądu elektryzacji. Proces ten trwa kilka sekund. Zatrzymanie silnika objawia się gwałtownym spadkiem prądu.

Przy większym skoku prędkości od 0 do 600 obr/min (rys. 5) obserwuje się większy przyrost prądu elektryzacji. Również w tym przypadku następuje inercyjny wzrost prędkości obrotowej tarczy (rys. 6). Po około 2 sekundach prąd stabilizuje się. Po zaniku procesu przejściowego następuje wzrost wariancji generowanego szumu. Wzrost ten spowodowany jest rozwojem turbulencji generowanych podczas ruchu wirowego. Na uwagę zasługuje inny charakter zmiany prądu przy włączaniu wirowania oraz przy zatrzymywaniu tarczy.



Rys. 5. Przebieg czasowy prądu elektryzacji strumieniowej w układzie z wirującą tarczą przy prędkości 600 obr/min

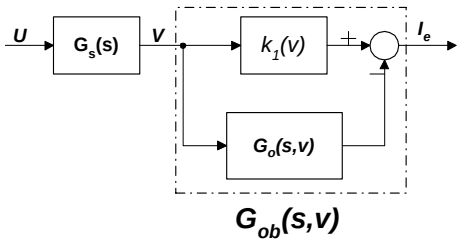


Rys. 6. Przebieg czasowy prędkości obrotowej tarczy w układzie z wirującą tarczą; wartość ustalona prędkości wynosiła 600 obr/min

Charakterystyczne zachowanie prądu, przedstawione na rysunkach 3 i 5 występuje niezależnie od średnicy tarczy. Przyczyną jest, wspomniane wcześniej, występowanie poślizgu między ruchem cieczy a ruchem wirowym tarczy. Ze względu na własności dynamiczne (bezwładność) cieczy nie jest możliwe, aby w całej objętości cieczy profil prędkości równy był prędkości tarczy. Powstaje zatem poślizg, który w momencie startu tarczy osiąga wartość bliską jedności. Po pewnym czasie różnica między prędkością oleju a prędkością tarczy maleje – poślizg dąży do wartości bliskiej zeru.

Model systemowy procesu przejściowego w układzie wirującym

Do określenia procesów przejściowych zastosowano następujący model generacji ładunku elektrostatycznego [16].



Rys. 7. Schemat blokowy modelu generacji ładunku elektrostatycznego w stanie przejściowym; gdzie: U - wartość nastaw prędkości obrotowej silnika, V – mierzona prędkość obrotowa [obr/min], I_e – mierzony prąd elektryzacji [pA], $G_s(s)$ – transmitancja układu napędowego, $G_{ob}(s, v)$ – transmitancja obiektu traktowanego jako całość, $k_1(v)$ – funkcja przekładająca prędkość obrotową tarczy na wartość prądu elektryzacji przy nieruchomej cieczy, $G_0(s, v)$ – transmitancja dynamiki cieczy.

W przedstawionym modelu (Rys.7) *U* reprezentuje nastawę układu napędowego wprawiającego tarczę w ruch wirowy. Dynamika układu napędowego G_s wymuszała inercyjny charakter odpowiedzi prędkości obrotowej silnika *V*. Transmitancja obiektu reprezentuje proces generacji ładunku G_{ob}. Składowa $k_1(v)$ reprezentuje wpływ prędkości wirowania tarczy *V* na wielkość prądu I_e. Składowa G_o modeluje zmiany prędkości obrotowej cieczy względem prędkości tarczy i ich wpływ na prąd elektryzacji.

Prędkość obrotowa reprezentowana w modelu przez podsystem $G_0(s,v)$ związana jest z różnicą między faktycznym pomiarem prędkości a wartością wynikającą z nastawy silnika. Nie jest możliwy idealny przyrost prędkości ze względu na dynamikę układu pomiarowego. Przyjęto, że przyrost prędkości wirowania, przy skokowej zmianie nastawy silnika (napięcia sterującego) ma charakter inercyjny. Model $G_0(s,v)$ przyjmuje postać:

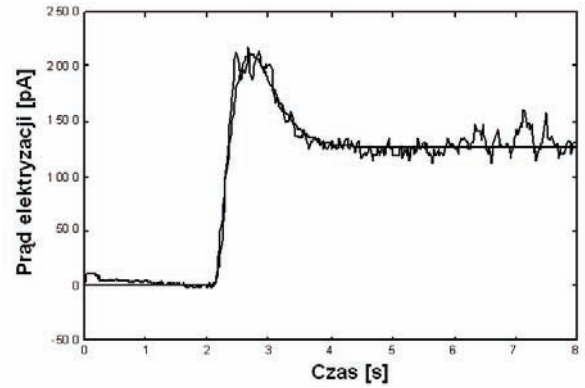
$$G_o(s,v) = \frac{k_2(v)}{\frac{1}{a_0(v)}s + 1} \tag{1}$$

gdzie: $k_2(v)$– jest funkcją zmian wartości wzmocnienia statycznego systemu $G_0(s)$ w funkcji prędkości silnika *V*, $a_0(v)$– jest funkcją zmian odwrotności stałej czasowej systemu $G_0(s,v)$ w funkcji prędkości obrotowej.

W wyniku przeprowadzenia procedury identyfikacji i aproksymacji [16] otrzymano zależności $k_1(v)$, $k_2(v)$, oraz $a_0(v)$ w postaci:

$$\begin{aligned} k_1(v) &= 1.2e^{2.9\cdot10^{-3}v}, \\ k_2(v) &= 0.17e^{5.8\cdot10^{-3}v}, \\ a_0(v) &= 9.7\cdot10^{-2}e^{5.9\cdot10^{-3}v}. \end{aligned} \tag{2}$$

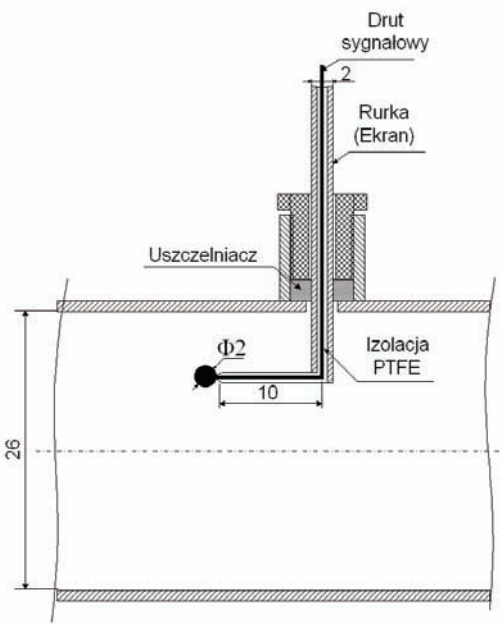
Przykładową odpowiedź czasową wyznaczonego modelu procesu przejściowego elektryzacji dla prędkości ustalonej tarczy 500 obr/min przedstawiono na rysunku 8. Charakterystyka uwzględnia dynamikę układu napędowego.



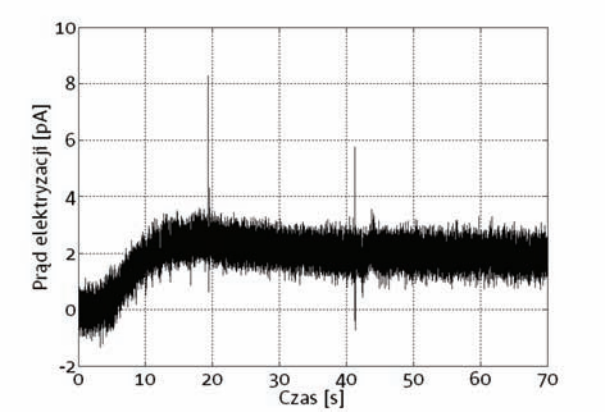
Rys. 8. Rzeczywisty przebieg czasowy oraz odpowiedź czasowa modelu (1) z uwzględnieniem dynamiki układu napędowego dla prędkości ustalonej 500 obr/min

Procesy przejściowe w układzie przepływowym

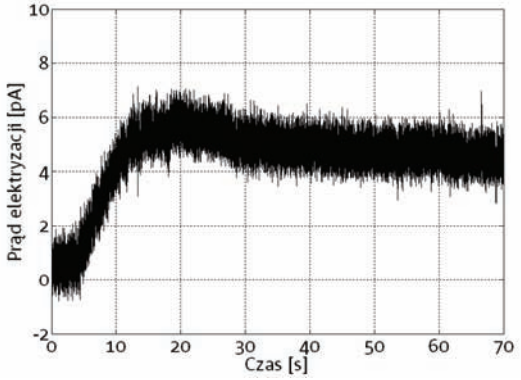
W układzie przepływowym (rys. 2b), do pomiaru prądu elektryzacji wykorzystuje się układ z przesuwającą się elektrodą elektrometryczną. Sonda pomiarowa może przemieszczać się wzdłuż promienia rurki, przy użyciu odpowiedniego systemu pozycjonowania. Do ustalania położenia wykorzystuje się sterowany komputerowo silnik krokowy. Rurka wypełniona jest elektryzującą się cieczą. W przedstawionych badaniach wykorzystano olej mineralny, izolacyjny typu transformatorowego. Za elektrodę pomiarową służy kulista sonda o średnicy 2 mm (rys. 9).



Rys. 9. Schemat elektrody pomiarowej



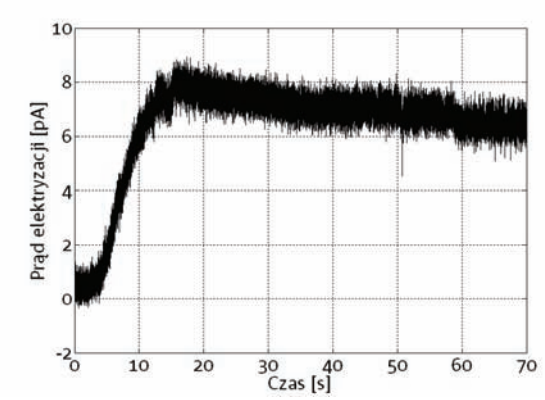
Rys. 10. Przebieg czasowy prądu elektryzacji dla odległości sondy pomiarowej od ścianki 2 mm



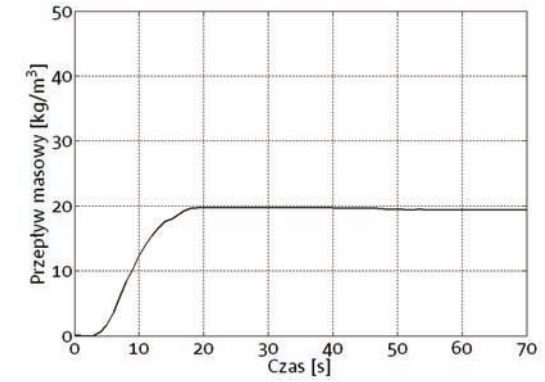
Rys. 11. Przebieg czasowy prądu elektryzacji dla odległości sondy pomiarowej od ścianki 5 mm

Przykładowe przebiegi czasowe prądu elektryzacji w odpowiedzi na zmianę przepływu cieczy (rys.13) przedstawiono na rysunkach 10 do 12. Przebiegi

wyznaczono dla różnych odległości sondy pomiarowej od ścianki. W pobliżu ścianki prąd elektryzacji jest najmniejszy. Podobnie jak w układzie z wirującą tarczą w przebiegach występuje składowa zmienna o charakterze stochastycznym. Ponieważ w porównaniu z układem wirującym, układ przepływowy charakteryzuje się znacznie większą względną niepewnością pomiaru, wyraźniej zaznaczona jest obecność składowej stochastycznej.



Rys. 12. Przebieg czasowy prądu elektryzacji dla odległości sondy pomiarowej od ścianki 10 mm



Rys. 13. Przebieg czasowy przepływu cieczy

Podsumowanie

W artykule przedstawiono pomiary procesów przejściowych elektryzacji w dwóch typach układów pomiarowych. Zjawiska przejściowe związane są z ustalaniem warunków elektro-hydrodynamicznych w cieczy. Prawdopodobną przyczyną jest wzajemny poślizg warstw jonów wchodzących w obręb warstwy podwójnej. Warstwa ta rozrywana jest w sposób ciągły, przy czym w chwili początkowej występuje inercja powodująca występowanie gwałtownego skoku prądu.

Przedstawiony model systemowy w układzie wirującym, uwzględniający inercyjny charakter przepływu cieczy, stosunkowo wiernie odzwierciedla przebiegi prądu elektryzacji.

Procesy przejściowe są stosunkowo krótkotrwałe i trwają zwykle kilka sekund, głównie w zależności od geometrii układu. W dużych obiektach (np. w transformatorach energetycznych chłodzonych olejem o pojemności 2000 l) czas ten może sięgać kilkunastu minut.

Prace zostały zrealizowane w ramach projektu badawczego MEiN własnego nr 3 T10A 029 30

LITERATURA

[1] Palmer J. A., Nelson J. K.: Parametric Performance of a Transient Streaming Electrification Model. *IEEE Trans. on Diel. and Electr. Insul.*, Vol. 4, (1997), No. 3, 418-424

[1] Cross J. D., Wang H. T.: Interfacial instability. A new approach to transient EHD motion with unipolar injection. *IEEE Trans. on Diel. and Electr. Insul., Vol.* 26, (1991), No. 4, 641-646

[3] Nelson J. K., Brubaker M. A., Palmer J. A.: The Formulation of Models for the Description of Streaming Electrification in Transformer Structures, *IEEE Trans. on Diel. and Electr. Insul.*, Vol. 10, (2003), No. 6, 920-932

[4] Washabaugh A.P., von Guggenberg P.A., Zahn M., Melcher J.R., Temperature and Moisture Transient Flow Electrification Measurements of Transformer Pressboard/Oil Insulation Using a Couette Facility, *Proceeding of the 3rd International Conf. on Properties and Applications of Dielectric Materials*, July 8-12, (1991), Tokyo, Japan, 1991, 867-870.

[5] Touchard G., Watanabe S., Flow electrification in terms of temperature and conductivity of the liquids, *Industry Applications Society Annual Meeting*, (1992), *Conf. Record of the 1992 IEEE International Symposium on Dielectrics and Electrical Insulation,* 1395-1401

[6] Kędzia J., Electrostatic properties of aged transformer oil *IEEE Trans. on Electr.Insul.*, Vol. 24, No 2, (1989) 175-182.

[7] Kędzia J., Brzostek E., Static electrification in transformer oil as a measure of its ageing, *IEEE Trans. on Electr. Insul.*, Vol. 19, No. 2, (1984), 101-106.

[8] Yang J.X.; Xiao X.C., Ding L.J., Li Z.H., Influence of streaming electrification on creeping discharge of oil-paper insulation system Electrical Insulation, (1994), Conf. Record of the 1994, *IEEE International Symposium on Properties and Applications of Dielectric Materials,* (1994), 538-540.

[9] Washabaugh A.P., Zahn M., Flow Electrification Measurements in a Couette Flow Facility, *Conf. Records of the 1994 IEEE International Symposium on Electrical Insulation,* Pittsburg, PA USA, June 5-8, (1994), p. 133-136.

[10] Morin II A.J., Melcher J.R., Zahn M., An absolute charge sensor for fluid electrification measurement, *Conf. Record of the 1998 IEEE*, (1998), 18-22

[11] Kędzia J., Willner B., Electrification current in the spinning disk system, *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 1, No. 1, (1994), 58-62.

[12] Touchard G.: Flow Electrification of liquids, *Journal of Electrostatics,* Vol. 51, (2001), 440-447

[13] Touchard G., Morcau O., Romat H., Watanabe S., Borzeix J., Electric Behavior of Press Board Submitted to an oil Flow Electrification CEIDP, (1996), 612-615.

[14] Zmarzły D. O., Kędzia J. A noise analyzer for monitoring static electrification current, *Journal of Electrostatics*, Vol. 63 (2005), No.5, 409-422.

[15] Zmarzły D.,Kędzia J., The Facility for Measuring of Electrification Current in Spinning Disc Systems, *II International Symp. New Electrical and Electronic Technologies and their Industrial Implementation:* Kazimierz Dolny (2001), 177-180.

[16] Zmarzły D., Stanisławski R., Analiza stanów przejściowych elektryzacji statycznej w układzie z wirującą tarczą. VII Konf. Nauk.Techn. ZKwE, Poznań, (2002), s.325-328.

***Autorzy**: dr inż. Dariusz Zmarzły, Politechnika Opolska, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki, Instytut Elektroenergetyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole.*
E-mail: dariusz@zmarzly.com

Paweł Aksamit, Politechnika Opolska, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole.
E-mail: pawel.aksamit@gmail.com

Paweł ZYDROŃ

Akademia Górniczo-Hutnicza, Katedra Elektroenergetyki

Przetwarzanie sygnałów i wizualizacja danych w pomiarach i analizie wyładowań niezupełnych

Streszczenie. *Pomiar wyładowań niezupełnych (wnz) jest jedną z metod stosowanych w diagnostyce układów izolacyjnych wysokiego napięcia. Ze względu na: różnice konstrukcji urządzeń elektrycznych, ograniczenia, co do możliwości stosowania poszczególnych metod detekcji wyładowań oraz charakter i poziomy towarzyszących im zakłóceń stosowane są różne metody przetwarzania i analizy sygnałów, mające na celu efektywne ich wyodrębnianie. Równocześnie stosowane są lub proponowane różne wielkości i metody opisu rejestrowanych wyładowań, będące podstawą dla określenia sygnatury stanu obiektu lub występującego w nim defektu. Referat prezentuje wybrane metody przetwarzania sygnałów i wizualizacji graficznej uzyskanych danych, użyteczne w procesie wydobywania informacji nt. rejestrowanych wyładowań niezupełnych.*

Abstract*. Partial discharges (PD) measurement is one from the methods used in diagnostic of high voltage insulation systems. Because of differences in construction of apparatus, restrictions in using of PD detection methods, and character and levels of disturbances many methods of signal processing and analysis are used to improve PD signal selection. In parallel different quantities and methods of PD description and characterization of defect or tested object state are used and proposed. Paper presents selected methods of PD signal processing and data visualization useful in PD data mining and analysis.* ***(Signal processing and data visualization in measurements and analysis of partial discharges).***

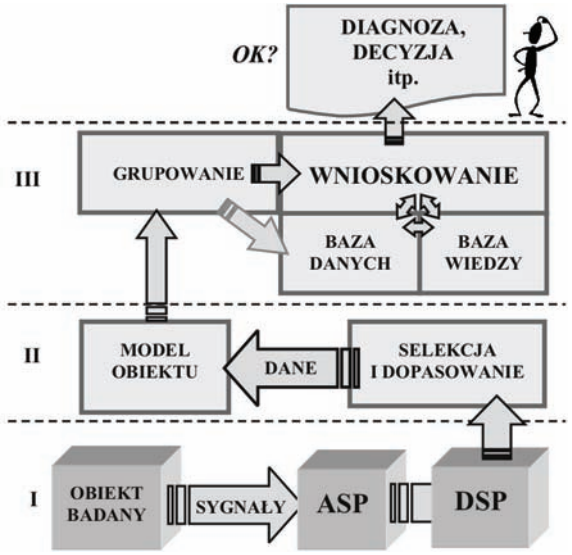
Słowa kluczowe: układy izolacyjne, wyładowania niezupełne, przetwarzanie sygnałów, wizualizacja danych
Keywords: insulation systems, partial discharges, signal processing, data visualization

Wprowadzenie

Pomiary wyładowań niezupełnych są jedną z głównych metod stosowanych w diagnostyce układów izolacyjnych wysokiego napięcia [1-3]. W ciągu długiego już okresu jej stosowania następował stopniowy rozwój sposobów i układów detekcji wyładowań oraz określane były i w pewnym zakresie normalizowane wielkości je opisujące [4]. Należy podkreślić, że ze względu na znaczne różnice w konstrukcji poszczególnych typów urządzeń elektrycznych wysokiego napięcia: transformatorów, generatorów, kabli, rozdzielnic gazowych SF_6 i in., występują istotne ograniczenia w zastosowaniu poszczególnych metod detekcji wnz. Dodatkowo, są one pogłębiane w wyniku występowania w obiektach i w ich otoczeniu zakłóceń elektromagnetycznych o różnym charakterze i poziomach, prowadzących do pogorszenia stosunku sygnał/szum. Z tego powodu są stosowane i opracowywane odpowiednie metody przetwarzania i analizy sygnałów, mające na celu poprawę tego stosunku oraz efektywne wyodrębnianie sygnałów użytecznych. Należą do nich zarówno metody analogowe (np. filtracja pasmowa, której zastosowanie często warunkuje możliwość wykonania pomiarów), jak również cyfrowe – rozwijane intensywnie w ostatnich kilkunastu latach. Wśród stosowanych i implementowanych metod cyfrowego przetwarzania sygnałów wymienić można: analizę czasowo-częstotliwościową, filtrację cyfrową, czy też metody korelacyjne [5]. Równocześnie stosowane są lub proponowane wielkości opisu wnz, będące podstawą dla określenia sygnatury stanu obiektu lub występującego w nim defektu [3,6]. Obecnie, w procesie diagnostyki układów izolacyjnych metodami pomiaru wnz dokonuje się analiz dużej liczby danych pomiarowych o charakterze statystycznym, co ma związek z procesami powstawania i rozwoju wyładowań w źródłach ich występowania. Artykuł prezentuje wybrane metody przetwarzania sygnałów i wizualizacji graficznej uzyskanych danych, które mogą wspomagać wydobywanie informacji diagnostycznych.

Charakterystyka procesu pomiaru i analizy wnz

Proces wypracowania decyzji diagnostycznej z zastosowaniem pomiaru wyładowań niezupełnych można przedstawić w postaci wieloelementowego diagramu (rys. 1) obejmującego trzy podstawowe etapy: 1) detekcji i akwizycji wyładowań; 2) ekstrakcji parametrów diagnostycznych; 3) grupowania i wnioskowania.



Rys. 1. Schemat procesu pozyskiwania danych diagnostycznych

I. *Etap detekcji i akwizycji wyładowań*, w którym następuje kondycjonowanie sygnałów pomiarowych oraz wstępne ich przetworzenie w układach przetwarzania analogowego (ASP) i cyfrowego (DSP). W tym etapie dokonywane jest m.in. usuwanie szumów i zakłóceń.
II. *Etap ekstrakcji parametrów* stosowanych w procedurach diagnostycznych. Są one uzyskiwane poprzez selekcję i wyznaczenie wartości wybranych wielkości. W wyniku tego uzyskuje się dane numeryczne opisujące określony wcześniej model obiektu, którego właściwe zdefiniowanie ma istotne znaczenie dla skuteczności prowadzonych analiz. Przykładem takiego modelu opisowego może być np. zestaw parametrów statystycznych (ang. *fingerprint*) charakteryzujących rozkłady amplitudowe i fazowe wybranych wielkości opisowych [6].
III. *Etap grupowania i wnioskowania*, w którym następuje uporządkowanie zagregowanych danych (parametrów lub modeli) oraz ich klasyfikacja i odniesienie do wzorców. Wśród stosowanych na tym poziomie metod wymienić można klasteryzację danych z analizą skupień wykorzystującą algorytmy sieci neuronowych lub logiki rozmytej [7,8].

Na każdym z wymienionych wyżej etapów niezbędna jest czytelna wizualizacja danych, ułatwiająca ich właściwą analizę i ocenę. Jest faktem znanym od dawna, że sam sposób graficznej prezentacji wyników może wpływać na możliwości wykrycia ukrytych prawidłowości i ułatwienie postawienia diagnozy.

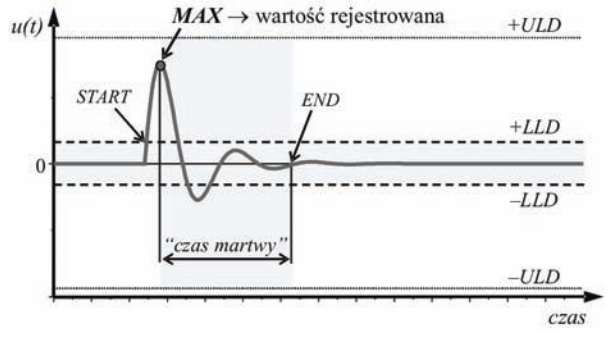
Rejestracja i przetwarzanie sygnałów wyładowań

Współcześnie stosowane systemy pomiarowe wyładowań niezupełnych wykorzystują dwie podstawowe, cyfrowe metody rejestracji sygnałów [5]:

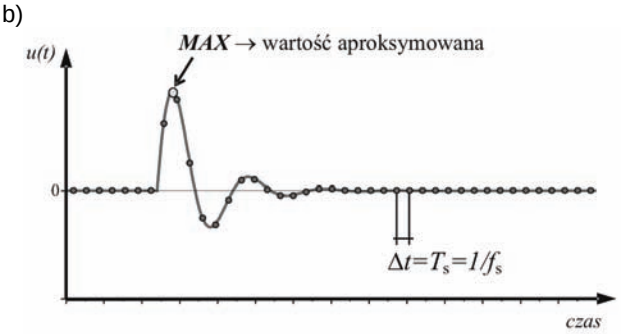
1.) detekcję i rejestrację amplitud impulsów napięciowych;
2.) próbkowanie przebiegu sygnału napięciowego i zapis ciągu jego próbek.

Rysunek 2 przedstawia zasady rejestracji sygnałów w obu wymienionych metodach czasowych: detekcji amplitudy (rys. 2a) i próbkowania sygnału (rys. 2b). Ponadto przy pomiarach w zakresie VHF/UHF zastosowanie znajdują urządzenia do analizy widmowej – najczęściej analizatory widma. Są one stosowane albo jako samodzielne systemy pomiarowe do rejestracji i oceny widm częstotliwościowych generowanych przez wyładowania, albo jako element większego systemu, przygotowujący sygnał odpowiedni dla układów rejestracji, działających w oparciu o jedną z wyżej wymienionych metod.

a)



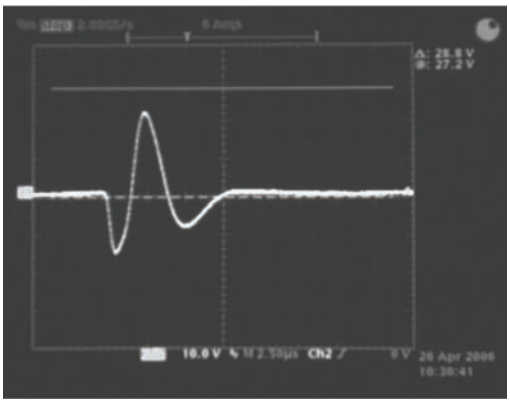
b)



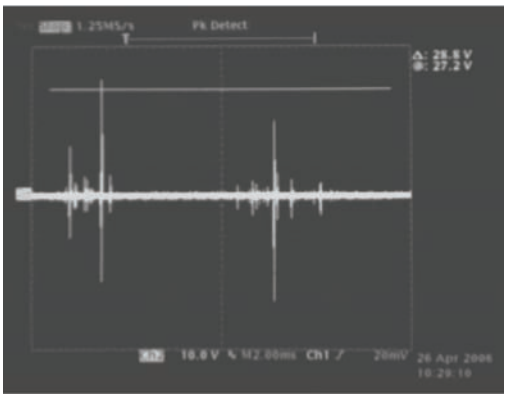
Rys. 2. Metody rejestracji sygnałów stosowane w pomiarach wyładowań niezupełnych: a) detekcja wartości szczytowej impulsu, b) próbkowanie równomierne sygnału

Układy wykorzystujące pierwszą z metod umożliwiają bezpośredni pomiar amplitudy impulsu, a więc - po skalowaniu układu pomiarowego - wartości ładunków pozornych wyładowań. Są one stosowane w wielu urządzeniach pomiarowych, od znanych od wielu lat wielokanałowych analizatorów amplitudy (np. z klasycznym przetwornikiem Wilkinsona), aż po rozwijane w ostatnich kilkunastu latach systemy rejestracji obrazów fazowo-rozdzielczych. Wymaganiem niezbędnym dla właściwej pracy tych układów jest odpowiedni odstęp sygnału od szumu na wejściu układu pomiarowego, umożliwiający prawidłową detekcję amplitud impulsów.

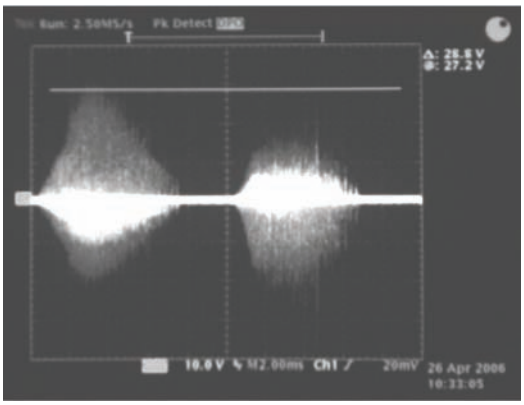
Druga z metod, próbkowania sygnałów, może być stosowana również w układach przeznaczonych do pomiaru wyładowań w obecności silnych szumów i zakłóceń. Sygnał pomiarowy, próbkowany równomiernie z częstotliwością f_s jest po rejestracji poddawany procesom przetwarzania cyfrowego, umożliwiającym wyodrębnienie sygnałów wyładowań. Jako, że próbki nie zawsze pokrywają się z maksimum sygnału (rys. 2b) dla prawidłowego określenia amplitudy impulsów konieczne jest stosowanie dużych częstotliwości pobierania próbek (rys. 3) lub odpowiednich aproksymacyjnych procedur obliczeniowych. W przypadku stosowania współczesnych oscyloskopów cyfrowych można korzystać z trybu detekcji wartości szczytowej (rys. 4, 5) jednak dla określenia parametrów poszczególnych wyładowań konieczna jest wówczas odpowiednia eliminacja efektów obecności oscylacji i zakłóceń.



Rys. 3. Pojedynczy impuls wnz na wyjściu toru analogowego; oscyloskop TDS784D: f_s =*2GHz,* długość rekordu N =50.000

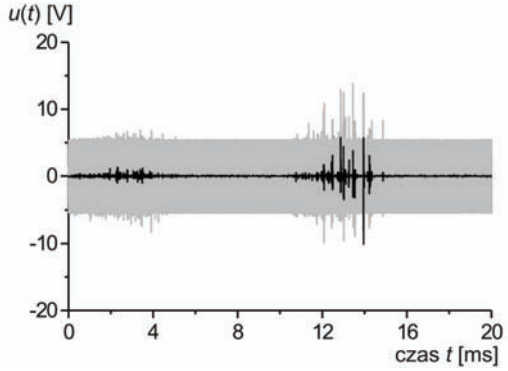


Rys. 4. Sygnały wnz na wyjściu toru analogowego w jednym okresie napięcia probierczego; oscyloskop TDS784D: f_s =*2,5MHz,* długość rekordu N = 50.000, tryb: *PeakDetect*



Rys. 5. Oscyloskopowa akumulacja sygnałów impulsowych wnz; oscyloskop TDS784D: f_s =*2,5MHz,* długość rekordu N = 50.000, tryb: *PeakDetect*, dodatkowo włączona funkcja akumulacji *DPO* (ang. *Digital Phosphor Oscilloscope*)

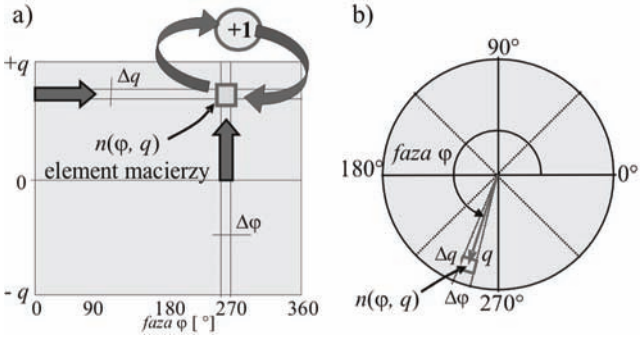
Dostępne obecnie układy i narzędzia przetwarzania sygnałów, zarówno sprzętowe (np. procesory sygnałowe lub układy typu *mixed signal*), jak i programowe, umożliwiają poprawę wartości stosunku sygnał/szum (*SNR*) poprzez zastosowanie procedur filtracji szumów i zakłóceń towarzyszących wyładowaniom niezupełnym. Spośród wielu stosowanych metod wymienić można filtry cyfrowe pracujące w dziedzinie częstotliwości lub czasu (w tym również adaptacyjne) oraz metody korelacyjne. Metodami rozwijanymi w tym zakresie w odniesieniu do pomiarów wyładowań niezupełnych są metody oparte na przekształceniu falkowym. Przekształcenie to może być traktowane zarówno jako narzędzie analizy czasowo-częstotliwościowej niestacjonarnego sygnału wyładowań, jak również jako pewien szczególny rodzaj analizatora widma, dokonującego selekcji sygnałów użytecznych [9]. Na rysunku 6 przedstawiono wynik zastosowania filtracji falkowej, użytej jako bank selektywnych filtrów dla usunięcia zakłóceń pasmowych, wysokoczęstotliwościowych. W przykładzie zastosowano falkę typu *db3*, analizując sygnał do poziomu detalu *D9*. W procesie filtracji usunięto całkowicie składnik detalu *D1* oraz dokonano odszumiania (filtracji progowej) składników detalu *D2*, *D3* i *D6*. W pasmach pozostałych składników nie dokonywano żadnych ingerencji.



Rys. 6. Rezultat filtracji falkowej sygnałów pomiarowych wyładowań niezupełnych – sygnał przed i po filtracji

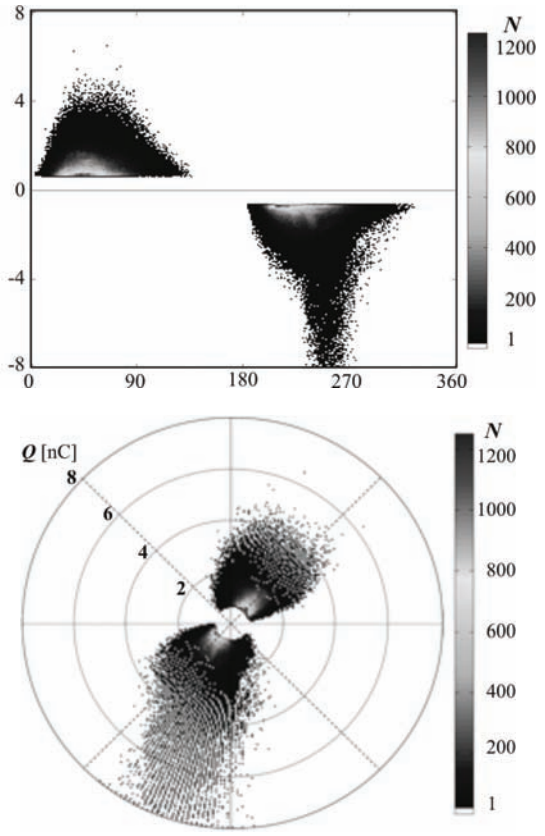
Wizualizacja danych w analizie wnz

Obrazy fazowo-rozdzielcze wyładowań niezupełnych [3] umożliwiają analizę struktur zbiorów impulsów wyładowań w okresie napięcia probierczego. Pojedynczy impuls wyładowania może być charakteryzowany przez dwie wielkości pierwotne (pomiarowe): ładunek pozorny (amplitudę) q oraz fazę φ wystąpienia w okresie napięcia.



Rys. 7. Sposób tworzenia obrazów fazowo-rozdzielczych wnz w układzie współrzędnych: a) prostokątnych; b) biegunowych

Typowy obraz fazowo-rozdzielczy wyładowań $n(\varphi,q)$ – tworzony zgodnie z algorytmem akumulacji kolejnych impulsów, przedstawionym na rysunku 7a – reprezentuje rozkład liczby impulsów zapisanych w komórkach pamięci $M(i,j)$, odpowiadających podstawowym obszarom $\Delta\varphi\Delta q$ płaszczyzny faza-ładunek. Rozkład liczby wyładowań $n(\varphi,q)$ może być wizualizowany również w układzie współrzędnych biegunowych (rys. 7b). Przykład obu sposobów wizualizacji obrazów fazowo-rozdzielczych wyładowań przedstawiono na rysunku 8.



Rys. 8. Wizualizacja obrazu wyładowań niezupełnych $n(\varphi,q)$ zarejestrowanego podczas badań układu izolacyjnego pręta maszyny elektrycznej z izolacją termoutwardzalną w układach współrzędnych prostokątnych i biegunowych

Często podczas analizy wyładowań niezupełnych wyznaczane są pewne wielkości pochodne (obliczeniowe) np. ładunek całkowity/średni, energia całkowita/średnia, wskaźnik *D* (związany z kwadratem ładunku pozornego). Dla celów diagnostycznych tworzone są i analizowane statystycznie rozkłady fazowe i amplitudowe wybranych wielkości spośród wyżej wymienionych [6].

Analiza możliwości numerycznego przetwarzania zbiorów impulsów wyładowań niezupełnych wskazuje, że możliwe jest tworzenie nowych rodzajów obrazów fazowo-rozdzielczych wizualizujących na płaszczyźnie (φ, q) wymienione wyżej wielkości. Na rysunku 9 przedstawiono trzy rodzaje przetworzonych obrazów opisowych wielkości pochodnych wyładowań niezupełnych, będących płaskimi projekcjami rozkładów trójwymiarowych:

1) ładunku całkowitego Q_{tot} przenoszonego przez impulsy wnz zlokalizowane w komórkach elementarnych $\Delta\varphi\Delta q$:

(1) $$Q_{tot}(i,j) = M(i,j) \cdot q_j$$

2) kumulowanych kwadratów ładunków pozornych q^2 (sum wskaźnika D) przenoszonych przez impulsy wyładowań zlokalizowane w komórkach elementarnych $\Delta\varphi\Delta q$:

(2) $$D_{tot}(i,j) = M(i,j) \cdot q_j \cdot q_j$$

3) energii całkowitej w_{tot} związanej z impulsami występującymi w komórkach $\Delta\varphi\Delta q$:

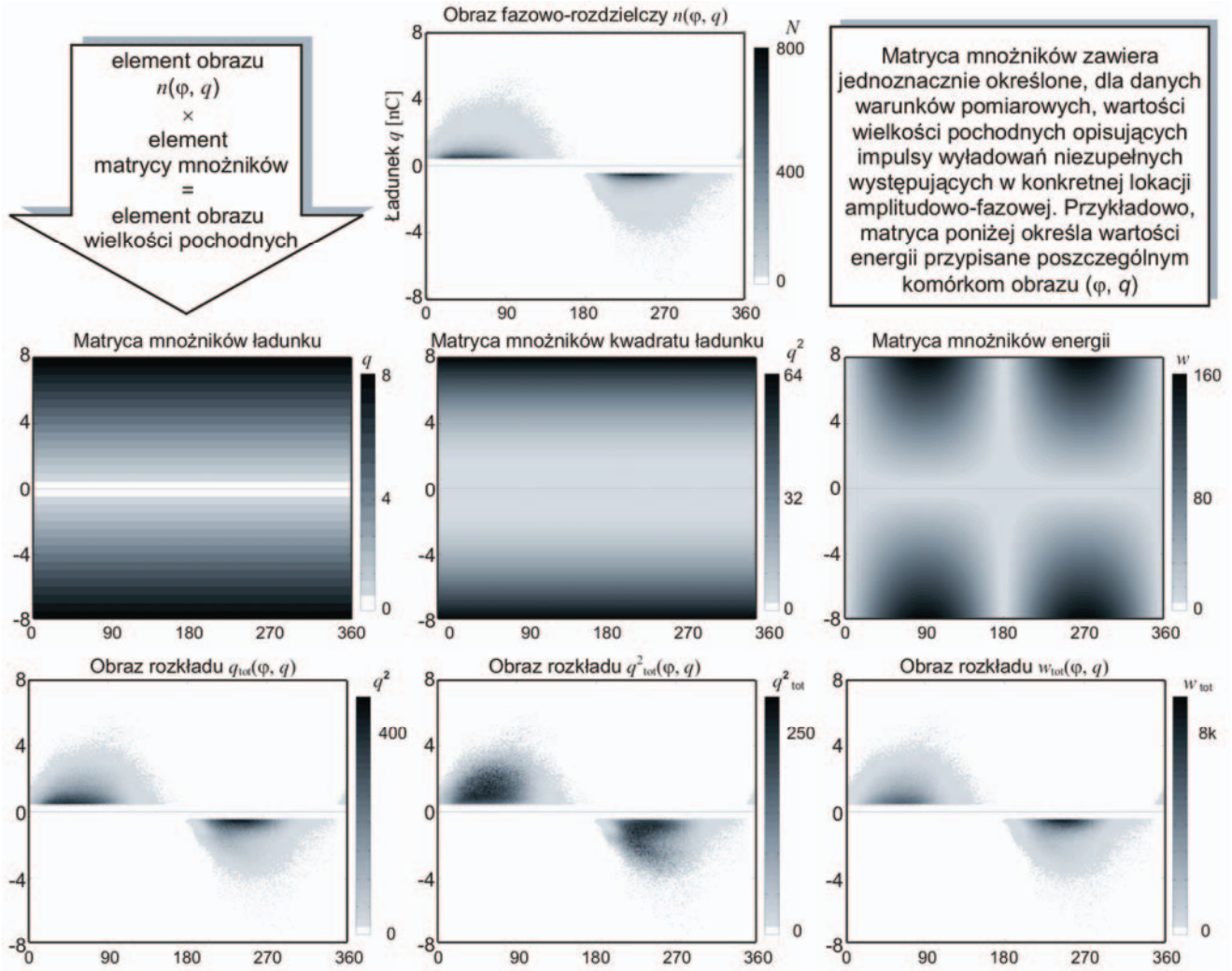
(3) $$w_{tot}(i,j) = M(i,j) \cdot q_j \cdot u_i$$

Rysunek 9 przedstawia przykładowe obrazy opisanych rozkładów uzyskane dla pomiarów wyładowań niezupełnych w izolacji termoutwardzalnej pręta maszyny elektrycznej. Rozkłady umieszczone w trzecim wierszu rysunku 9 są wynikiem przemnożenia rozkładu $n(\varphi, q)$ przez jednoznacznie określoną dla danego ładunku maksymalnego i napięcia probierczego matrycę współczynników rozkładu odpowiednich wielkości pochodnych (wiersz drugi rysunku)

Podsumowanie

Dostępne obecnie w praktyce metody przetwarzania sygnałów, stosowane w pomiarach wyładowań niezupełnych np. filtracja falkowa, umożliwiają poprawę stosunku sygnał/szum oraz bardziej efektywne wyodrębnianie sygnałów impulsów wyładowań.

W artykule zaproponowano nowe metody wizualizacji wielkości przetworzonych, opisujących impulsy wyładowań niezupełnych. Bazując na metodzie tworzenia obrazów fazowo-rozdzielczych dają one możliwość określenia np. wielkość energii przenoszonej przez poszczególne grupy wyładowań zlokalizowane w obszarach $\Delta\varphi\Delta q$ oraz odniesienia ich do wielkości całkowitej energii wydzielonej w czasie pomiarów. W miejsce dwuwymiarowych rozkładów fazowych lub amplitudowych wielkości pochodnych możliwa jest dzięki temu ich analiza w płaszczyźnie (φ, q).



Rys. 9. Sposób tworzenia rozkładów wielkości pochodnych na płaszczyźnie *faza-ładunek* (opis w tekście)

LITERATURA

[1] Kreuger F.H., Discharge detection in high-voltage equipment, Butterworth &Co., London, 1989

[2] Kuffel E., Zaengl W., Kuffel J., High voltage engineering – Fundamentals, Newness Press, 2000

[3] Florkowska B., Florkowski M., Włodek R., Zydroń P., Mechanizmy, pomiary i analiza wyładowań niezupełnych w diagnostyce układów izolacyjnych wysokiego napięcia, Wyd. IPPT PAN, Warszawa, 2001

[4] Polska Norma PN-EN 60270:2003 Wysokonapięciowa technika probiercza - Pomiary wyładowań niezupełnych

[5] Zydroń P., Zastosowanie analizy czasowej i częstotliwościowej do badania wyładowań niezupełnych w układach izolacyjnych wysokiego napięcia, Rozprawa doktorska, AGH Kraków, 2001

[6] Gulski E., Kreuger F.H., Computer-aided analysis of discharge patterns, J. Phys. D, Vol. 23, pp. 1569-1575, 1990

[7] McGrail A.J., Data mining techniques to assess the condition of high voltage electrical plant, Proc. of CIGRE, paper 15-107, Paris, 2002

[8] Cavallini A et al., A new methodology for the identification of pd in electrical apparatus: properties and applications, IEEE Trans DEI, vol. 12, no. 2; pp. 203-215, April 2005

[9] Zydroń P., Przekształcenie falkowe w pomiarach wysokonapięciowych, IW'2002, Przegląd Elektrotechniczny - Konferencje, LXXVIII, 10s/2002, str. 319-322

***Autor**: dr inż. Paweł Zydroń, Akademia Górniczo-Hutnicza, Katedra Elektroenergetyki, al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, e-mail pzydron@agh.edu.pl*

Paweł ŻYŁKA, Tomasz KRAUSE

Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii

Warstwowe struktury elastomerów elektroaktywnych z ładunkiem przestrzennym

Streszczenie. *Dielektryczne elastomerowe aktuatory (DEA) czyli pobudzane polem elektrycznym polimery elektroaktywne (EAP) wzbudzają coraz większe zainteresowanie naukowe i aplikacyjne. Głównym problemem pojawiającym się przy próbach wykorzystania tych materiałów jako przetworników elektromechanicznych („sztucznych mięśni") są wysokie wartości pól elektrycznych, niezbędne do uzyskania użytecznych odkształceń i naprężeń mechanicznych. Wprowadzenie do materiału dodatkowego ładunku przestrzennego modyfikuje rozkład pola elektrycznego w jego wnętrzu a zatem również charakter oddziaływań elektromechanicznych. Stwarza to w efekcie szansę na zmniejszenie wartości pola elektrycznego pobudzającego DEA. Prezentowane są rezultaty prób wprowadzania ładunku przestrzennego do warstwowych struktur elektroaktywnych elastomerów akrylowych typu VHB™. Do wyznaczenia rozkładu ładunku przestrzennego w wewnątrz materiału wykorzystano metodę SEA (Step Electroacoustic Method).*

Abstract*. Dielectric elastomer actuators (DEA) i.e. field-operated electroactive polymers (EAP) draw more and more scientific attention. The main problem to solve in attempts for practical application of DEA in electromechanical transducers ("artificial muscles") is high electric field intensity necessary for generation of useful mechanical strain and stress. Incorporation of some extra space charge into the dielectric material modifies the electric field distribution in its bulk and resulting electromechanical interactions. It creates opportunity for lowering the electric field intensity used for driving DEA transducers. Tests of space charge formation in VHB™ acrylic elastomer multilayer structures are presented. Step Electroacoustic Method (SEA) is used for space charge detection and visualisation. (**Multilayer elastomer structures with charge formation**).*

Słowa kluczowe: SEA, VHB, zanik ładunku, ładunek przestrzenny, sztuczne mięśnie.
Keywords: SEA, VHB, charge decay, space charge, artificial muscles.

Wstęp

Metoda elektrycznie wzbudzanej fali akustycznej z wymuszeniem w postaci skoku napięcia (Step Electroacoustic Method, SEA) należy do nieniszczących metod pomiaru ładunku przestrzennego w dielektrykach stałych [1]. Opiera się na generacji fali ciśnienia w dielektryku pod wpływem impulsowego pola elektrycznego, działającego na ładunki rozłożone w próbce dielektryku. Wytworzone w ten sposób sygnały akustyczne rejestruje się za pomocą czujnika piezoelektrycznego i poddaje analizie numerycznej. Metoda SEA stała się wygodnym narzędziem używanym w badaniach przestrzennego rozkładu ładunku w stałej izolacji elektrycznej. Dotychczas w literaturze nie prezentowano jednak zastosowań metody SEA w analizie ładunku przestrzennego w materiałach elastomerowych ani tym bardziej w polimerach o właściwościach elektroaktywnych (EAP). Materiały takie jak np. akrylowe elastomerowe taśmy VHB™ ulegają znacznym odkształceniom mechanicznym przy pobudzeniu w postaci pola elektrycznego o wysokim natężeniu [2]. Materiały te - dielektryczne elastomerowe aktuatory (DEA) – to szansa na stworzenie „sztucznych mięśni" czyli elektromechanicznych odpowiedników biologicznych mięśni bez ruchomych, zużywających się części.

Pomimo wielu prac badawczych, dotyczących dielektrycznych materiałów EAP, wciąż mało wiadomo o ładunku przestrzennym w nich oraz o ewentualnym jego wpływie na charakter odkształceń mechanicznych wywoływanych polem elektrycznym. Nieliczne prace wskazują, iż ładunek przestrzenny może zwiększać odkształcenia uzyskiwane np. w cienkich warstwach poliuretanowych, w których obserwuje się wstrzykiwanie ładunku z elektrod [3]. Brak jednak doniesień literaturowych dotyczących analizy rozkładu ładunku przestrzennego w materiałach DEA.

Eksperyment

Testom poddano dwuwarstwowe struktury, wykonane z akrylowej taśmy VHB (produkcji firmy 3M™) typu 9473CP o grubości 0,25 mm. Na odcinek taśmy naklejano elektrodę z cienkiej folii aluminiowej a następnie poddawano go przez 3 min. działaniu wyładowania koronowego w układzie ostrze-płyta (odstęp 5 cm) przy napięciu -13 kV. Na tak spreparowaną próbkę naklejano drugą warstwę taśmy VHB tworząc dwuwarstwowy sandwich z ładunkiem przestrzennym, zlokalizowanym w obszarze styku warstw. Przygotowanie próbek, jak i pomiary SEA prowadzono w temperaturze pokojowej. Dwuwarstwowe struktury VHB poddano również termicznie stymulowanemu rozładowaniu (TSD) w układzie pomiarowym opisanym w [4] przy naroście temperatury 2 K/s.

Dla porównania przygotowano również modelowe, dwuwarstwowe próbki z typowego materiału elektretowego, jakim jest politetrafluoroetylen (PTFE). Jednostronnie metalizowaną folię PTFE o grubości 50 µm polaryzowano w podobnych, jak struktury VHB, warunkach (przy napięciu zwiększonym do –16 kV) a następnie złożono z drugą, niepolaryzowaną folią PTFE.

Bliższego wyjaśnienia wymaga metoda SEA, zastosowana w prezentowanych badaniach. Poglądową ilustrację jej idei przedstawiono na rysunku 1. Badana dwuwarstwowa struktura umieszczona jest pomiędzy elektrodami, z których jedna pełni dodatkowo rolę linii opóźniającej, wyposażonej na końcu w przetwornik piezoelektryczny. Próbka polaryzowana jest napięciem stałym u_0 oraz skokiem napięcia u_p. Napięcie u_0 polaryzuje próbkę a napięcie u_p wytwarza impulsowe pole elektryczne E_p oddziałujące na ładunki rozłożone w próbce i na elektrodach (rys. 1b). Pole impulsowe wytwarza naprężenia perturbacyjne f (rys. 1c), opisane zależnością [5]:

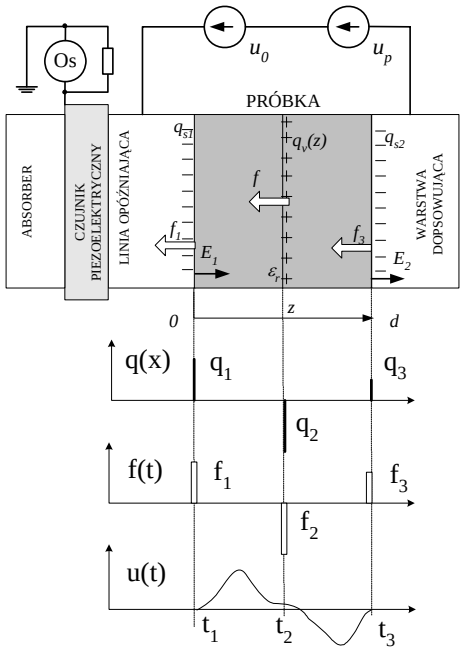
$$f = q_v E - \frac{\varepsilon_0}{2} E^2 \nabla \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_0}{2} \nabla\left(E^2 a\right) + \left(P\nabla\right)E \tag{1}$$

gdzie q_v jest gęstością ładunku przestrzennego, a jest współczynnikiem elektrostrykcyjnym a P gęstością permanentnych dipoli. Pierwszy składnik wyrażenia związany jest z siłą działającą na rozkład q_v ładunków w dielektryku. Drugi składnik wiąże się z siłami, które występują w materiałach niejednorodnych na granicy faz pomiędzy dwoma różnymi dielektrykami różniącymi się przenikalnością elektryczną. Trzeci składnik to związek naprężeń perturbacyjnych z siłą wywołaną niejednorodnym zewnętrznym polem wynikającym ze zmiany względnej

przenikalności w funkcji działającej siły (efekt elektrostrykcyjny). Ostatni czynnik uwzględnia obecność permanentnych dipoli w dielektryku.

Naprężenia perturbacyjne wywołane skokiem napięcia dotyczą ładunków na elektrodach, jak też obecnych we wnętrzu dielektryka. Naprężenia f_1 i f_3, działające na elektrody, wywołane są tylko napięciem impulsowym i można je, biorąc pod uwagę, iż $E_p^2 << q_s E_p$, określić zależnością [6]:

(2) $$f_1 \approx q_{s1} E_p \qquad f_3 \approx q_{s3} E_p$$



Rys. 1. Ilustracja metody SEA zastosowanej dla dwuwarstwowej próbki dielektrycznej z ładunkiem na interfazie

Wewnątrz próbki pole elektryczne E_p działając na ładunki rozłożone wzdłuż jej grubości wywołuje naprężenia perturbacyjne, związane z jednostkowym elementem grubości próbki Δz zależnością:

(3) $$f(x,t) = q_v(z) \cdot \Delta z \cdot E_p$$

Rozważając dwuwarstwowy układ dielektryka (rys. 1), w którym przestrzeń między próbkami jest naładowana ładunkiem powierzchniowych o gęstości q_{sr} (w warstwie przypowierzchniowej o grubości r i polaryzacjach wolno-relaksacyjnych $D_1=\varepsilon_0\varepsilon_{r1}E_1+P_1$, $D_2=\varepsilon_0\varepsilon_{r2}E_2+P_2$); równocześnie zakładając $\varepsilon_{r1}=\varepsilon_{r2}=\varepsilon_r$, stałą wartość konduktywności w obu warstwach oraz przypadek, gdy $u_p=2u_0$, to sumę naprężeń perturbacyjnych można opisać jako:

(4) $$f_1 + f_3 = \frac{u_p(q_{sr} + P_2 - P_1)}{d} \approx \frac{u_p q_{st}}{d}$$

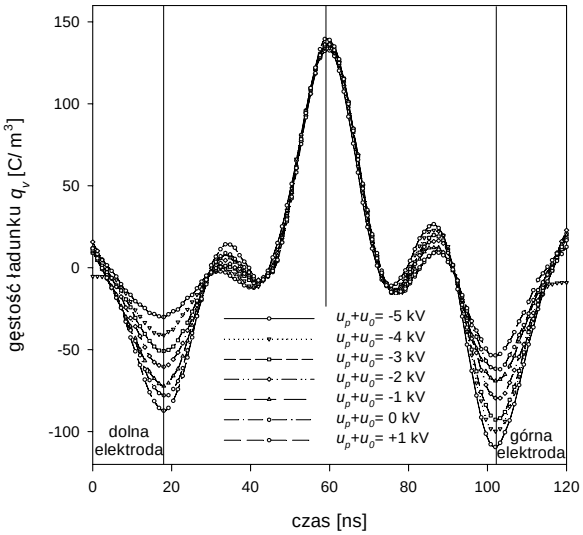
gdzie q_{st} jest gęstością ładunku całkowitego wewnątrz próbki. Sygnały ultradźwiękowe, związane z perturbacyjną falą ciśnienia wywołaną tymi naprężeniami, są odbierane przez przetwornik piezoelektryczny (na bazie $LiNbO_3$) i - po uśrednieniu - rejestrowane jako sygnały napięciowe $u_r(t)$ za pomocą oscyloskopu cyfrowego (LeCroy LT344). Sygnał $u(t)$ generowany przez przetwornik można powiązać z sygnałem mierzonym przy impedancji przewodów połączeniowych R i pojemności przetwornika piezoelektrycznego C zależnością [7]:

(5) $$u(t) = u_r(t) + \frac{1}{RC}\int u_r(t)dt$$

przy czym kluczowe jest prawidłowe dopasowanie impedancyjne czujnika piezoelektrycznego do wejścia oscyloskopu. Ze względu na praktycznie niemożliwe do uniknięcia odbicia fal ultradźwiękowych na granicach faz w torze pomiarowym zastosowano dodatkowo procedurę dwukrotnego pomiaru próbek z ich odwracaniem [8].

Wyniki badań

Rysunek 2 przedstawia rozkład gęstości ładunku przestrzennego, uzyskany dla modelowych próbek PTFE.

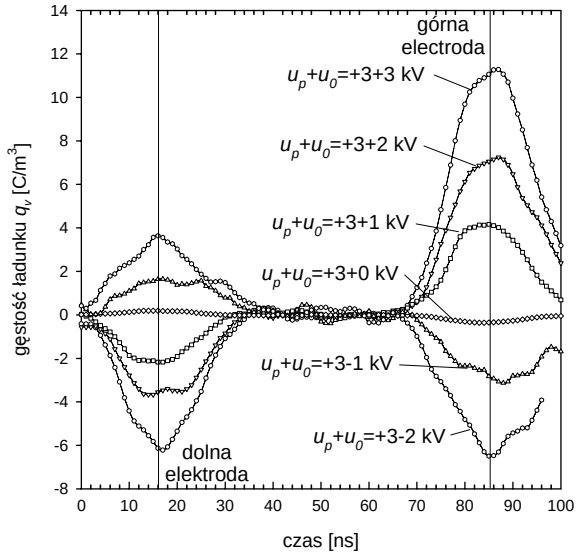


Rys.2. Rozkład gęstości ładunku przestrzennego w dwuwarstwowej strukturze PTFE dla różnych napięć polaryzujących u_0

Dwa skrajne piki na rysunku 2, odpowiadają ładunkom na dolnej i górnej elektrodzie (elektrody i interfazę zaznaczono pionowymi liniami). Wartości tych ładunków zależą , zgodne z zastosowanym modelem, od pola polaryzującego E_0. Pik środkowy odpowiada ładunkowi wytworzonemu na interfazie i - jak widać - nie zależy od E_0 ani E_p. Znaczna szerokość pików na elektrodach (jak i piku ładunkowego na interfazie) związana jest z ograniczoną rozdzielczością przestrzenną metody SEA.

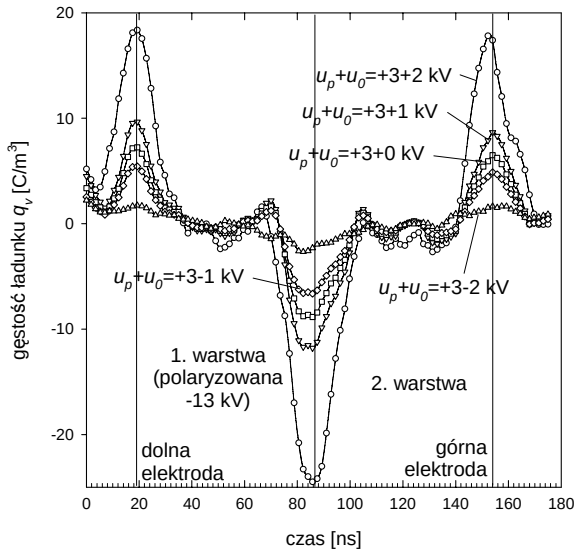
Wstępne pomiary SEA, przeprowadzone na pojedynczej, nie poddanej wyładowaniu koronowemu, warstwie elastomeru VHB zilustrowano na rysunku 3. Zmiana znaku ładunków na elektrodach odzwierciedla zmianę napięcia polaryzującego u_0. Zaburzenia widoczne w środkowej części próbki nie odpowiadają rzeczywistym ładunkom a są raczej związane z nawarstwiającymi się zaokrągleniami w obliczeniach numerycznych oraz zakłóceniami, rejestrowanymi w czasie pomiaru, które są duże w porównaniu z sygnałem związanym bezpośrednio z rzeczywistą gęstością ładunku.

Oszacowana na podstawie danych z rysunku 3 prędkość dźwięku w elastomerze VHB wynosi około 3,6 µm/ns. Jest to wartość wysoka jak na materiał elastomerowy o stosunkowo niskiej gęstości; dla porównania prędkość dźwięku w gumie wynosi około 2,3 µm/ns. Uzyskana wartość dla VHB jest porównywalna z prędkością dźwięku w metalu (3,64 µm/ns dla miedzi [6]).



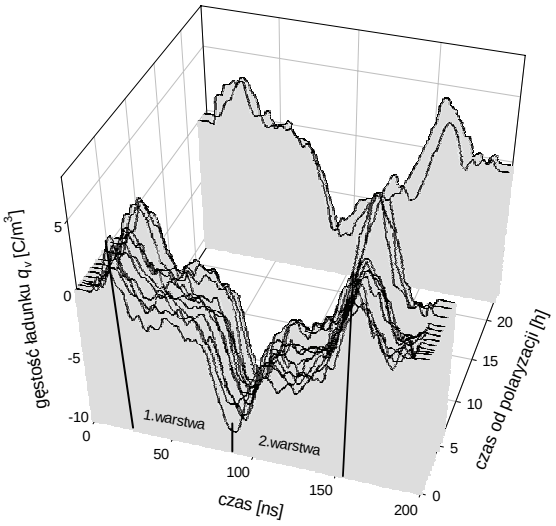
Rys. 3. Profile gęstości ładunku przestrzennego w pojedynczej warstwie elastomeru VHB dla różnych napięć polaryzujących u_0

Rysunek 4 przedstawia rozkład ładunku dla podwójnej struktury VHB kalibrowanej według procedury użytej dla próbki PTFE. Jak widać, ładunki na elektrodach jak i na interfazie zachowują się w odmienny sposób niż to miało miejsce w PTFE. Ujawnia się przede wszystkim wpływ stałego pola elektrycznego E_0 na ładunek w obszarze interfazy.



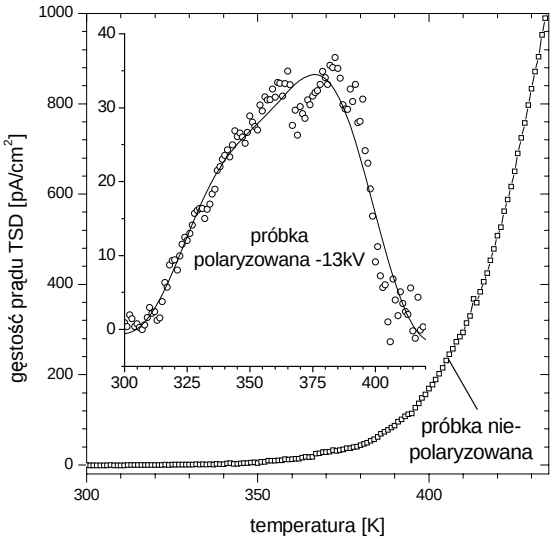
Rys.4. Rozkład gęstości ładunku przestrzennego w dwuwarstwowej strukturze VHB dla różnych napięć polaryzujących u_0

W przypadku dwuwarstwowej struktury VHB, poddanej działaniu wyładowania koronowego obraz rozkładu gęstości ładunku przestrzennego wygląda nieco inaczej, niż w typowym elektrecie PTFE. Z uwagi na właściwości elektroaktywne VHB jak i fakt, że jest to złożony materiał kompozytowy (nośnik elastomerowy przesycony substancją klejącą) kalibracja i ocena rozkładu ładunku jest trudna. Naprężenie perturbacyjne wywołane polem elektrycznym opisuje równanie (1) a w przypadku PTFE uwzględnia się tylko pierwszy człon tego równania i nie ma kłopotów z interpretacją wyników. Natomiast dla kompozytowego materiału taśmy VHB istnieje nie tylko problem niejednorodności przenikalności elektrycznej na granicach faz klej-elastomer ale również wpływ efektu elektrostrykcyjnego (oraz - być może – piezoelektrycznego, obserwowanego w niektórych materiałach EAP a wywołanego polem polaryzującym E_0 [3]) na rozkład ładunku i pola elektrycznego w próbce.



Rys. 5. Dynamika zmian gęstości ładunku w dwuwarstwowej strukturze VHB z ładunkiem wprowadzonym wyładowaniem koronowym (SEA: u_0+u_p=0+3 kV)

Ładunek wprowadzony pomiędzy dwie warstwy VHB podlega niewielkim dynamicznym zmianom w czasie po elektryzacji, co zilustrowano na rysunku 5. Po 24 h od wytworzenia maksymalna gęstość ładunku w obszarze interfazy spadła o ok. 15 %. A zatem zanik ładunku zgromadzonego głęboko w objętości materiału w okolicy interfazy jest umiarkowanie szybki jak na materiał elastomerowy. Dokładniejsza analiza danych pomiarowych pozwala przypuszczać, iż w obszarze interfazy następuje powolny dryft ładunku z warstwy polaryzowanej (1 warstwa) do niepolaryzowanej (2 warstwa).



Rys. 6. Prąd TSD dla dwuwarstwowych struktur VHB bez oraz z ładunkiem wprowadzonym wyładowaniem koronowym

Analiza ładunku celowo wprowadzonego do struktur z taśm VHB używając metody TSD również sprawia kłopoty ze względu na duże wartości prądów TSD rejestrowane dla „dziewiczej" taśmy VHB (rys. 6). Związane jest to z efektem piroelektrycznym, wywołanym dużą rozszerzalnością

termiczną polimeru akrylowego oraz silnym spadkiem rezystywności skrośnej polimeru z temperaturą. Typowy pik na charakterystyce TSD struktury z ładunkiem wprowadzonym z wyładowania koronowego (wstawka na rys. 6) staje się widoczny dopiero po numerycznym usunięciu składowej prądu TSD związanej z wspomnianymi efektami. Wstępna analiza prądu TSD pozwala przypuszczać, iż mamy do czynienia z co najmniej dwoma mechanizmami depolaryzacji o różnych, choć zbliżonych, czasach relaksacji. Może to być depolaryzacja ładunków dipolowych lub rekombinacja albo dyfuzja wolnych ładunków, wprowadzonych i pułapkowanych w czasie procesu polaryzacji struktur wyładowaniem koronowym.

Podsumowanie

W wyniku prac potwierdzono możliwość wprowadzenia stosunkowo trwałego ładunku przestrzennego do warstwowych struktur elektroaktywnych polimerów elastomerowych typu VHB. Wskazano również na trudności w interpretacji przebiegów sygnałów SEA rejestrowanych w takich strukturach. W obecnej formie metoda SEA może być w pełni stosowana tylko do analizy klasycznych materiałów dielektrycznych gdyż jej aparat matematyczny nie bierze pod uwagę szeregu zjawisk występujących w polimerach elektroaktywnych (wymuszony efekt piezoelektryczny, piroelektryczny, elektrostrykcja), co uniemożliwia właściwą analizę uzyskiwanych wyników eksperymentalnych. W strukturach taśm polimerowych VHB zaobserwowano efekt piroelektryczny, dodatkowo utrudniający pomiary. Niezbędne wydaje się określenie wpływu obecności ładunku przestrzennego w elektroaktywnych strukturach warstwowych VHB na wielkość uzyskiwanych odkształceń i naprężeń mechanicznych.

Praca została wykonana w ramach projektu badawczego KBN 3T10C 02927.

LITERATURA

[1] Takada T., Acoustic and Optical Methods for Measuring Electric Charge Distributions in Dielectrics, *IEEE Trans. DEI*, vol. 6 (1999), no. 5, 519-547

[2] Żyłka P., Polimery elektroaktywne, *Prz. Elektrotech.-konferencje*, R. 1 (2004) nr 1, 277-280

[3] Su J., Zhang. Q. M., Ting R. Y., Space-charge-enhanced electromechanical response in thin-film polyurethane elastomers, *Appl. Phys. Lett.*, vol. 71 (1997) no. 3, 386-390

[4] Motyl E., Krause T., Measurement of frozen-in polarisation in polycarbonate films, *Proc. 10th INSUCON International Electrical Insulation Conference*, Birmingham, UK, 24-26 May 2006, 139-144

[5] Hole S., Ditchi T., Lewiner J., Non-destructive Methods for Space Charge Distribution Measurement: what are the Differrences?, *IEEE Trans. DEI*, vol. 10 (2003), no. 4, 670-677

[6] Motyl E., Ładunek przestrzenny w dielektrykach stałych. Analiza metod pomiarowych, *Prace Naukowe Instytutu Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii Politechniki Wrocławskiej*, 2000

[7] Motyl E., Zalety i wady metody ESAW w badaniu rozkładu ładunku w izolacji elektrycznej, *V Ogólnopolskie Sympozjum Inżynieria Wysokich Napięć, Poznań –Kiekrz* (2000), 281-287

[8] Motyl E., Measurements of interfacial charges in layered PTFE using step electroacoustic technique, *J. Electrostatics no.* 51-52 (2001), 522-529

Autorzy: dr inż. Paweł Żyłka oraz mgr inż. Tomasz Krause, Politechnika Wrocławska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, ul. Wybrzeże St. Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: pawel.zylka@pwr.wroc.pl oraz tomasz.krause@pwr.wroc.pl;

Marek FLORKOWSKI[1], Jakub FURGAŁ[2]

ABB Corporate Research - Kraków (1), Akademia Górniczo-Hutnicza, Katedra Elektroenergetyki (2)

Analiza odpowiedzi częstotliwościowych uszkodzonych uzwojeń transformatorów

Streszczenie: *Wczesne wykrywanie i identyfikacja uszkodzeń uzwojeń transformatorów energetycznych ma duże znaczenie praktyczne. Do badań transformatorów jest stosowana coraz szerzej metoda analizy odpowiedzi częstotliwościowej. Analizowane są wyniki pomiarów funkcji przenoszenia uzwojeń. Doskonalone są kryteria oceny uszkodzeń uzwojeń, prowadzonej na podstawie odpowiedzi częstotliwościowych transformatorów. W artykule przedstawiono analizę zmian odpowiedzi częstotliwościowych uzwojeń transformatorów średniego napięcia spowodowanych uszkodzeniami.*

Abstract: *Early detection and identification of winding failures of power transformers is very important in practice. The frequency response analysis method is more and more frequently used in investigations of transformers. The measurement results of winding transfer function are analysed. An estimation criterion of winding faults lead on base of a frequency reaction of transformers is improved. The analysis of changes of frequency responses of a medium voltage transformer caused by winding failures is presented in the paper.* ***(Analysis of frequency responses of damaged transformer windings).***

Słowa kluczowe: *transformatory, diagnostyka, wykrywanie uszkodzeń, metoda analizy odpowiedzi częstotliwościowej*
Keywords: *transformers, diagnosis, detection of faults, frequency response analysis method*

Wprowadzenie

Badania okresowe transformatorów energetycznych obejmują coraz częściej wykrywanie uszkodzeń uzwojeń. W czasie eksploatacji uzwojenia transformatorów są poddawane oddziaływaniu znacznych sił elektro-dynamicznych, związanych z przepływem prądów zwarciowych. Również podczas transportu transformatorów w uzwojeniach występują naprężenia mechaniczne o dużych wartościach. Wprawdzie zniekształcenia lub przemieszczenia uzwojeń zwykle nie wiążą się z koniecznością wyłączania transformatora i podejmowania natychmiastowych prac remontowych, ale ich skutkiem może być zmniejszenie odporności na oddziaływanie następnych sił mechanicznych. Szczególnie układy izolacyjne transformatorów po długim okresie eksploatacji są wrażliwe na naprężenia. Wytrzymałość mechaniczna izolacji transformatorów eksploatowanych przez wiele lat jest znacznie zmniejszona w wyniku długotrwałych procesów starzeniowych.

Do badań uszkodzeń uzwojeń proponowana jest metoda analizy odpowiedzi częstotliwościowej (FRA), której podstawą są wyniki analizy funkcji przenoszenia transformatorów. Zmiana stanu technicznego uzwojeń znajduje bowiem swoje odzwierciedlenie w zmianach przebiegów funkcji zarejestrowanych w różnych okresach eksploatacji transformatora. Obecnie metoda ta jest coraz szerzej wprowadzana do praktyki [1, 2, 3]. Umożliwia ona bowiem wykrywanie zmian stanu technicznego uzwojeń bez konieczności prowadzenia inspekcji wewnętrznych, wiążących się z uciążliwymi i kosztownymi pracami demontażowymi. Jednocześnie jest ona systematycznie doskonalona. Podstawowe znaczenie praktyczne ma znajomość zależności między uszkodzeniami uzwojeń a zmianami kształtów odpowiedzi częstotliwościowych transformatora [4, 5]. Zagadnienie to jest przedmiotem intensywnych badań, które mają charakter głównie eksperymentalny. Ich celem jest doskonalenie kryteriów oceny uszkodzeń uzwojeń na podstawie wyników rejestracji funkcji przenoszenia [6-10]. Wyniki dotychczasowych badań potwierdzają, że zmiany te są silnie zróżnicowane, głównie ze względu na różnorodność konstrukcji transformatorów energetycznych oraz szerokie zakresy ich parametrów. Dodatkowo badania transformatorów metodą analizy odpowiedzi częstotliwościowej powinny być wykonywane z uwzględnieniem wielu czynników mogących mieć wpływ na wyniki badań. Między innymi algorytm przetwarzania sygnału, zależny od metody pomiaru i parametrów zastosowanej aparatury, ma wpływ na wyniki pomiarów charakterystyk częstotliwościowych funkcji przenoszenia. Istotne znaczenie w badaniach ma również konfiguracja systemu uziemień i jego parametry, właściwości oleju izolacyjnego oraz aktualna temperatura obiektu [11].

W artykule przedstawiono badania uzwojeń modelowych oraz transformatorów rozdzielczych z uszkodzeniami wewnętrznymi metodą analizy odpowiedzi częstotliwościowej. Celem badań było wyznaczenie charakteru zmian odpowiedzi częstotliwościowych transformatorów spowodowanych przez wybrane uszkodzenia.

Charakterystyka metody badań

Funkcje przenoszenia transformatorów są zależnościami częstotliwościowymi stosunków odpowiednich prądów lub napięć na zaciskach transformatora do napięcia zasilania wyrażone następującymi wzorami

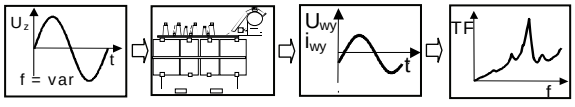
$$Y(f) = \frac{I_z(f)}{U_z(f)} \tag{1}$$

$$TF_i(f) = \frac{I_{wy}(f)}{U_z(f)} \tag{2}$$

$$TF_u(f) = \frac{U_{wy}(f)}{U_z(f)} \tag{3}$$

gdzie: U_z, U_{wy} – napięcie zasilania i napięcie wyjściowe,
I_z, I_{wy} – prąd w uzwojeniu zasilanym i prąd wyjściowy transformatora.

W przypadku, gdy prąd oraz napięcie odnoszą się do tego samego uzwojenia, funkcja przenoszenia uzwojenia reprezentuje jego admitancję.



Rys.1. Schemat blokowy metody wyznaczania funkcji przenoszenia transformatorów

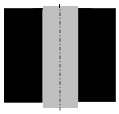
Badania uzwojeń polegały na wyznaczeniu funkcji przenoszenia dla dyskretnych wartości częstotliwości (rys.1).

Podstawą obliczeń były wyniki pomiarów napięć i prądów płynących w uzwojeniach transformatorów przy wymuszeniu napięciem sinusoidalnym o częstotliwości zmieniającej się z zadanym krokiem, w określonym paśmie częstotliwości. Pomiary wykonano przy częstotliwości zmieniającej się dyskretnie w zakresie od 0,02 kHz do 5 MHz.

Wyniki badań uzwojenia transformatora

Badania wykonano dla dwu obiektów doświadczalnych. Jednym było uzwojenie warstwowe górnego napięcia transformatora o mocy 0,16 MVA i napięciu 15/0,4kV [12]. Podstawowe parametry uzwojenia zamieszczono na rysunku 2.

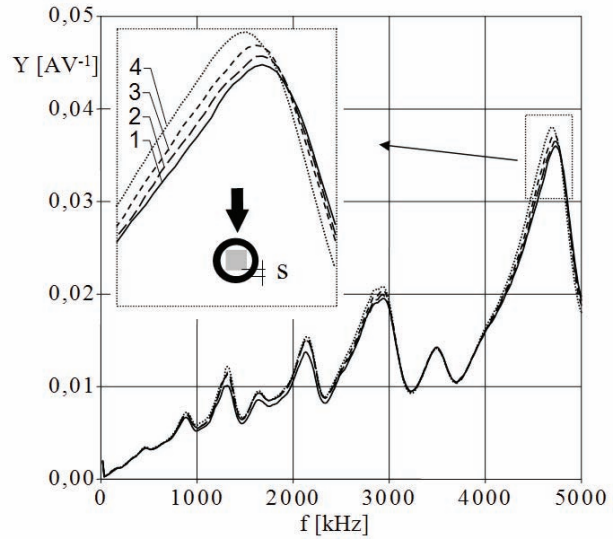
a) b)



wielkość	wartość
liczba zwojów	560
liczba warstw	7
wysokość [mm]	240
średnica zewnętrzna [mm]	340
średnica wewnętrzna [mm]	265

Rys.2. Uproszczony widok i podstawowe parametry uzwojenia doświadczalnego: a – przekrój uproszczony uzwojenia, b – podstawowe parametry uzwojenia

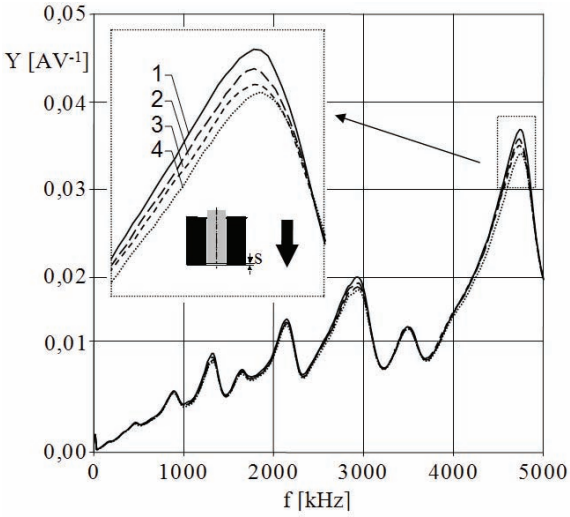
Uzwojenie poddawano działaniu sił przemieszczających je wzdłuż promienia oraz wzdłuż osi kolumny rdzenia i rejestrowano zależności częstotliwościowe admitancji w różnych położeniach uzwojenia względem kolumny.



Rys.3. Zależności admitancji uzwojenia (rys.2) przemieszczanego wzdłuż promienia kolumny rdzenia: 1 – s=0,6 cm (położenie wyjściowe); 2 – s=0,4 cm; 3 – s=0,2 cm; 4 – s=0 cm

Z analizy wyników pomiarów przedstawionych na rysunku 3 widać, że zmniejszanie się odległości *s* między uzwojeniem a rdzeniem kolumny rdzenia powoduje zmniejszanie się wartości maksymalnych lokalnych ekstremów krzywych admitancji. Zmiany te są spowodowane zwiększaniem się wartości pojemności między przemieszczanym uzwojeniem a rdzeniem. Gdy odległość *s* maleje o 0,2 cm, to pojemności wzrastają o około 6 pF (z 0,352 nF do 0,358 nF).

Zależności częstotliwościowe admitancji uzwojenia, przemieszczanego wzdłuż osi kolumny rdzenia w zakresie *s* od 0 cm do 3 cm wyznaczone w wybranych położeniach uzwojenia, przedstawiono na rysunku 4. Z analizy krzywych wynika, że przemieszczenie uzwojenia uwidacznia się zmniejszeniem wartości maksymalnych admitancji.



Rys.4. Doświadczalne funkcje przenoszenia uzwojenia przemieszczanego wzdłuż osi kolumny: 1 – s=0cm (*stan wyjściowy*), 2 – s=1cm, 3 – s=2cm, 4 – s=3cm

Zmiany przebiegów admitancji są spowodowane głównie zmianami pojemności doziemnych uzwojenia. Przesunięcie uzwojenia o 3 cm (s = 0 cm, 1 cm, 2 cm, 3 cm) powoduje zmniejszenie wartości pojemności między uzwojeniem a rdzeniem z 0,352 nF do 0,342 nF.

Wyniki badań transformatora

Drugim obiektem eksperymentalnym był transformator o mocy 250 kVA i napięciu 15,75/0,4 kV (Dy5). Uzwojenie górnego napięcia jest wykonane jako warstwowe natomiast uzwojenie dolnego napięcia – taśmowe. Podstawowe parametry uzwojeń zamieszczono na rysunku 5.

a) b)



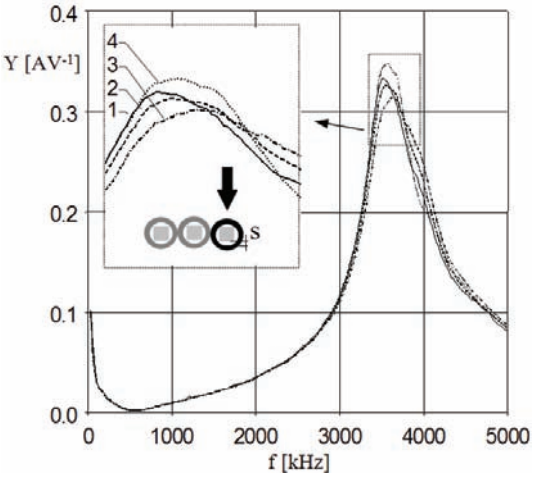
wielkość	wartość
liczba zwojów	2586
liczba warstw	14
wysokość uzwojenia [mm]	366
wymiar promieniowy [mm]	27/35
wymiar wewnętrzny [mm]	201/233
wymiar zewnętrzny [mm]	255/303
wymiar kolumny [mm]	130/153

Rys.5. Uproszczony przekrój i podstawowe parametry transformatora doświadczalnego: a – uproszczony przekrój transformatora, b – podstawowe parametry uzwojeń

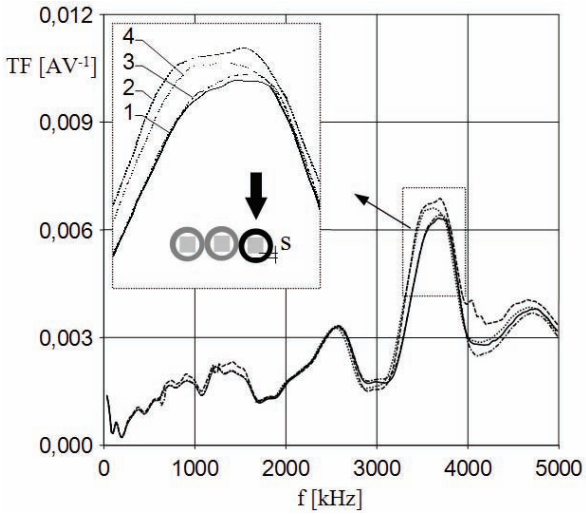
Uszkodzenia transformatora doświadczalnego miały postać przemieszczeń uzwojeń jednej fazy (faza C) wzdłuż promienia kolumny rdzenia oraz wzdłuż jej osi. Badania obejmowały pomiary zarówno admitacji uzwojeń jak i funkcji przenoszenia transformatora wyrażonej wzorem (2). Rejestrowano admitancję uzwojenia fazy C strony dolnego napięcia. Funkcję przenoszenia wyznaczono natomiast w następujących dwu układach pomiarowych:

- układ 1: zasilanie – strona dn (zacisk fazy C – punkt neutralny), pomiar prądu – strona gn (zaciski faz A i C),
- układ 2: zasilanie – strona gn (zaciski faz A i C), pomiar prądu – strona dn (zacisk fazy C – punkt neutralny).

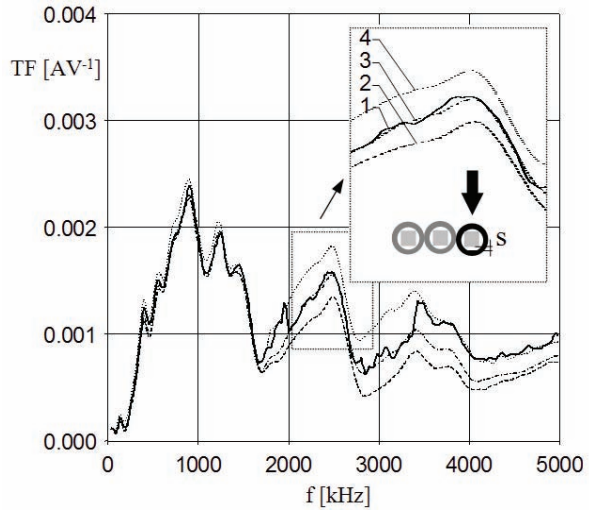
Zależności częstotliwościowe admitancji uzwojenia dolnego napięcia fazy C, zarejestrowane w wybranych położeniach uzwojeń tej fazy przemieszczanych wzdłuż promienia kolumny rdzenia, przedstawiono na rysunku 6. Wyniki badań funkcji przenoszenia transformatora, wyrażone wzorem (2), zamieszczono natomiast na rysunkach 7 i 8.



Rys.6. Zależności częstotliwościowe admitancji uzwojenia fazy C dolnego napięcia po przesunięciu uzwojeń tej fazy wzdłuż promienia kolumny rdzenia: 1 – s = 0 mm (stan wyjściowy), 2 – 3 mm, 3 – 5 mm, 4 – 7 mm



Rys.7. Zależności częstotliwościowe funkcji przenoszenia transformatora (wzór (2): zasilanie – strona dn, pomiar prądu – strona gn) po przesunięciu uzwojeń fazy C wzdłuż promienia kolumny rdzenia: 1 – s = 0 mm (stan wyjściowy), 2 – 3 mm, 3 – 5 mm, 4 – 7 mm



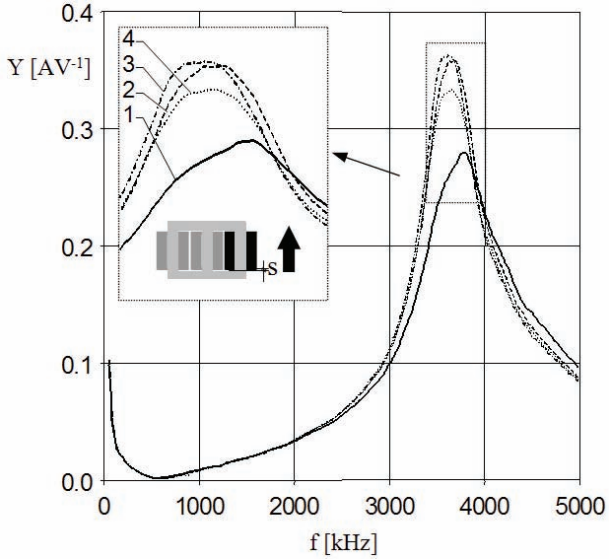
Rys.8. Zależności częstotliwościowe funkcji przenoszenia transformatora (wzór (2): zasilanie – strona gn, pomiar prądu – strona dn) po przesunięciu uzwojeń fazy C wzdłuż promienia kolumny rdzenia: 1 – s = 0 mm (stan wyjściowy), 2 – 3 mm, 3 – 5 mm, 4 – 7 mm

Z wykresów przedstawionych na rysunkach 6-8 widać, że w wyniku przemieszczenia uzwojeń ulegają zmianie przebiegi częstotliwościowe zarówno admitancji jak i funkcji przenoszenia transformatorów. Głównie krzywe admitancji strony niskiego napięcia zmieniają kształty w wyniku uszkodzenia. Przebiegi częstotliwościowe admitancji strony wysokiego napięcia, rejestrowane po uszkodzeniu, są natomiast nieznacznie odkształcone. Uszkodzenie powoduje znaczne zmiany wartości maksymalnych admitancji uzwojeń strony niskiego napięcia, występujących przy częstotliwości około 3,5 MHz. Na rysunkach 7 i 8 widoczne są różnice między krzywymi funkcji przenoszenia, wyznaczonymi w kolejnych położeniach uzwojeń względem rdzenia. W celu bardziej dokładnego scharakteryzowania reakcji transformatora na opisane przesunięcie uzwojeń jednej fazy mierzono podstawowe parametry uzwojeń strony górnego i dolnego napięcia transformatora. Stwierdzono, że uszkodzenia te powodują zmiany pojemności doziemnych transformatora (tabela 1).

Tabela 1. Pojemności doziemne transformatora w kolejnych położeniach uzwojeń fazy C

etapy przemieszczania	uzwojenie przemieszczane wzdłuż			
	promienia kolumny		osi kolumny	
	C_{dn}	C_{gn}	C_{dn}	C_{gn}
	[nF]	[nF]	[nF]	[nF]
1	1,475	0,853	1,430	0,889
2	1,455	0,867	1,484	0,907
3	1,498	0,879	1,464	0,902
4	1,511	0,887	1,443	0,894

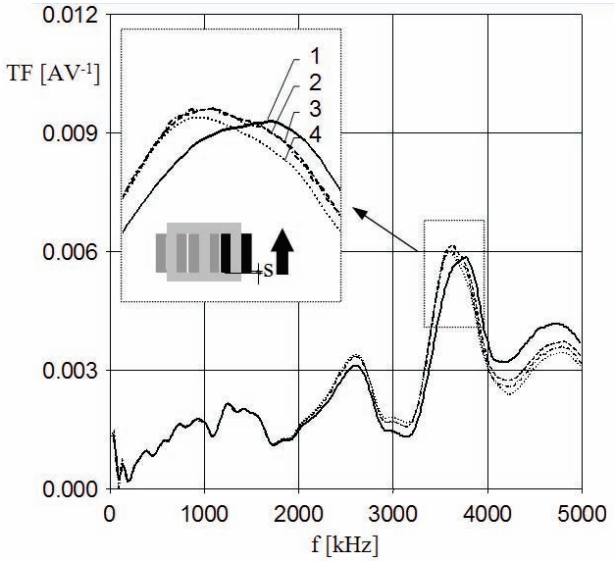
Wykonano również badania odpowiedzi częstotliwościowych uzwojeń przemieszczanych wzdłuż osi kolumny rdzenia. Wyniki rejestracji admitancji uzwojeń strony dolnego napięcia transformatora pokazano na rysunku 9, natomiast zależności częstotliwościowe funkcji przenoszenia transformatora zamieszczono na rysunkach 10 i 11.



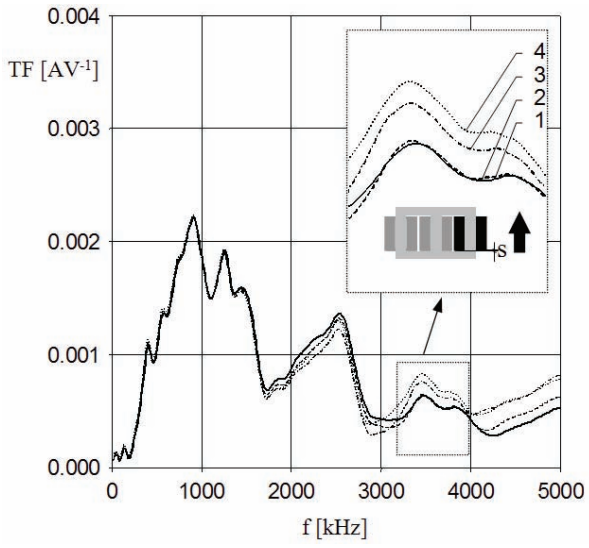
Rys.9. Zależności częstotliwościowe admitancji uzwojeń dolnego napięcia po przesunięciu uzwojeń fazy C wzdłuż osi kolumny rdzenia: 1 – s = 0 mm (stan wyjściowy), 2 – 6 mm, 3 – 10 mm, 4 – 15 mm

Przebiegi krzywych admitancji oraz funkcji przenoszenia, zarejestrowanych w różnych położeniach uzwojenia względem rdzenia, są odmienne. Widoczne są zmiany wartości maksymalnych admitancji uzwojeń strony dolnego napięcia przy częstotliwości około 3,5 MHz, spowodowane przemieszczeniami uzwojeń. Również wyraźne jest

zróżnicowanie lokalnych wartości maksymalnych funkcji przenoszenia transformatora rejestrowanych po uszkodzeniach. Zmiany odpowiedzi częstotliwościowych transformatorów są efektem zmian głównie wartości pojemności doziemnych uzwojeń (tabela 1).



Rys.10. Zależności częstotliwościowe funkcji przenoszenia transformatora (wzór (2): zasilanie – strona dn, pomiar prądu – strona gn) po przesunięciu uzwojeń fazy C wzdłuż osi kolumny rdzenia: 1 – s = 0 mm (stan wyjściowy), 2 – 6 mm, 3 – 10 mm, 4 – 15 mm



Rys.11. Zależności częstotliwościowe funkcji przenoszenia transformatora (wzór (2): zasilanie – strona gn, pomiar prądu – strona dn), po przesunięciu uzwojeń fazy C wzdłuż osi kolumny rdzenia: 1 – s = 0 mm (stan wyjściowy), 2 – 6 mm, 3 – 10 mm, 4 – 15 mm

Podsumowanie

Wykonano badania uzwojeń doświadczalnych oraz transformatorów rozdzielczych z uszkodzeniami wewnętrznymi o różnym charakterze metodą analizy odpowiedzi częstotliwościowej. Uzwojenia transformatora poddawano działaniu sił przemieszczających go jednostronnie do kolumny rdzenia oraz wzdłuż jej osi.

Wyniki badań potwierdzają, że niewielkie przemieszczenia uzwojeń znajdują swoje odzwierciedlenie w postaci znacznych zmian przebiegów częstotliwościowych zarówno admitancji jak i funkcji przenoszenia transformatora. Uszkodzenia takie uwidaczniają się w formie zmian lokalnych wartości maksymalnych admitancji oraz funkcji przenoszenia. Są one związane ze zmianami wartości pojemności doziemnych uszkodzonych uzwojeń.

LITERATURA

[1] Leibfried T., Feser K.: Monitoring of Power Transformers Using the Transfer Function Method. *IEEE Trans. on Pow. Deliv.*, Vol. 14, No. 4, (1999), 1333 - 1341

[2] Leibfried T., Christian J., Feser K.: Transfer Function Method to Diagnose Axial Displacement and Radial Deformation of Transformer Windings. *IEEE Trans. on Pow. Deliv*., Vol. 18, No. 2, (2003), 493 - 505

[3] Nirgude P. M., Gunasekharan B., Rajkumar A. D., Singh B. P., Suma M.: Investigations on Detection of Winding Movements in Transformers by Frequency Response Analysis. *14th Int. Symp. on High Volt. Engin. ISH'2005*, Beijng, China, August 25 -29, 2005, paper G - 065

[4] El-Hajjar H., Wang Z. D., Sofian Z. D., Jarman P. N., Ryder S. A., Darwin A. W.: Analysis and Inretpretation of FRA Measurement Results using Transfer Function; Application on Large Power Transformers. *14th Int. Symp. on High Volt. Eng. ISH'2005,* Beijng, China, Aug. 25 - 29, 2005, paper G - 098

[5] Wang M., Vandermaar A. J., Srivastava K. D.: Condition Monitoring of Transformers in Service by the Low Voltage Impulse Test Method. *11th Int. Symp. on High-Volt. Eng.,* London, 23 - 27 Aug. 1999, Vol. I.

[6] Rahimpour E., Christian J., Feser K., Mohseni H.: Calculation of the Transfer Function to Diagnose Axial Displacement and Radial Deformation of Transformer Windings. *12 th Int. Symp. on High Volt. Eng*., (2001), pap. 7 - 41

[7] Rahimpour E., Christian J., Feser K., Mohseni H.: Modellierung der Transformatorwicklung zur Berechnung der Übertragungsfunktion für die Diagnose von Transformatoren. *Elektrie,* Nr 54, (2000), 18 - 31

[8] Florkowski M., Furgał J.: Experimental and Theoretical Determination of Transfer Function of Transformer Windings. *Archives of Electr. Eng.,* Warsaw, Vol. LII, No. 2, (2003), 137 - 152

[9] Malewski R., Szrot M., Płowucha J.: Lokalizacja odkształcenia uzwojeń transformatora wspomagana modelem komputerowym. *Konf. Nauk.-Techn.: Transformatory w eksploatacji*, Sieniawa, 23 - 25 kwietnia 2003, 47 - 59

[10] Malewski R., Szrot M., Zaleski R.: Postępy w modelowaniu transformatora do wykrywania odkształceń uzwojeń. *Energetyka,* Nr VI, (2005), 1 - 10

[11] Christian J., Wimmer R.: Comparability of Transfer Fuction Results. *European Trans. on Electr. Power*, (2006), No.16, 137 - 146

[12] Florkowski M., Furgał J.: Analiza uszkodzeń uzwojeń na podstawie obliczeń odpowiedzi częstotliwości. *Przegląd Elektrotechniczny,* Nr 1, (2005), 99 –103

Autorzy: *dr inż. Marek Florkowski, ABB Corporate Research, 31 - 038 Kraków, ul. Starowiślna 13A, e-mail: marek.florkowski@pl.abb.com*
dr hab. inż. Jakub Furgał, Akademia Górniczo-Hutnicza, Katedra Elektroenergetyki, 30 - 059 Kraków, Al. Mickiewicza 30, e-mail: furgal@uci.agh.edu.pl

Sabina DOMARADZKA

Politechnika Łódzka, Instytut Elektroenergetyki, Zakład Wysokich Napięć

Wyładowania elektrostatyczne a iskrobezpieczeństwo w przestrzeniach zagrożonych wybuchem

Streszczenie. *W pracy przedstawiono problemy jakie można napotykać przy ocenie bezpieczeństwa procesu technologicznego wynikające z możliwości generacji ładunku elektrostatycznego Nowe przepisy wymuszają na osobach odpowiedzialnych za prawidłowość przebiegów procesów technicznych w zakładach pracy obowiązek identyfikacji takich problemów.*

Abstract.*There are presented problems connected with estimation of technological process safety with electrostatic charge generation. New regulations force person with a full sense of responsibility to identify this problem. (**Electrostatic discharge and safety condition in explosion hazards atmosphere**).*

Słowa kluczowe: wyładowania elektrostatyczne, iskrobezpieczeństwo.
Keywords :electrostatic discharge (ESD), safety condition.

Wstęp

Niebezpieczeństwo spowodowane generacją ładunku elektrostatycznego może być szacowane trzema drogami:

1 - na podstawie pomiarów przeprowadzonych na stanowiskach pracy,
2 - w oparciu o doświadczenie zawodowe wynikające z lat pracy,
3 - poprzez wykorzystanie niezawodnościowych metod analizy ryzyka.

Na etapie początkowym tzn. projektowania i budowy instalacji przemysłowej możliwe jest korzystanie z metod analizy ryzyka. Ułatwia to zaplanowanie, oczywiście w pewnych granicach, danego procesu z góry, dzięki czemu w późniejszym czasie nie będziemy zdani jedynie na wybór dostępnej w danych okolicznościach i w miarę efektywnej metody eliminacji ładunku. W tym początkowym etapie można jedynie wykonać interesujące nas pomiary w laboratorium, które mimo wszystko nie będą całkowicie miarodajne dla praktyki przemysłowej. Dla pracujących instalacji pomiary są powszechnie stosowaną zasadą.

Najbardziej rozpowszechnioną metodą postępowania przy rozwiązywaniu problemów elektrostatycznych jest właściwie poleganie na doświadczeniu pracowników. Należy jednak zdawać sobie w takim przypadku sprawę, że każda z osób planujących czy wykorzystujących dane urządzenie czy instalację , ma swoje subiektywne poglądy, doświadczenia. Może się więc zdarzyć, że niektóre aspekty danego procesu zostaną jednak przeoczone – zlekceważone, a ich rozpoznanie będzie miało miejsce dopiero po wystąpieniu wypadku. Autorka referatu miała w swojej praktyce zawodowej do czynienia z taką sytuacją, w której podczas prostej wydawałoby się czynności przelewania łatwopalnej cieczy z jednej metalowej beczki do drugiej, wystąpił zapłon par cieczy ze skutkiem śmiertelnego poparzenia dwóch ludzi.[1]

Najlepszą metodą działania przy ocenie bezpieczeństwa procesu technologicznego jest wdrożenie odpowiedniej procedury postępowania. W niektórych krajach podejmuje się takie kroki działania np. Finlandia – program rządowy STARA [2]. Podstawą jego jest systematyczna analiza ryzyka dokonywana w określonych odstępach czasu, w oparciu o wiedzę i doświadczenie nie jednej osoby ale grupy ekspertów. Przegląd danych literaturowych, jak i dostępne dane z przemysłu wykazały, że w naszym kraju nie ma generalnie akceptowanej metody analizy niebezpieczeństwa w przypadku zagadnień elektrostatycznych. W wielu przypadkach problemy te są traktowane całkowicie marginalnie, jedynie jako źródło ewentualnych „utrapień". Tymczasem zdarzają się przypadki, że zjawisko klasyfikowane w przeszłości jedynie jako pewna „uciążliwość", może okazać się w pewnych nowych sytuacjach - wynikających z nieznacznych wydawało by się zmian w procesie, mieć decydujące znaczenie.

Nowe przepisy europejskie [3,4] wymuszają na osobach odpowiedzialnych za bezpieczeństwo w zakładach pracy obowiązek identyfikacji problemów elektrostatycznych, a następnie ciągłe ich monitorowanie. W chwili obecnej realizacja tak postawionego zadania napotyka jednak na olbrzymie przeszkody. Główną przyczyną jest to, że średnio wykształcony personel zakładu pracy nie posiada wystarczającej wiedzy z zakresu elektrostatyki, aby móc ocenić czy występujące w danym przypadku ryzyko może być jeszcze tolerowane czy nie.

Elektryczność statyczna jako źródło zagrożeń wybuchowych

Generowanie ładunków elektryczności statycznej występuje wszędzie tam, gdzie mamy do czynienia z *ruchem* względem siebie dwóch ośrodków tzn. ciała stałego, cieczy lub gazu. Według współcześnie panujących poglądów zjawiska tego nie da się wyeliminować. Postępowanie zmierzające do usunięcia powstałego w ten sposób ładunku właściwie ma na celu jedynie eliminację skutków jego występowania. Możliwe to jest na drodze ograniczenia wielkości ładunku do *poziomu bezpiecznego*, zależnego od rodzaju mieszaniny wybuchowej oraz od rodzaju obiektów znajdujących się w strefie wybuchowej i ich wzajemnego usytuowania przestrzennego.

Czy elektryczność statyczna może być źródłem iskry? Oczywiście - każdy z nas zdejmując odzież lub dotykając klamki u drzwi w specyficznych warunkach może takie wyładowanie zaobserwować. Źródłami ładunków elektrostatycznych najczęściej jest:

- przemieszczający się człowiek ubrany w odzież ochronną,
- przepływająca lub przelewana ciecz,
- transportowane granulaty np. produktów zbożowych .

Dziedziny naszego życia zagrożone eksplozją w takich przypadkach to:

- przemysł chemiczny,
- petrochemia – przemysł naftowy,
- samochody cysterny – transport niebezpiecznych artykułów,
- karetki pogotowia,
- oddziały strażaków,
- gazownie i elektrownie.

Przepisy dotyczące ochrony przed elektrycznością statyczną

W Polsce stosowane są trzy rodzaje aktów prawnych odnośnie ochrony przed elektrycznością statyczną. Są to:

- Polskie Normy - (PN-92/E-05200, PN-92/E-05201,

PN- 92/E-05202, PN-94/E-05204 itp.).

- Rozporządzenie Ministra Gospodarki, Pracy i Polityki Społecznej z dnia 28 lipca 2003r. w sprawie zasadniczych wymagań dla urządzeń i systemów ochronnych przeznaczonych do użytku w przestrzeniach zagrożonych wybuchem.

• Dyrektywy Unii Europejskiej :

- *Dyrektywa Parlamentu Europejskiego z dnia 23 marca 1994* tzw.„ATEX" w sprawie ujednolicenia przepisów prawnych państw członkowskich dotyczących urządzeń i systemów ochronnych przeznaczonych do użytku w przestrzeniach zagrożonych wybuchem (94/9/WE).
- *Dyrektywa 1999/92/WE Parlamentu Europejskiego i Rady* z dnia 16 grudnia 1999 r. w sprawie minimalnych wymagań dotyczących bezpieczeństwa i ochrony zdrowia pracowników zatrudnionych na stanowiskach pracy, na których może wystąpić atmosfera wybuchowa

Przepisy te odgrywają istotną rolę w uświadamianiu ludziom odpowiedzialnym za bezpieczeństwo pracowników niebezpieczeństwa wynikającego z występowania zjawisk elektrostatycznych. Określają jasno, że elektryczność statyczna może być bardzo niebezpieczna a jej ignorowanie może prowadzić do zagrożeń wybuchowych.

Sposoby neutralizacji elektryczności statycznej.

Niepożądanym działaniom ładunków elektryczności statycznej można zapobiegać na drodze profilaktyki przez:

- zapobieganie powstawaniu znacznych ładunków elektrostatycznych poprzez odpowiedni dobór ładujących się w danym procesie materiałów,
- wpływanie na parametry procesów technologicznych oraz terapeutyki tzn.
  - umożliwianie odpłynięcia ładunków z naelektryzowanego ciała,
  - osadzanie na elektryzowanej powierzchni ładunków przeciwnej biegunowości
  - dobór wymiarów geometrycznych elementów iskrobezpiecznej instalacji przemysłowej

Najbardziej popularną metodą stosowaną w celu odprowadzenia ładunku elektrostatycznego od przewodzących elementów jest uziemienie. Uziemienia powinny się charakteryzować możliwie jak najmniejszą rezystancją - jako kryterium do wyznaczenia maksymalnej rezystancji uziemienia zwykle przyjmuje się możliwość wystąpienia energii odpowiadającej dziesięciu procentom minimalnej energii zapłonu mieszaniny wybuchowej (przy założeniu, że proces rozładowania można opisać funkcją wykładniczą) Zazwyczaj przyjmuje się, że dla ochrony antyelektrostatycznej opór całkowity sieci uziemiającej R_u nie może przekraczać 100 Ω, lecz dla atmosfer wybuchowych zaleca się stosowanie uziemień o oporze całkowitym R_u nie przekraczającym 10 Ω.

Warunek bezpieczeństwa

Należy pamiętać, iż nie jest niebezpieczna sama elektryzacja. Niebezpieczna jest elektryzacja, prowadząca do nagromadzenia takiego ładunku, że energia wyładowania iskrowego przekracza minimalną energię zapłonu danego środowiska palnego.

Warunek bezpieczeństwa zwykle jest przedstawiony jako [5] :

- w przypadku wyładowań pomiędzy powierzchniami przewodzącymi

(1) $$W_w \le k_3 W_{\min}$$

w przypadku wyładowań pomiędzy powierzchniami nie przewodzącymi

(2) $$q_{dop} \le k_1 (W_{min})^{0,6}$$

dla mieszanin gazo/paro – powietrznych, oraz

(3) $$q_{dop} \le k_2 W_{\min}$$

dla mieszanin pyłowo- powietrznych

gdzie: W_w - energia wyładowania iskrowego, W_{min} - minimalna energia zapłonu mieszaniny wybuchowej, q_{dop} - dopuszczalna liniowa wielkość ładunku w wyładowaniu, k_3, k_1, k_2 - współczynniki bezpieczeństwa

Najwięcej kontrowersji budzi dobór współczynników bezpieczeństwa. Przegląd danych literaturowych wskazuje, że zalecane są przez normy jak i przyjmowane przez poszczególne jednostki badawcze właściwie bez głębszego uzasadnienia bardzo różne wartości – np. k_3 zmienia się w granicach od 0.1 do 0.6.[5]. Jedynym uzasadnieniem z jakim można się spotkać przy doborze tego parametru to „doświadczenie i nos specjalisty od tych zagadnień"

Jednym z podstawowych warunków zalecanych przez przepisy, w sytuacjach gdy występują wyładowania elektrostatyczne jest wymóg korzystanie z materiałów antyelektrostatycznych. Właściwie istnieją obecnie trzy kryteria kwalifikacyjne z jakich korzysta się przy ocenie właściwości elektrostatycznych materiałów :

- kryterium rezystancyjne

(4) $$\rho < \rho_{dop}$$

- kryterium napięciowe

(5) $$V < 1kV$$

dla przypadków stosowania w obecności mediów palnych o minimalnej energii zapłonu $W_{min} < 0,1\ mJ$ i

(6) $$V < 3kV \quad \text{przy} \quad 0,1mJ < W_{min} < 0,5mJ$$

- kryterium czasu zaniku.

Wykorzystanie czasów zaniku ładunku do oceny właściwości antystatycznych tworzyw w większości krajów nie zostało znormalizowane. Polskie normy również nie zawierają jednoznacznych kryteriów oceny. Według norm brytyjskich powinien on być mniejszy od 0,5 s. W USA wymaga się, aby w materiałach antyelektrostatycznych czas zaniku potencjału powierzchniowego z 5000 V do 500 V był mniejszy niż 0,5 s [6].

Problemy z oceną ryzyka występowania wyładowań elektrostatycznych w przestrzeniach zagrożonych wybuchem

1. Współczynnik bezpieczeństwa – *k*.

Współczynniki bezpieczeństwa k mimo, że właściwie nie mają większego znaczenia przy określaniu marginesu bezpieczeństwa, są jednak ważne dla użytkowników „systemów antyelektrostatycznych". Jest to szczególnie istotne, gdy stosuje się urządzenia różnych producentów i występuje potrzeba oceny skuteczności ich działania.

W pracy proponuje się wykorzystanie teorii niezawodności do szacowania wartości współczynnika bezpieczeństwa, zgodnie z którą miarą niezawodności R obiektu jest prawdopodobieństwo, że losowo wybrana „wytrzymałość układu jest większa od losowo wybranego zagrożenia".

(7) $$R = \int_{-\infty}^{\infty} f_2(\delta) \left[\int_{\delta}^{\infty} f_1(z) dz \right] d\delta$$

(8) $$R = P(U > 1) = \int_1^{\infty} f(u)du$$

gdzie: $f_2(\delta)$ - funkcja gęstości dostarczająca informacji o stanie bezpieczeństwa w danym zakładzie, $f_1(z)$ - funkcja gęstości rozkładu zmiennej losowej wyrażającej np. energię wyładowań elektrostatycznych jakie mogą pojawić się w tym zakładzie, U - powołana nowa zmienna losowa (jest funkcją stosunku odpowiednich wartości z i δ , $l = f(k)$.

Mając zadane prawdopodobieństwo bezpiecznej pracy R z wzoru (8) wyznaczamy wymagany współczynnik k, co następnie pozwoliłoby nam ocenić i porównać ze sobą skuteczność oferowanych zabezpieczeń antyelektro-statycznych.

2. Relaksacja ładunku

Doświadczenie pokazuje, że zależność (9) w praktyce występuje bardzo rzadko.

(9) $$Q_t = Q_{max}\, exp(-t/\tau)$$

gdzie: Q_t - wartość ładunku w czasie t, Q_{max} - wartość maksymalna ładunku, t - czas

Można je stosować jako pierwsze przybliżenie:

- w przypadku płynów o małej przewodności (0,01pS/m) przyjęcie założenia o ekwipotencjalnym charakterze relaksacji ładunku sugerowałoby, że τ jest rzędu godzin. Tymczasem ładunek Q_t maleje dużo szybciej – czas 100s jest już wystarczający do zredukowania ładunku do poziomu bezpiecznego (tzn.< 20-30μC/m^3) [7]. Zanik ładunku proponuje się w tym przypadku opisywać funkcją o charakterze hiperbolicznym.

(10) $$Q_t = Q_{\max} / \left[1 + \mu Q_{\max} t / (\varepsilon\varepsilon')\right]$$

gdzie: Q_t - wartość ładunku w czasie t, Q_{max} - wartość maksymalna ładunku, μ - ruchliwość nośników ładunku, t - czas, ε' - względna przenikalność dielektryczna

- nowoczesne włókna antyelektrostatyczne są już z reguły kompozytami niejednorodnymi. Oprócz efektu przewodzenia wpływ na dynamikę procesu zaniku ładunku mają i inne mechanizmy jak np. neutralizacja na skutek wyładowań ulotowych na elektro przewodzących końcach. Mechanizm zaniku ładunku jest w tym przypadku superpozycją wielu procesów. Korzystanie z warunków bezpieczeństwa konstruowanych w oparciu o stałą relaksacji τ (np. τ<1ms, $Q_{3\tau}<Q_{dop}$ wydaje się być nie uzasadniona [8].

3 Rezystancja uziemienia

Dane eksperymentalne wskazują, że prądy ładowania obiektów w wyniku procesów generowania ładunków elektrostatycznych I_C osiągają wartości z przedziału od 0,01μA do 100 μA [7]. Górna wartość odpowiada procesom mikrofiltracji, dolna wolnemu przepływowi w pipecie. Najmniejszą wartość minimalnego napięcia zapłonu U_z dla typowych układów spotykanych w praktyce (tzn. o pojemności C<1000 pF) wynosi 300 V [7]. Przyjmując następnie, że rezystancja upływu: $R_u = U_z / I_C$ otrzymujemy, że rezystancja uziemienia musi być mniejsza niż 300 MΩ w przypadku I_C =1 μA i mniejsza niż 3 MΩ dla I_C =100 μA.

Wynika z tego, że w typowych przypadkach rezystancja uziemienia mniejsza niż 1 MΩ jest w praktyce wystarczająca nawet dla wodoru, który jest jednym z gazów o najmniejszej energii zapłonu, a R<100 MΩ jest wystarczające w przypadku prądów ładujących o średniej wartości.

Należy zatem sądzić, że dla pozostałych gazów i pyłów (charakteryzujących się przecież większymi niż wodór minimalnymi energiami zapłonu) krytyczne wartości R< 1 MΩ są właściwie zbyt ostrym wymaganiem w wielu sytuacjach, a tym bardziej R< 100 Ω, z jakim to warunkiem też można się spotkać.

4. Metody oceny bezpieczeństwa

Dyrektywa 1999/92/WE jako jedyny znany powszechnie przepis mówi o tym, że aby podnieść bezpieczeństwo pracy w atmosferach wybuchowych nie wystarczy najlepszy nawet system zabezpieczeń. Jasno głosi, że aby praca była bezpieczna trzeba nieustannie uświadamiać pracowników o zagrożeniu oraz podnosić ich poziom wiedzy na ten temat poprzez szkolenia, pouczenia itp. Innymi słowy techniczne środki ochrony są tak samo ważne jak organizacyjne i tylko ich wspólne wykorzystanie prowadzi do pełnego zminimalizowania ryzyka wybuchu. Stad wynika konieczność opracowania metod i kryteriów ilościowej oceny poziomu bezpieczeństwa całego systemu. W niektórych zakładach podejmuje się takie kroki działania – Finlandia program rządowy (STARA)

Tradycyjne metody oceny bezpieczeństwa oparte na analizie uszkodzeń, które wystąpiły w przeszłości, pozwalają na oszacowanie wskaźników bezpieczeństwa dopiero po upływie dłuższego czasu eksploatacji. Takie postępowanie w procesie kształtowania bezpieczeństwa wydaje się być niezbyt uzasadnione. Znacznie ciekawsze i merytorycznie uzasadnione jest korzystanie z niezawodnościowych metod oceny bezpieczeństwa**.**

Podsumowanie

Problem braku wystarczającej wiedzy o zjawisku elektryczności statycznej w środowiskach przemysłowych jest problemem z którym będzie się trzeba uporać w najbliższych latach. Występuje więc konieczność szerokiego naświetlania tego problemu i ten cel przyświecał autorce powyższego artykułu.

LITERATURA

[1] Domaradzka S., Mosiński F., Bezpieczeństwo elektryczne a elektryczność statyczna, V Łódzka Krajowa Konferencja Przeciwporażeniowa SEP O/Łódź, 2000, s.101-111.

[2] Malmén Y., Nissilä M., Koivisto R., STARA – A Static Electricity Risk Analysis Method for the Process Industries , Internet: www.elsevier.com/locate/elstat.

[3] Dyrektywa 94/9/WE Unii Europejskiej z dnia 23 marca 1994 w sprawie ujednolicenia przepisów prawnych państw członkowskich dotyczących urządzeń i systemów ochronnych przeznaczonych do użytku w przestrzeniach zagrożonych wybuchem.

[4] Dyrektywa 1999/92/WE Parlamentu Europejskiego z dnia 16 grudnia 1999 r. w sprawie minimalnych wymagań dotyczących bezpieczeństwa i ochrony zdrowia pracowników zatrudnionych na stanowiskach pracy, na których może wystąpić atmosfera wybuchowa (piętnasta dyrektywa szczegółowa w rozumieniu art. 16 ust. 1 dyrektywy 89/391/EWG)

[5] Gajewski A.S., *Elektryczność statyczna, Instytut* Wydawniczy Związków Zawodowych W-wa 1987

[6] Domaradzka S., Problemy z oceną ryzyka stosowania materiałów ze względu na zjawiska elektrostatyczne, II Lubuska Konferencja Naukowo Techniczna: Materiały i Technologie w Elektrotechnice MITEL 2002, Gorzów Wielkopolski,11-12.4.2002,s.63-70.

[7] Britton L.G.,Avoiding Static Ignition Hazards in Chemical Operation,American Institute of Chemical Engineers,New York,1999

[8] Domaradzka S., Wróbel S., Problemy z oceną właściwości elektrostatycznych materiałów włókien-niczych, V Międzynarodowe Sympozjum ELTEX-2002 Pole elektrostatyczne i elektromagnetyczne-nowe materiały i technologie", Łódź, 14-15.11.2002

Andrzej BAŃCER, Henryk STAWORKO

Tele – Fonika Kable Handel S.A. Biuro Usług Inwestycyjnych

Doświadczenia TELE-FONIKI KABLE S.A. w zakresie wykonawstwa linii kablowych 110 kV i wytyczne w doborze kabla w liniach kablowych wysokich napięć

***Streszczenie**. W referacie przedstawiono kolejne etapy zdobywania doświadczenia przez Tele–Fonika Kable Handel S.A. Biuro Usług Inwestycyjnych w budowie linii kablowych 110 kV na przestrzeni ponad dwudziestu lat obecności na rynku. Zaprezentowano najważniejsze projekty zrealizowane w roku ubiegłym oraz przedstawiono całkowitą ilość kabla i osprzętu wykorzystaną do budowy linii kablowych 110 kV w kraju. Omówiono wytyczne do doboru kabla w elektroenergetycznych liniach kablowych 110 kV zapewniające zminimalizowanie kosztów budowy tych linii.*

***Abstract**. In this work are shown the next stages of gaining experience of 110 kV cable lines installing by Tele-Fonika Kable Handel S.A. High Voltage Cable Systems Department for over twenty years of presence on market. Most important projects were presented, and total quantity of cable and equipment used for installing of 110 kV cable lines in country. Guidelines for cable selection in 110 kV cable lines were shown to minimize the costs of cable lines erection. (**Experience of 110 kV cable lines installing by Tele-Fonika Kable S.A**)*

Słowa kluczowe: Tele-Fonika, linie kablowe 110 kV, ilość linii kablowych, wytyczne do projektowania linii kablowych.
Keywords: Tele-Fonika, 110 kV cable lines, total length of cable lines, guidelines for designing of cable lines.

Wstęp

Obserwowany w ostatnich latach wzrost ilości instalowanych linii kablowych 110 kV spowodowany jest między innymi:

- zwiększonym zapotrzebowaniem mocy w terenach wielkomiejskich,
- rosnącymi wymaganiami ochrony środowiska,
- trudnościami z pozyskaniem terenów pod budowę nowych linii napowietrznych 110 kV w terenach miejskich jak i w obszarach poza obrębem terenów mocno zurbanizowanych,
- uwalnianiem terenów zajmowanych przez linie napowietrzne pod nowe inwestycje.

Zastępowanie linii napowietrznych liniami kablowymi 110 kV wynika z ich zalet jak:

- zmniejszonej szerokości pasa zajmowanego terenu (ok. 1 m przy liniach kablowych, 14 m - linie napowietrzne),
- znacznie zmniejszone w porównaniu z liniami napowietrznymi oddziaływanie na środowisko (promieniowanie elektryczne, magnetyczne i hałas).

Podstawowe kryteria decydujące o długotrwałej i bezawaryjnej eksploatacji linii kablowych w tym i 110 kV to:

- poprawnie opracowany projekt techniczny trasy linii kablowej uwzględniający istniejącą infrastrukturę naziemną i podziemną,
- dobór przekroju znamionowego żyły roboczej kabla dla zadanej mocy przesyłu, warunków zwarciowych systemu, sposobu ułożenia kabli i warunków terenowych trasy linii kablowej,
- doboru przekroju żyły powrotnej kabla dla występujących warunków zwarciowych systemu,
- jakości kabla i osprzętu zastosowanego do wykonania linii kablowej i ich kompatybilności,
- stosowanej technologii rozciągania kabli po trasie linii kablowej,
- jakości wykonania montażu osprzętu.

Doświadczenia Tele-Fonika Kable S.A. w zakresie budowy linii kablowych 110 kV w Polsce

Rok 1992 – ułożono 14,28 km kabla

Pierwszą linię kablową 110 kV wykonano w roku 1992 dla Zakładu Energetycznego Warszawa Teren. Linia kablowa dwutorowa została wykonana z zastosowaniem kabla typu YHKXS 1 x 400/95 mm^2 i głowic o osłonie porcelanowej firmy Kabeldon (Szwecja). Zastosowany kabel do wykonania tej linii nie posiadał uszczelnień U – wzdłużnego i R – promieniowego będącego ochroną układu izolacyjnego kabla przed oddziaływaniem wilgoci, jak w obecnie stosowanych konstrukcjach kabli 110 kV nowej generacji. Linia kablowa zlokalizowana jest w terenie podmokłym w sąsiedztwie Zalewu Zegrzyńskiego. W listopadzie 2001r przy udziale przedstawiciela Elektrim Kable – BUI wykonano badania okresowe przedmiotowej linii kablowej to jest pomiar rezystancji izolacji z próbą napięciowa i próbę napięciową powłoki. Uzyskane wyniki z pomiarów potwierdziły niezmienność pierwotnych parametrów kabli, z których wykonano tę linię kablową.

Lata 1998 – 2000 – ułożono 7,15 km kabla

Z kabli i osprzętu produkcji BFK opracowanego w ramach projektu docelowego Komitetu Badań Naukowych w 1998 roku oraz po zapewnieniu nadzoru fabrycznego wykonano następujące linie kablowe 110 kV:

- 1998 – Elektrociepłownia Lida Białoruś, Zakłady Azotowe Kędzierzyn Koźle;
- 1999 – Elektrownia Siersza, Elektrociepłownia Czechnica w Siechnicy k/ Wrocławia, PSE - Stacja Energetyczna 400/220/110 kV Mikułowa dwie linie dwutorowe;
- 2000 – GPZ Huta Zawadzki k/Skierniewic, Zakłady Janikosoda w Janikowie linia dwutorowa, Elektrownia Ostrołęka w Ostrołęce.

W ramach generalnego wykonawstwa w 2000 roku wykonano kablową linię 110 kV z rezerwową fazą, dla KGHM Oddział Huta Miedzi Głogów. Wykonane linie uzyskały pozytywne wyniki z badań po montażowych, a ich parametry jak rezystancja izolacji i powłoki są niezmienne.

Rok 2001 – ułożono 38,35 km kabla

W związku z zapotrzebowaniem rynku krajowego na systemy kablowe z osprzętem z głowicami w wykonaniu z osłonami kompozytowymi wykonano i zbadano systemy kablowe 110 kV w 2001 roku składające się z:

- głowic z osłoną kompozytową,
- muf przelotowych bez i z cross-bondingiem firm Nexans Szwajcaria, Elastimold USA, Sefag ixosil Szwajcaria.

Badanie systemów 110 kV wykonano w laboratorium wysokich napięć BFK przy udziale przedstawicieli Instytutu Energetyki w Warszawie. Uzyskane wyniki z badań potwierdziły kompatybilność osprzętu z kablami i zgodność

parametrów systemów kablowych z wymaganiami w tym i Publikacją IEC 60840. Wyniki z badań były podstawą do wydania poświadczeń przez Instytut Energetyki o stosowaniu tych systemów w sieciach energetycznych 110 kV.

W ramach wygranych przetargów na dostawy i wykonawstwo linii kablowych 110 kV przez BUI w 2001 zainstalowano ponad 38 km kabla oraz 120 kompletów muf i głowic w elektroenergetycznych liniach kablowych 110 kV. Z dostarczonej ilości kabla i osprzętu 70% zainstalowano w ramach generalnego wykonawstwa przez BUI.

Ze zrealizowanych linii kablowych 110 kV w 2001 roku przez Biuro Usług Inwestycyjnych na szczególną uwagę zasługują projekty:

- ZE STOEN – kablowanie dwutorowej linii napowietrznej 110 kV w Warszawie,
- Huta Cedler Sosnowiec – zasilanie rezerwowe Huty,
- Gmina Kleszczów – linia kablowa zasilania gminy z Elektrowni Bełchatów o długości 8,2 km,
- Stacja energetyczna 400/220/110 kV Mikułowa – przenośne linie kablowe 110 kV,
- Elektrownia Dniepropietrowsk – linia jednotorowa 86/150/170 kV.

Rok 2002 – ułożono 9,88 km kabla

W roku 2002 zrealizowano między innymi:

- dwie linie kablowe dla Huty Głogów 64/110 kV,
- wstawka w istniejąca linię kablową 110 kV z kabla XRUHKXS 64/110 kV w związku ze zmianą trasy,
- Zakład Energetyczny Wrocław budowa Euchon dwutorowa linia kablowa 110 kV,
- Zakład Energetyczny Wrocław naprawa uszkodzonej fazy linii kablowej 110 kV wstawka – kabel 2 mufy,
- Zakłady Chemiczne Police naprawa kabla firmy Silec Francja,
- Gmina Kleszczów wykonanie odejścia kablowego 110 kV od istniejącej linii kablowej 110 kV poprzez zastosowanie mufy rozgałęźnej Pfisterera,
- nadzór nad ponownym montażem linii przenośnej 110 kV.

Rok 2003 – 35,66 km kabla, w tym:

- cztery linie kablowe jednotorowe 110 kV – Orlen Płock,
- dwutorowa linia kablowa 110 kV – Elektrownia Chorzów,
- dwutorowa linia kablowa 110 kV – Zakład Energetyczny Stoen Warszawa,
- jednotorowa linia kablowa 110 kV – Elektrociepłownia Białystok,
- dwa tory linii kablowej oraz jednotorowa linia 110 kV – Zakład Energetyczny Wrocław,
- trzy tory linii kablowej 110 kV – ZE Warszawa Teren GPZ,
- jednotorowa linia kablowa 110 kV – Zakłady Azotowe Tarnów - GPZ Mościce.

Rok 2004 – ułożono 26,98 km kabla, w tym:

- jednotorowa linia kablowa 110 kV – Katowice Silesia,
- jednotorowa linia kablowa 110 kV - ENEA GPZ Jerzych - GPZ Pogodno,
- jednotorowa linia kablowa 110 kV - GPZ Brembo.

Rok 2005 – ułożono 98,88 km kabla.

W roku 2005 nastąpił ponad trzykrotny wzrost linii kablowych 110 kV oddanych do eksploatacji w stosunku do roku poprzedniego. W sumie:

- wybudowano 32,6 km linii kablowych 110 kV, co daje blisko 100 km kabla na rynek krajowy,
- zainstalowano 60 sztuk głowic kablowych oraz ponad 120 sztuk muf kablowych różnego rodzaju – od muf z przejściem żyły powrotnej do muf cross-bonding.

Spośród trzynastu wykonanych projektów największe zasługujące na uwagę to:

- dwa tory linii kablowej o łącznej długości 11,88 km z zastosowaniem kabli XRUHKXS 1×630/95 mm^2 64/110 kV
- dwie linie dla STOEN Warszawa o łącznej długości 7 km z zastosowaniem kabli XRUHKXS 1×630/95 mm^2 64/110 kV oraz XRUHKXS 1×1000/95 mm^2 64/110 kV

Wytyczne do doboru kabla w liniach kablowych wysokich napięć

Na etapie doboru kabla należy zwrócić szczególną uwagę na kilka podstawowych zasad. Pierwsza z nich to dobór przekroju znamionowego żyły roboczej kabla do zadanej mocy przesyłu, warunków zwarciowych systemu, sposobu ułożenia kabli oraz warunków terenowych trasy linii kablowej. Dobierając przekrój znamionowy żyły roboczej ze względu na jej wymaganą obciążalności linii kablowej należy mieć na uwadze zapewnienie granicznej temperatury pracy żyły roboczej – max 90°C. Dopuszcza się podwyższoną temperaturę żyły dla przeciążenia tj. 130°C przy założeniu maksymalnego czasu trwania przeciążenia nie więcej niż 100 godzin w roku oraz nie więcej niż 1000 godzin na cały okres eksploatacji danej linii kablowej (wg wymagań IEC).

Niebagatelny wpływ na obciążalność linii kablowej ma układ kabli, w jakim są one ułożone. Stosuje się dwa podstawowe układu układania kabli:

- układ trójkątny na styk,
- układ płaski o różnych odstępach pomiędzy osiami sąsiadujących faz.

Z punktu widzenia obciążalności linii kablowej korzystniejszym układem jest układ płaski.

Kolejnym z kryteriów doboru kabla to wartości napięć indukowanych w żyłach roboczych kabli 110 kV. Konstrukcja jednożyłowych kabli typu XRUHKXS to układ dwóch warstw metalowych – żyła powrotna z drutów Cu i taśmy przeciwskrętnej oraz zapora przeciwwilgociowa z folii aluminiowej z kopolimerem. Obie te warstwy nałożone są współosiowo na ekranowanej izolacji żyły roboczej i pokryte są powłoką z materiału izolacyjnego. Prąd przemienny przepływający przez żyłę roboczą kabli o takiej konstrukcji powoduje indukowanie się we wspomnianych warstwach metalowych napięcia o wartości wprost proporcjonalnej do jego natężenia. Sposób uziemienia żyły powrotnej jak i długość graniczną linii kablowej dobiera się w taki sposób, aby napięcie indukowane w żyłach powrotnych kabli nie przekroczyła wartości napięcia dotykowego U_L dopuszczalnego długotrwale. Wartości te są jednoznacznie określone jedynie dla instalacji niskiego napięcia. W przypadku instalacji wysokiego napięcia, jakim są linie kablowe 110 kV, wartość napięcia U_L jest zależna od stopnia zagrożenia porażeniowego, przy czym największa dopuszczalna wartość tego napięcia określono jako U_L=50 V. Wartość tą można przyjąć jako wartość określającą graniczną długość linii kablowej. Korzystniejszym układem ze względu na wartości napięć indukowanych w żyłach powrotnych kabli to obustronne ich uziemienie. Niesie to ze sobą stworzenie drogi dla przepływu prądów okrężnych o znacznej wartości (często dochodzących do setek amperów) powodując zwiększone straty mocy w żyłach powrotnych, a tym samym

zmniejszenie ich dopuszczalnej obciążalności prądowej. Aby uniknąć strat w przesyle mocy z tytułu prądów płynących w żyłach powrotnych stosuje się jednostronne ich uziemienie. Zaletą takiego rozwiązania jest prawie całkowite wyeliminowanie strat mocy w tych żyłach (poza wpływem prądów wirowych, których wartości są na poziomie kilku procent strat w żyle roboczej. Wadą tego sposobu uziemienia żył powrotnych kabli jest wyższa wartość napięcia w nich indukowanego, co skraca długość graniczną danej linii kablowej. Złotym środkiem jest takie dobranie układu, w jakim są ułożone kable oraz sposobu uziemienia żył powrotnych kabli, aby napięcie indukowane z punktu widzenia ochrony przeciwporażeniowej mieściło się w bezpiecznych granicach. Warunek ten powinien uwzględniać maksymalnie najniższe straty w przesyle mocy z tytułu indukowania się tych napięć jak i przepływu prądów okrężnych przez żyły powrotne tych kabli.

Dla linii długich rozwiązaniem jest zastosowanie cross-bondingu. Rozwiązanie takie polega na podziale linii kablowej na trzy idealnie równe długości i zastosowanie muf umożliwiających przeplecenie żył powrotnych sąsiednich faz tak, aby żyła powrotna fazy L1 poprzez żyłę powrotną fazy L2 kończyła się fazą L3 na końcu linii. Jest to jedyne wyjście dla linii długich, przy których nie jest możliwe spełnienie warunku dotyczącego wartości napięć indukowanych w żyłach powrotnych.

Kolejnym kryterium doboru kabla jest dobór przekroju żyły powrotnej. Jest on podyktowany warunkami zwarciowymi - 1-sekundowym prądem zwarcia dla żyły powrotnej. Podawana przez przyszłego użytkownika linii kablowej wielkość tego prądu jest zazwyczaj zbyt wysoka, nieuwzględniająca rzeczywistych parametrów takich jak impedancja pętli zwarcia dla tego rodzaju zwarć. Z tego powodu w większości przypadków żyła powrotna jest przewymiarowana, co za tym idzie koszt kabla jest wyższy. Dlatego mając na uwadze najniższy koszt budowy linii kablowej należałoby każdorazowo wyliczać impedancję pętli zwarcia dla danych warunków i na tej podstawie dobierać przekrój żyły powrotnej kabla

Podsumowanie

Wieloletnia obecność Tele-Fonika Kable na rynku krajowym oraz udział w wielu dużych projektach doprowadziła do stworzenia niezawodnych systemów kablowych 110 kV. Potwierdzeniem tej tezy są nowatorskie rozwiązania, które w praktyce potwierdziły teoretyczne założenia. Między innymi takim rozwiązaniem było skonstruowanie przenośnych linii kablowych 110 kV. Linie te po raz pierwszy została wykorzystana podczas rozbudowy stacji WN Mikołowa i dotychczas zostały instalowane kilkanaście razy. Badania tych linii po użyciu potwierdzają niezmienność parametrów układu izolacyjnego jak i własności mechanicznych.

Drugim pionierskim rozwiązaniem było zastosowanie mufy rozgałęźnej. W związku z potrzebami Inwestora wykonania zasilania Kopalni Bełchatów z wykonanej linii kablowej 110 kV zachodziła konieczność wykonania pola 110 kV z wyposażeniami do wprowadzenia i wyprowadzenia trzech linii kablowych 110 kV - dwie z rozcięcia i jedna projektowana. Z uwagi na koszty jak i konieczność zastosowania dodatkowo 3 muf przelotowych – brak kabli do wprowadzenia do projektowanego pola rozdzielczego – zastosowano mufę rozgałęźną PFISTERER. Projekt techniczny łącznie z komorą trójnika wykonał Energoprojekt Kraków. Badania pomontażowe potwierdziły prawidłowość przyjętych rozwiązań i poprawność montażu.

Na podstawie dotychczasowych doświadczeń z wykonawstwa linii kablowych 110 kV w ramach generalnego wykonawstwa jak i dostaw kompleksowych systemów kablowych ekonomiczny dobór kabli jest, jeśli nie najważniejszym, to jednym z najważniejszych kryteriów doboru kabli w liniach kablowych wysokiego napięcia. Dlatego, aby zapewnić minimalny przekrój żyły roboczej dobiera się tak układ, w jakim te kable będą ułożone jak i szereg innych czynników, aby ilość miedzi zużyta do produkcji konkretnego kabla była jak najmniejsza. Przy dzisiejszych gwałtownych wzrostach cen miedzi na światowych rynkach taki sposób doboru kabla w liniach kablowych 110 kV jest jak najbardziej uzasadniony ekonomicznie. Znane są w kraju przypadki doboru kabli ze znacznie przewymiarowaną żyłą roboczą kabli. W jednym z przypadków dobrano żyłę roboczą o przekroju 2500 mm^2, gdzie po przeanalizowaniu wszystkich możliwości okazało się, że przekrój żyły roboczej spełniający wymagania klienta był ponad dwukrotnie mniejszy – 1000 mm^2 lub nawet 800 mm^2 zależnie od warunków zewnętrznych, w jakich ta linia będzie pracować. Z uwagi na to, że w Polsce nie ma wytycznych ani żadnych przepisów konkretyzujących dobór kabla w linii kablowej 110 kV wydaje się być celowym zaproponowanie współpracy pomiędzy producentem kabli, jakim w Polsce jest Tele-Fonika Kable S.A., czołowymi biurami projektowymi, a ośrodkami naukowymi, takimi jak Politechnika Poznańska. Nawiązanie takiej współpracy stworzyłyby jasne i przejrzyste, poparte doświadczeniem i podstawami naukowymi podwaliny do stworzenia jednobrzmiących wytycznych do doboru kabli w liniach 110 kV

LITERATURA

[1] Materiały wewnętrzne Tele-Fonika Kable Handel S.A.

Autorzy: *Henryk Staworko, Tele-Fonika Kable Handel S.A., Zespół Wysokich Napięć ul. Fordońska 152, 85-957 Bydgoszcz, E-mail: hstaworko@bfk.com.pl*
Andrzej Bańcer, Tele-Fonika Kable Handel S.A., Zespół Wysokich Napięć ul. Fordońska 152, 85-957 Bydgoszcz, E-mail: abancer@bfk.com.pl

Indeks autorów (authors index)

A
AKSAMIT Paweł 310,314
ANDRUSZKIEWICZ Paweł 7
B
BADUCHOWSKI Przemysław 10
BAEHR Horst 71
BANASZAK Szymon 13
BAŃCER Andrzej 17,333
BANDOSZ Narcyz 84
BATURA Ryszard 21
BETIUK Izabella 10
BIELECKI Jerzy 25
BŁASZCZAK Zdzisław 114
BOCHEŃSKI Bogusław 28
BOCZAR Tomasz 32,36,41
BORSI Hossein 71
BORUCKI Sebastian 41
BRETUJ Witold 45,49
BRÓDKA Bolesław 53,84
BRYSZEWSKA-MAZUREK Anna 57,60
BURSA Jan 63
C
CICHOŃ Andrzej 32
D
DAŁEK Jarosław 66
DŁUGIEWICZ Lech 88
DOLATA Bartłomiej 71
DOMARADZKA Sabina 330
DOPIERAŁA Daniel 170
DUDA Ludomir 158
E
EKANAYAKE Chandima 264
F
FLESZYŃSKI Janusz 45,49,75
FLORKOWSKA Barbara 79
FLORKOWSKI Marek 326
FELBER Willi 306
FURGAŁ Jakub 326
G
GIELNIAK Jarosław 84,88,95,166,264
GLATMAN Eugeniusz 92
GLIŃSKA Ilona 66
GOCKENBACH Ernst 71
GRACZKOWSKI Andrzej 84,88,95,256,264
GUBAŃSKI Stanisław 264
J
JACKOWICZ-KORCZYŃSKI Andrzej 79
JANISZEWSKI Jerzy 99
JAROSZEWSKI Maciej 216
K
KACPRZYK Ryszard 102,107
KACZMAREK Michał S. 114
KARPIŃSKI Jacek 111
KARWAT Czesław 10
KASPRZAK Wojciech 114,117
KAŹMIERSKI Marceli 121
KERSZ Igor 121
KĘDZIA Józef 276
KISIEL Anna 125,129
KOCH Maik
KOŁOWROTKIEWICZ Jerzy 88
KOŁTUNOWICZ Tomasz 10
KOWALSKI Dariusz 238
KRAUSE Tomasz 133,322
KUFFEL Edmund 137
L, Ł
LENARCZYK Krzysztof 140
LORENC Marcin 36
ŁASICA Andrzej 144
ŁOWKIS Bożena 148
M
MACKIEWICZ Marcin 155
MALEWSKI Ryszard 241
MALITOWSKI Grzegorz 152
MAZUREK Wojciech 57,60
MIKULSKI January Lech 155,158
MIŚTA Włodzimierz 107
MORAŃDA Hubert 84,166,264
MOŚCICKA-GRZESIAK Hanna 53,84,166,234,264
MOTYL Edmund 148,170
N
NADACZNY Jerzy 198
NEUMAN Roman 88
NEUMANN Stanisław R. 166
NADOLNY Zbigniew 114,117,174,190
NOWAK Wiesław 79,178
O
OLESZ Marek 182,186
OLSZEWSKI Marcin 190
OSSOWSKI Marek 84,234
OSTROWSKI Janusz 66
P
PELWECKI Jarosław 194
PIECHOCZEK Eugeniusz 92
PIETRZAK Krzysztof 198
PIOTROWSKI Tomasz 202
PŁOWUCHA Janusz 241
POHL Zbigniew 75
POŁOCZANIN Piotr 158
POMIANOWSKI Jerzy 63
POSPIESZNA Janina 205
PRZYBYŁEK Piotr 84,95,166,208
R
RAKOWSKA Aleksandra 212
RANACHOWSKI Przemysław 216
REJMUND Feliks 216
ROKOSZEWSKI Wojciech 202
RÓŻECKI Stanisław 75
RUTKOWSKI Jerzy 57,60
RZEPECKI Maciej 10
S
SIKORSKI Wojciech 166,220
SIODŁA Krzysztof 88,166,220
SKOMUDEK Waldemar 92
SOBOLEWSKI Konrad 224
SOLAREK Robert 170
SOWA Andrzej 228,232
STANIEK Paweł 166,234
STAWORKO Henryk 333
SUL Przemysław 245
SUBOCZ Jan 238,241
SUBOCZ Lech 13
SZADKOWSKI Marek 248
SZCZEPANIAK Marcin 252
SZELĄG Wojciech 88
SZROT Marek 241
SZYMAŃSKI Jarosław 84,95,256
T
TARKO Rafał 178
TATARSKI Lech 84
TIMLER Mieczysław 79
TYMAŃ Adam 260
W,V
VIJAYAN Krishnamurthy 306
WALCZAK Krzysztof 84,88,95,166,256,264
WAŃKOWICZ Jacek 25
WASSENBERG Volker 71
WIATER Jarosław 228,232,268
WIECZOREK Krzysztof 45,49
WOLNY Stefan 272,276,279,296
WOSIAK Agnieszka 121
WOŹNIAK Zenon 114
WOŹNY Leszek 125,129
WSZOŁEK Tadeusz 283
Z
ZAŁUCKI Zdzisław 287
ZDANOWSKI Maciej 276,279,292,296
ZDZIARSKI Tomasz 299
ZENKER Marek 303
ZIAJA Jan 238
ZIOMEK Waldemar 137,306
ZMARZŁY Dariusz 296,310,314
ZYDROŃ Paweł 318
ZUBIELIK Piotr 198
Ż
ŻYŁKA Paweł 322
















Plan referatu
• Wstęp
• Przesłanki i tezy badawcze
• Metody badań i wybrane wyniki
• Zakończenie
IW-2006














P 38
P 37


IW-2006






RECEPCJA
RECEPTION














VIII Ogólnopolskie Sympozjum
Inżynieria Wysokich Napięć
IW-2006
Poznań-Będlewo
08-10 maja 2006



Referaty zamieszczone w niniejszym zeszycie specjalnym zostały zaprezentowane w trakcie VIII Ogólnopolskiego Sympozjum INŻYNIERIA WYSOKICH NAPIĘĆ IW-2006, które odbyło się w Będlewie pod Poznaniem w dniach 8-10 maja 2006 r.

Organizatorem Sympozjum był Instytut Elektroenergetyki Politechnik Poznańskiej, Zakład Wysokich Napięć i Materiałów Elektrotechnicznych



Uczestnicy Sympozjum

Zakład Wysokich Napięć i Materiałów Elektrotechnicznych
ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań,
telefon: (0 prefiks 61) 665 22 72 fax: (0 prefiks 61) 665 22 80
aleksandra.rakowska@put.poznan.pl andrzej.graczkowski@put.poznan.pl
http://iwn.epe.put.poznan.pl