

Obliczenia silników asynchronicznych

W. Kopczyński

Wydawnictwo Sp. Akc. „ELEKTROBUDOWA“

Skład główny

Księgarnia J. LISOWSKIEJ, Warszawa

Al. Jerozolimska 15.

Wstęp.

Podstawowe wiadomości o silnikach i uzwojeniach są omawiane w tomie 1. „Bibl. Mont. i Techn.“, wydanej pod red. prof. M. Pożaryskiego „Silniki Asynchroniczne“.

W niniejszej książeczce podane są zasady i sześć przykładów obliczeń silników asynchronicznych pierścieniowych, zwartych jedno- i dwuklatkowych. Obliczenia są utrzymane w formie możliwie prostej i dostępnej dla osób, obznajmionych z matematyką elementarną.

W części I, „Silnik, jako transformator“, przez rozważanie uproszczonych zależności magnetyczno-indukcyjnych transformatora idealnego i powietrznego, w sposób prosty i jasny zaznajamiamy się z podstawami wytwarzania oporności urojonych w uzwojeniach, oraz z zależnościami między strumieniami magnetycznymi silników.

W części II, „Obliczenia“, wprowadzone są uproszczenia ogólnie stosowane, ułatwiające zrozumienie, bądź co bądź, niekiedy skomplikowanych zależności. Wzory, stosowane tu do obliczeń, są oparte na wzorach podanych w książce E. Arnold'a i I. L. la Cour'a: „Die Induktionsmaschinen“, gdyż w innych przytoczonych w końcu książkach, są stosowane przeważnie podobne.

Część III, „Wykresy“, wymaga znajomości początków geometrii analitycznej, a mianowicie wiadomości o prostej i kole. Powtórzenie odpowiednich rozdziałów geometrii analitycznej ułatwi lepsze zrozumienie podawanych sposobów graficznego określenia mocy, sprawności, współczynnika mocy i strat. Przytaczane wywody pozwolą ocenić zakres ścisłości wykresów lub wzorów stosowanych, co jest ważne przy badaniach ścisłych w celu bądź lepszego ujęcia teoretycznego silników asynchronicznych, bądź też ulepszenia konstrukcji. Silniki małe, powiedzmy poniżej 1 KM, na wolniejsze obroty, lub silniki dwuklatkowe, wymagają nieco ściślejszego ujęcia teoretycznego.

W części IV, „Przykłady badań“, podanych jest kilka pytań, które mogą być określane sposobem doświadczalnym. W jednym wypadku podane są wyniki badań. Część ta ma wskazywać co i jak można badać przy silnikach asynchronicznych, choć pragnący rozwiązać eksperymentalnie jakiś problem związany z budową silników natknie się przy pierwszych próbach z całym szeregiem pytań, nadających się, lub wymagających badań.

Bardzo często wszelkie niezgodności wyników badań z uproszczonymi zależnościami przypisywane są oddziaływaniu wyższych harmonicznych. Przykłady podane wskazują, że zakres tych niezgodności może być wydatnie zmniejszony, tak, iż określenie wpływów wyższych harmonicznych wymagać będzie doświadczalnego ustalenia.

W części V, „Straty dodatkowe” omawiane są pobieżnie rozmaite warunki mogące wywoływać straty te w żelazie i miedzi. Problem strat dodatkowych w miedzi został ujęty w sposób nieco odmienny od licznych prac na dany temat i podług zasady przyjętej w tej książeczce są najpierw rozważane doświadczenia, któreby poparły pewne przypuszczenia o powodach przyczyniających się do tworzenia lub wzmagania strat dodatkowych w miedzi uzwojeń transformatorów, jako pytań prostszych, by następnie przejść do rozważań nad zjawiskami strat dodatkowych w silnikach asynchronicznych. Dla uproszczenia i skrócenia niektóre wzory są tu już rozwiązywane za pomocą rachunku różniczkowego i całkowego.

Najprostsza sumienność i wytrwałość w dążeniu do otrzymania ścisłych wartości przy badaniach może nam pozwolić na dokonanie jakiegoś wynalazku, korekty istniejących poglądów teoretycznych, bądź też tylko na poszerzenie wiadomości naszych o silnikach. W każdym zaś wypadku badania dać mogą podstawy do naszej polskiej wiedzy elektrotechnicznej.

Jestem obowiązany do wyrażenia mej wdzięczności pp. inżynierom i technologom „Elektrobudowy” S. A. za piękne i wytrwałe przeprowadzenie doświadczeń, które pozwoliły na opracowanie niniejszej książeczki.

W. Kopczyński

Łódź, w styczniu 1938 r.

Spis rzeczy.

	str.
I. Silnik jako transformator	7
1) Różnice i zależności	7
2) Transformator idealny	8
3) Transformator powietrzny	11
4) Praca znamionowa	16
5) Moment obrotowy	17
II. Obliczenia	20
1) Wartości ustalone	20
2) Strumień magnetyczny	25
3) Indukcje w częściach obwodu magnetycznego	25
4) Prąd namagnesowania	26
5) Oporności rzeczywiste uzwojeń	29
6) Oporności urojone uzwojeń	32
7) Wykres kołowy	35
8) Przykład wykresu kołowego	37
9) Obliczenie silnika pierścieniowego 7,5 KM, 1500 obr./min.	40
10) Obliczenie silnika pierścieniowego 25 KM, 3000 obr./min.	48
11) Obliczenie silnika zwartego 5 KM, 1500 obr./min.	52
12) Obliczenie silnika zwartego 2 KM, 750 obr./min.	56
13) Obliczenie silnika dwukłatkowego 30 KM, 1000 obr./min.	60
14) Obliczenie silnika dwukłatkowego 15 KM, 600 obr./min.	66
III. Wykresy kołowe	71
1) Rys historyczny	71
2) Rozmaite spółczynniki rozproszenia	72
3) Wykres Heylanda	73
4) Inwersja	74
5) Koło i prosta	77
6) Moc użyteczna	78
7) Rozmaite skale	80
8) Wykres napięciowy	82
9) Wykres E. Arnold'a i I. L. la Cour'a	86
10) Moc i straty	89

	str.
IV. Przykłady badań silników	96
1) Przekładnia zwojów	96
2) Wydzielenie strat biegu jałowego	100
3) Oporności urojone dwukłatkowego wirnika	101
4) Moment obrotowy rozruchu	102
5) Wyższe harmoniczne	110
V. Straty dodatkowe	113
1) Strumień w szczelinie	113
2) Straty w żelazie	115
a) Straty dodatkowe w jarzmach	115
b) Straty powierzchniowe	115
c) Straty pulsacji w zębach	117
3) Straty w miedzi	118
a) Obliczenia E. G. Reed'a	120
b) Wywody Arnolda la Cour'a	124
c) Wypieranie prądu	125
d) Przesuwanie w fazie	127
e) Zwarcie ze strony uzwojenia szeregowego	128
f) Przy pracy znamionowej	129
g) Prądy wirowe	129
4) Straty w miedzi silników asynchronicznych	131
5) Wypieranie prądu w wirnikach zwartych	132

I. Silnik, jako transformator.

1) Różnice i zależności.

Zahamowany silnik asynchroniczny pierścieniowy jest w istocie transformatorem obrotowym. Za pomocą strumienia magnetycznego przenosimy energię elektryczną obwodu pierwotnego uzwojenia na obwód uzwojenia wtórnego, najczęściej przy innym napięciu i prądach. *Wytwarzanie energii mechanicznej następuje dopiero przy obracaniu się wirnika pod wpływem sił oddziaływania między polem i prądami w przewodach wirnika.*

Aby poznać silnik asynchroniczny, musimy poznać go jako transformator, t. j. jako przyrząd do przetwarzania energii elektrycznej na elektryczną, a następnie jako istotny silnik t. j. poznać warunki przetwarzania energii elektrycznej na mechaniczną.

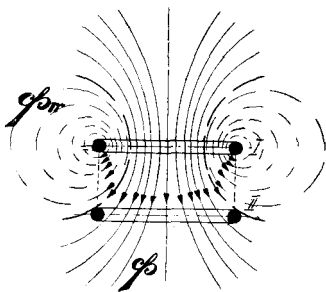
Będziemy często zastępowali pracę mechaniczną przez pewien opór zastępczy, przy czym w istocie będziemy zamieniali silnik na transformator w przypuszczeniu, że oznaczona przez nas energia elektryczna w całości zamienia się na mechaniczną.

Cała niemal teoria silnika asynchronicznego, a szczególnie wykresy kołowe dotyczą właściwie transformatora. Rozważymy więc pokrótce pewne zależności w transformatorach na ich najprostszych formach t. j. „transformatorze powietrznym” i „transformatorze idealnym”.

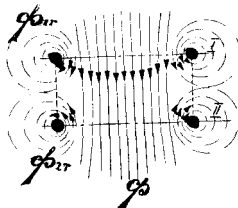
Powietrznym nazywamy transformator bez rdzenia żelaznego. Dwie dowolne zwojnice w powietrzu będą stanowiły transformator powietrzny.

Rozpatrywać będziemy transformator powietrzny, składający się z dwóch zupełnie identycznych zwojnic o równej ilości zwojów i równych wymiarach.

Transformatorem *idealnym* będzie powietrzny transformator o oporności rzeczywistej uzwojenia pierwotnego $R_1 = 0$ i uzwojenia wtórnego $R_2 = 0$ i o oporności urojonej uzwojeń, nie podlegającej zmianie zależnie od prądów przepływających w uzwojeniach.



Rys. 1.
pola magnet. b. jałowego.



Rys. 2.
pola magnet. zwarcia.

2) Transformator idealny.

Rozważymy dwa, wielkiej wagi, stany transformatora idealnego, a mianowicie: biegu jałowego i zwarcia.

Rys. 1. przedstawia pola magnetyczne przy biegu jałowym, a rys. 2 — przy zwarcu. W obu wypadkach zależność między strumieniem głównym Φ i strumieniami rozproszenia Φ_{1r} i Φ_{2r} będzie grała największą rolę. Kwestia ta, najprostsza i podstawowa w konstrukcji silników i transformatorów, staje się niekiedy problemem wywołującym różnorodne poglądy.

Postaramy się ująć to pytanie w możliwie prosty sposób. Przyjmijemy, że stan biegu jałowego i zwarcia stanowią dwa krańcowe stany warunków, powstających przy *pracy znamionowej*, a więc wszystkie trzy stany muszą podlegać jednym zależnościom. Zauważymy, że w transformatorze idealnym jedynym czynnikiem, ograniczającym prąd, jest *oporność urojona*, t. j. oporność powstająca wskutek tworzenia się sił elektromotorycznych — E , przy zmianie strumieni w uzwojeniach.

Trzy zasadnicze strumienie będziemy tu mieli:

Φ — strumień główny, otaczający oba uzwojenia, — rys. 1. i 2.

Φ_{1r} — strumień rozproszenia pierwotnego uzwojenia, którego linie sił nie otaczają wtórnego uzwojenia, — rys. 1.

Φ_{2r} — strumień rozproszenia wtórnego uzwojenia, nie otaczający zwojów pierwotnego uzwojenia, — rys. 2.

E — siła elektromotoryczna wzniesiona przez strumień Φ w pierwotnym.

SEM uzwojenia o β zwojach, przy częstotliwości prądu f określa wzór:

$$E = 4,44 \cdot f \cdot \beta \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \text{ V} \dots\dots\dots 1.$$

Siłę elektromotoryczną, wzniesioną przez strumień rozproszenia Φ_{1r} oznaczmy przez E_{1r} , a wzniesioną przez strumień rozproszenia Φ_{2r} , przez E_{2r} .

SEM E_{1r} i E_{2r} wg. wzoru 1. będą proporcjonalne do strumieni Φ_{1r} i Φ_{2r} .

Przy biegu jałowym przez uzwojenie pierwotne przepływa prąd biegu jałowego $I_0 = I_m$ t. j. równy prądowi namagnesowania.

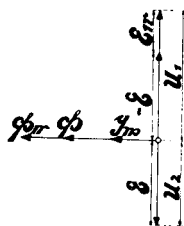
Napięcie, do którego przyłożone jest uzwojenie pierwotne, oznaczmy przez U_1 , a napięcie otrzymane na wtórnym przez U_2 .

Oznaczmy przez X oporność urojoną uzwojenia pierwotnego lub wtórnego, wytworzoną przez strumień główny Φ , lecz wyrażoną zależnością:

$$X = \frac{E}{I_m} \dots\dots\dots 2.$$

Oporność urojoną, wytworzoną, przez strumień rozproszenia Φ_{1r} w pierwotnym, przez:

$$X_1 = \frac{E_{1r}}{I_m} \dots\dots\dots 3.$$



Rys. 3.

Rys. 3. jest wykresem wektorowym SEM napięć i strumieni transformatora idealnego przy *biegu jałowym*.

Warunek równowagi wymaga, aby napięcie U_1 było zrównoważone przez SEM wznieconą przez strumienie magnetyczne, wywołane prądem I_m tak, iż:

$$U_1 = E + E_{1r} \quad \dots\dots\dots 4.$$

Wobec braku strat w uzwojeniu, SEM wzniecona przez strumień Φ w uzwojeniu wtórnym musi równać się napięciu

U_2 tak, iż:

$$E = U_2 \quad \dots\dots\dots 5.$$

Z wzoru 4. i 5. wynika, że:

$$U_1 - U_2 = E_{1r} \quad *) \quad \dots\dots\dots 6.$$

t. zn., że SEM rozproszenia pierwotnego uzwojenia równa się różnicy napięć.

Z wzoru 2., 3. i 4. wynika, że:

$$\frac{X_1}{X} = \frac{E_{1r}}{E} = \frac{U_1 - U_2}{U_2} \quad \dots\dots\dots 7.$$

Dodając po jedności z obu stron równości 7-ej, otrzymujemy:

$$\frac{X + X_1}{X} = \frac{U_1}{U_2} \quad \dots\dots\dots 8.$$

Przyjmujemy, że $X_1 = X_2$ gdyż tylko, gdy oba uzwojenia różnią się kształtem, może powstać różnica między opornościami X_1 i X_2 .

Zwarcie otrzymujemy przy przyłączeniu pierwotnego uzwojenia do napięcia U_1 i zwarcia uzwojenia wtórnego. Przez oba uzwojenia przejdą wtedy wielkie prądy zwarcia I_{1z} i I_{2z} .

Opornością urojoną zwarcia transformatora idealnego nazwiemy:

$$X_z = \frac{U_1}{I_{1z}} \quad \dots\dots\dots 9.$$

Jak przy b. jałowym tak i przy zwarcu spadek napięcia w pierwotnym lub SEM rozproszenia w pierwotnym:

$$E_{1r} = I_{1z} X_1 \quad \dots\dots\dots 10.$$

Pozostałe napięcie —

$$U_1 - I_{1z} \cdot X_1$$

musi być całkowicie zrównoważone przez przeciwnie działającą SEM głównego strumienia —

$$U_1 - I_{1z} \cdot X_1 = E = I_{mz} \cdot X \quad \dots\dots\dots 11.$$

w czym I_{mz} prąd namagnesowania przy zwarcu (strumienia głównego).

*) W książce „Die Elektrischen Maschinen” Dr. Inż. M. Liwschitz na str. 14. zależność wzoru 6 obiera jako podstawową dla maszyn asynchronicznych.

Prąd namagnesowania musi być różnicą arytmetyczną (lub sumą algebraiczną) obu prądów:

$$I_{mz} = I_{1z} - I_{2z} \dots\dots\dots 12.$$

Strumień główny przy zwarcu *musi istnieć*, gdyż on to przenosi całą energię na obwód wtórny uzwojenia. Strumień główny wytwarzać tu musi tak wielki prąd I_{1z} , aby strumień rozproszenia Φ_{2r} , powstający od prądu I_{2z} był równy strumieniowi głównemu Φ , gdyż wtedy nastąpi równowaga w obwodzie wtórnym.

Siła elektromotoryczna strumienia głównego E , musi się równać E_{2r} sile elektromotorycznej strumienia rozproszenia, czyli że:

$$E = E_{2r} \dots\dots\dots 13.$$

Na zasadzie wzorów 11, 12 i 13-go:

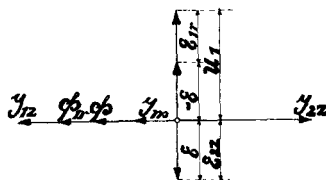
$$(I_{1z} - I_{2z}) \cdot X = I_{2z} \cdot X_2 \dots\dots\dots 14.$$

dzieląc obie strony równości 14 przez $X \cdot I_{2z}$, otrzymujemy:

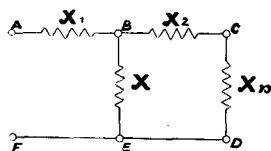
$$\frac{I_{1z} - I_{2z}}{I_{2z}} = \frac{X_2}{X} \dots\dots\dots 15.$$

Dodając jedności do obu stron wzoru 15-go przy zależności wzoru 8-go, otrzymujemy:

$$\frac{I_{1z}}{I_{2z}} = \frac{U_1}{U_2} \dots\dots\dots 16.$$



Rys. 4.
Zwarcie.



Rys. 5.
Schemat zastępczy.

Rys. 4. jest wykresem wektorowym prądów SEM i strumieni przy zwarcu. Siła elektromotoryczna E jest spóźniona o 90° względem strumienia Φ i zmniejszona w stosunku do wartości przy biegu jałowym wskutek silnego spadku napięcia w pierwotnym. Suma jednakże $E + E_{1r}$ oraz $\Phi + \Phi_{1r}$ pozostają bez zmian, choć wartości E_{1r} i Φ_{1r} silnie wzrosły, a wartości E i Φ zmalały przy zwarcu.

Rys. 5. jest schematem zastępczym transformatora idealnego. Przy oporności zewnętrznej $X_n = \infty$ otrzymujemy stan biegu jałowego, a przy $X_n = 0$ stan zwarcia. Oporność urojona jest tu obrana tylko dla uproszczenia zależności.

Zmniejszając oporność X_n ze stanu biegu jałowego, wytwarzać będziemy pewien prąd I_2 we wtórnym, który wywoła prąd I_1 w pierwotnym większy od prądu I_2 o prąd namagnesowania I_m , tak, iż stale będzie równość:

$$I_m = I_1 - I_2 \dots\dots\dots 17.$$

Prąd namagnesowania będzie malał wskutek wzrostu E_{1r} i zmniejszenia się E , lecz *tylko przy zwarcu wytworzy się zależność między prądem namagnesowania przy zwarcu —*

$$I_{1z} - I_{2z} = I_{mz} \dots\dots\dots 18.$$

oraz strumieniem rozproszenia, wyrażona właściwie już przez wzór 13 i 14.

Ze wzoru 15 i 18-go wynika, że przy zwarcu —

$$I_{mz} = I_{2z} \cdot \frac{X_2}{X} \dots\dots\dots 19.$$

lub też po przekształceniu —

$$I_{mz} = I_{1z} \cdot \frac{X_2}{X + X_2} \dots\dots\dots 20.$$

Na zasadzie wzorów 9, 11 i 12 oraz 14-go wynika, że:

$$I_{1z} X_z = I_{1z} X_1 + I_{2z} X_2 \dots\dots\dots 21.$$

Dzieląc wyrażenie 21 przez I_{1z} , otrzymujemy:

$$X_z = X_1 + X_2 \cdot \frac{I_{2z}}{I_{1z}} \dots\dots\dots 22.$$

lub też —

$$X_z = X_1 + X_2 \cdot \frac{X}{X + X_2} \dots\dots\dots 23.$$

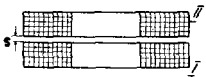
Zależności, powstające w transformatorze idealnym, pozwalają nam w sposób uproszczony sądzić o zjawiskach, zachodzących w silnikach asynchronicznych; choć w silnikach będą one nieco więcej skomplikowane, to jednak główne zależności zachowują się i będą podstawą do głębszego poznania silnika.

Transformator idealny zaznajamia nas na wstępie z właściwościami oporności urojonej w silniku lub z silnikiem idealnym o oporności rzeczywistej uzwojeń, równej zero i o stałych opornościach urojonych, ma więc on podstawowe znaczenie.

Schemat zastępczy, rys. 5., jest najprostszym schematem zastępczym silnika asynchronicznego. Na zależnościach między opornościami urojonymi, na uproszczeniach i wzorach podanych opierana była, i dziś często bywa, cała teoria maszyn asynchronicznych.

3) Transformator powietrzny.

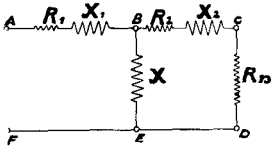
Dwie dowolne zwojnice równego kształtu o równej ilości zwojów, jak na rys. 6., będą transformatorem powietrznym.



Rys. 6.

Od idealnego – powietrzny różni się tylko opornościami rzeczywistymi R_1 i R_2 , które tu nie są równe zero.

Transformator powietrzny daje nieco więcej skomplikowane zależności, niż idealny, lecz jest również uproszczeniem silnika asynchronicznego.

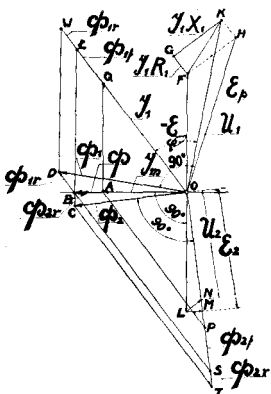


Rys. 7.

Rys. 7. jest schematem zastępczym transformatora powietrznego. Pracę mechaniczną silnika asynchronicznego przedstawia tu dla wygody oporność rzeczywista R_n w obwodzie wtórnym. Przy $R_n = \infty$ otrzymujemy stan biegu jałowego, a przy $R_n = 0$ stan zwarcia.

Przyjmijmy i tu, że stan biegu jałowego i zwarcia są odmianami stanu zasadniczego — *pracy znamionowej*. Rys. 2. może przedstawiać pola magnetyczne przy pracy znamionowej, jeśli przypuścimy, że strumienie rozproszczenia Φ_{1r} i Φ_{2r} są małe w stosunku do strumienia głównego Φ , co ma miejsce w silnikach. Przyjmujemy, że SEM będą proporcjonalne do strumieni pg. wzoru 1, spóźnione o 90° względem swych strumieni i proporcjonalne do iloczynów z prądów przez oporność urojoną uzwojeń. Przyjmujemy, że oporności urojone X , X_1 i X_2 nie zmieniają się, a więc strumienie powstające na tychże polach będą proporcjonalne do prądów i zgodne w fazie z prądami.

W gałęzi BE, rys. 7. będą pola fikcyjne Φ_{1f} i Φ_{2f} proporcjonalne do prądów I_1 i I_2 niemal przeciwnych kierunków i dających wypadkowe pole główne Φ , tworzące stałą oporność urojoną X uzwojenia.



Rys. 8.

Praca znam.

Rys. 8. jest wykresem SEM, strumieni, prądów i napięć transformatora powietrznego przy *pracy znamionowej*.

Prądy: $OQ = I_1$, $OP = I_2$, $OA = I_m$

Strumienie fikcyjne: $OL = \Phi_{1f}$, $OS = \Phi_{2f}$

Strumienie istniejące: $OB = \Phi$ główny,

$ST = BC = \Phi_{2r}$ i $LW = BD = \Phi_{1r}$ strumienie rozproszczenia.

Strumień sprzężony z uzwojeniem pierwotnym —

$$OD = \Phi + \Phi_{1r} = \Phi_1 \quad \dots\dots\dots 26.$$

Strumień wypadkowy, sprzężony z uzwojeniem wtórnym —

$$OC = \Phi + \Phi_{2r} = \Phi_2 \quad \dots\dots\dots 27.$$

Siły elektromotoryczne: wzniecona przez główny strumień $OL = E$ spóźniona na 90° względem Φ , $GK = I_1 X_1$ spóźniona na 90° względem Φ_{1r}

i $L M = I_2 X_2$ spóźniona na 90° względem $\Phi_{2r} = S T$, a więc względem prądu I_2 . Siła elektromotoryczna wypadkowa pierwotnego uzwojenia —

$$E_p = \bar{E} + \overline{I_1 X_1} = O H \quad \text{.....} \quad 28.$$

równa i przeciwnie skierowana do napięcia $U_1 = O K$, zmniejszonego o spadek napięcia $K H$ przez oporność rzeczywistą. W podobny sposób we wtórnym —

$$E_2 = \bar{E} + \overline{I_2 X_2} \quad \text{.....} \quad 29.$$

siła elektromotoryczna E_2 po pokonaniu oporności rzeczywistej uzwojenia wtórnego daje napięcie wtórne U_2 . Prąd I_2 przy bezindukcyjnym obciążeniu transformatora ma kierunek zgodny z E_2 . Znaczenie większe ma siła elektromotoryczna E głównego strumienia, gdyż ona to pokonywa całkowitą oporność, jak rzeczywistą tak i urojoną uzwojenia wtórnego wraz z opornością zewnętrzną.

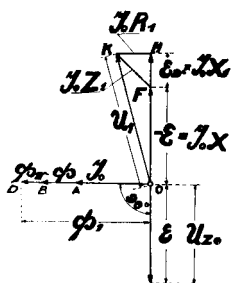
W silnikach przy pracy znamionowej, oporność urojona obwodu wirnika zmniejsza się niemal do zera, gdyż wobec obrotów wirnika w kierunku pola częstotliwość prądu f (we wzorze 1), staje się, powiedzmy, ok. 25 razy mniejsza, a więc tyleż razy zmniejsza się oporność urojona obwodu wirnika.

Jeśli s wyraża poślizg silnika, to w wirniku silnika przy pracy znamionowej SEM będzie równa:

$$X_2 \cdot s$$

Rys. 8. otrzymujemy w ten sposób, że kreślimy najpierw $OL \perp$ do OA i w kierunku OT wykreślamy prąd $I_2 = OP$, przez co oznaczmy już $I_1 = OQ$. Proporcjonalne do prądów będą OL i OS strumienie fikcyjne. Strumienie rozproszenia LW i ST przenosimy na BD i BC . Równolegle do prądów odkładamy spadki napięć rzeczywiste $I_1 R_1$ i $I_2 R_2$, a prostopadłe SEM strumieni rozproszenia $E_{1r} = I_1 X_1$ i $E_{2r} = I_2 X_2$, przez co otrzymujemy kierunek U_1 i E_p . Trójkąty OFH i OBD są podobne, gdyż boki są proporcjonalne, jako strumienie i SEM ujęte wzorem 1. To samo dotyczy trójkątów OCB i OML , wobec czego $OH \perp OD$ i $OM \perp OC$.

Bieg jałowy otrzymujemy ze stanu pracy znamionowej, jeśli zmniejszymy prąd wtórny I_2 do zera, t. j. jeśli na schemacie zastąpimy, rys. 7., $R = \infty$. Prąd będzie płynął tylko w obwodzie pierwotnego uzwojenia odpowiedni do prądu namagnesowania $I_m = OA$, rys. 8.



Rys. 9.

Rys. 9. jest wykresem biegu jałowego transformatora powietrznego. Jeśli napięcie U_1 nie zmienia się przy przejściu z pracy znamionowej do biegu jałowego, to SEM wypadkowa uzwojenia pierwotnego —

$$E_p = E + E_{1r}$$

będzie tu nieco większa, niż przy pracy znamionowej, przez co strumień całkowity sprzężony z uzwojeniem pierwotnym $\Phi_1 = \Phi + \Phi_{1r}$ będzie tu też nieco większy, a zatem i prąd I_0 będzie większy, niż prąd I_m przy pracy znamionowej. Jeśli nie pobieramy prądu z wtórnego uzwojenia, to

$$U_{20} = E = I_0 X. \dots\dots\dots 30.$$

a więc różnica napięć przy biegu jałowym —

$$\bar{U}_1 - \bar{U}_{20} = I_0 Z_1 \dots\dots\dots 31.$$

Dzieląc równość 31 przez równość 30, otrzymamy —

$$\frac{\bar{U}_1 - \bar{U}_{20}}{U_{20}} = \frac{Z_1}{X} \dots\dots\dots 32.$$

Z rys. 9 widoczne jest, że:

$$U_1 = I_0 \sqrt{(X + X_1)^2 + R_1^2} \dots\dots\dots 33.$$

Dzieląc wyrażenie 33 przez 30, znajdujemy, że:

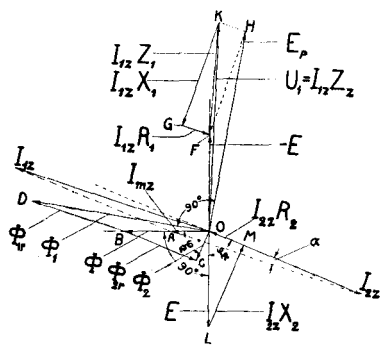
$$\frac{U_1}{U_{20}} = \frac{\sqrt{(X + X_1)^2 + R_1^2}}{X} \dots\dots\dots 34.$$

Przy oddalaniu zwojnic, rys. 6., od siebie, prąd pobierany przy biegu jałowym nie zmienia się, jak również i strumień całkowity pierwotnego Φ_1 i nie zmienia się E_p . Zmieni się natomiast stosunek Φ_{1r} do Φ , oraz X_1 do X , a mianowicie w ten sposób, że Φ i X będzie malało, a Φ_{1r} i X_1 będzie się zwiększało, lecz tak, że:

$$\Phi_{1r} + \Phi = \text{stałej}$$

$$X_1 + X = \text{stałej}.$$

Zwarcie otrzymujemy ze stanu pracy znamionowej, rys. 8., przy powiększaniu prądów I_1 i I_2 . Oporność urojona X_2 w silnikach otrzymuje tu swą największą wartość, gdyż silnik przestaje się obracać, a więc staje się transformatorem. Wskutek spadku napięcia E otrzymuje ok. połowy wartości przy pracy znamionowej. Napięcie U_2 maleje do zera, a punkt N przesuwa się do punktu O , trójkąt LMN wzrasta, tak, iż LN staje się równe OL , t. j. oporność pozorna Z_2 przy prądzie zwarcia I_{2z} pochłania całkowicie $E = I_{2z} Z_2$.



Rys. 10.

Rys. 10 jest wykresem SEM, prądów i strumieni istniejących przy zwarcu.

$OA = I_m$ jest prądem namagnesowania wypadkowym z I_{1z} i I_{2z} , OB strumieniem głównym Φ , mniejszym niż przy pracy znamionowej, wobec zmniejszenia się $E = OF$. Strumień całkowity pierwotnego Φ , jest tu też nieco mniejszy, gdyż E_p jest tu mniejsze niż przy pracy znamionowej. Trójkąty OBD i OFH pozostają podobne do siebie, jak również trójkąty OBC i OLM .

$OC = \Phi_2$ jest wypadkowym strumieniem wtórnego, tworzącym SEM $E_2 = OM$ idącą całkowicie na pokonanie oporności rzeczywistej R_2 wtórnego obwodu

prądowego. Zależność zaś między SEM głównego strumienia E i opornością pozorną Z_2 przy prądzie zwarcia we wtórnym I_{2Z} jest podstawową:

$$E = I_{mZ} X = I_{2Z} Z_2 \quad \text{35.}$$

Dzieląc wzór 35 przez $I_{2Z} X$, otrzymujemy, że:

$$\frac{I_{mZ}}{I_{2Z}} = \frac{Z_2}{X} \quad \text{36.}$$

W powyższym I_{mZ} jest wypadkową z I_{1Z} i I_{2Z} :

$$I_{mZ} = \overline{I_{1Z}} + \overline{I_{2Z}} \quad \text{37.}$$

a więc:

$$\frac{\overline{I_{1Z}} + \overline{I_{2Z}}}{I_{2Z}} = \frac{Z_2}{X} \quad \text{38.}$$

Wzór 38. jest podobny do 32, gdyż $Z_2 = Z_1$ w transformatorze powietrznym.

Dla transformatora powietrznego będzie:

$$\frac{I_{1Z}}{I_{2Z}} = \frac{U_1}{U_{20}} \quad \text{39.}$$

Prądy przy zwarcu mają się jak napięcia przy biegu jałowym.

Odejmując od obu stron równość 38, po jedności, otrzymujemy:

$$\frac{I_{1Z}}{I_{2Z}} = \frac{\sqrt{(X + X_2)^2 + R_2^2}}{X} \quad \text{40.}$$

Z rys. 10. widoczne jest, że:

$$U_1 = \overline{KF} + \overline{FO} = \overline{I_{1Z} Z_1} + \overline{I_{2Z} Z_2} \quad \text{41.}$$

Oznaczając oporność pozorną zwarcia przez Z_Z jako iloraz —

$$Z_Z = \frac{U_1}{I_{1Z}} \quad \text{42.}$$

znajdziemy ze wzoru 41, że:

$$I_{1Z} Z_Z = \overline{I_{1Z} Z_1} + \overline{I_{2Z} Z_2} \quad \text{43.}$$

Oporność pozorną zwarcia Z_Z składa się z urojonej X_Z i rzeczywistej R_Z —

$$Z_Z = \sqrt{X_Z^2 + R_Z^2} \quad \text{44.}$$

Oporność urojona zwarcia w sposób uproszczony:

$$X_Z = X_1 + X_2' \quad \text{45.}$$

oraz oporność rzeczywista zwarcia:

$$R_z = R_1 + R'_2 \dots\dots\dots 46.$$

Powyższe zależności wzorów 44, 45 i 46 są przybliżone. Ścisłejsze wartości otrzymamy również, gdybyśmy wymierzali straty przy zwarcu watomierzem, t. j. określali:

$$I_{1z}^2 R_z = I_{1z}^2 R_1 + I_{2z}^2 R_2 \dots\dots\dots 47.$$

to oporność rzeczywista zwarcia:

$$R_z = R_1 + R_2 \cdot \left(\frac{I_{2z}}{I_{1z}} \right)^2 \dots\dots\dots 48.$$

Z doświadczenia biegu jałowego z jednej lub drugiej strony możemy określić zależność prawej strony wzoru 40. Mając Z_z i R_z znajdujemy ścisłą wartość X_z pg. wzoru 44.

Wzór 48 będziemy stosowali w rzadkich wypadkach przy badaniu bardzo małych silników lub przy badaniach ścisłych. W transformatorach z rdzeniami żelaznymi lub w silnikach asynchronicznych oporność urojona X jest inna przy biegu jałowym, nieco większa przy pracy znamionowej i znacznie większa przy zwarcu. Oporności rozproszenia X_1 i X_2 zmieniają się też przy zwarcu w stopniu nieznacznym w silnikach jednokłatkowych i pierścieniowych, a mianowicie zmniejszają się przy zwiększeniu prądu; przy zwiększeniu prądu zwarcia od wartości równej prądowi znamionowemu do 5-krotnie większej oporności X_1 i X_2 mogą zmaleć na 30 — 40%.

W silnikach dwukłatkowych zmiany mogą być inne.

Najczęściej będziemy stosowali wzory uproszczone:

$$X_z = X_1 + X'_2$$

$$R_z = R_1 + R'_2$$

Przy projektowaniu silników i badaniu będziemy się starali sprowadzać wszelkie wartości na stan *pracy znamionowej*.

4) Praca znamionowa.

Moc silnika poza warunkami momentu obrotowego i warunkami, uzależnionymi wykresami omawianymi dotychczas, określa się w znacznym stopniu warunkami chłodzenia. Możemy wykonać kilka silników o równych opornościach R_1 R_2 X_1 X_2 i X , t. j. dających zupełnie podobne warunki do wykresów, lub, co więcej, o zupełnie identycznej budowie wewnętrznej, podobnym rdzeniu żelaznym i zupełnie podobnym uzwojeniu, lecz różnej budowie zewnętrznej, wykonanych jako: zamknięte szczelnie nieprzewietrzane, przewietrzane — powierzchniowo, przewietrzane wewnętrznie z dopływem i odpływem powietrza, otwarte słabo przewietrzane i otwarte dobrze przewietrzane, — a otrzymamy silniki *różnej mocy znamionowej*, wytworzonej przez różne warunki chłodzenia.

Przykłady obliczeń dane są dla silników otwartych dostatecznie przewietrzanych. W silnikach rozmaicie przewietrzanych gęstość prądu w przewodach zmieniać się może od 1,5 do 6 A na mm kwadratowy przekroju przewodów.

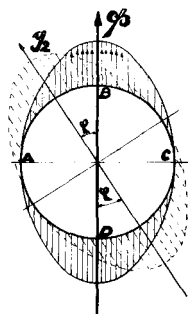
Przy projektowaniu silników wielkie znaczenie ma dobór pewnych wartości, jak np. stosunku średnicy wytoczenia stojana do długości rdzenia, gęstość prądu w uzwojeniach, indukcji w szczelinie, w zębach stojana i wirnika i t. p.

5) Moment obrotowy.

Moc silnika jest iloczynem z momentu obrotowego przez szybkość kątową. Moment obrotowy ma też podstawowe znaczenie, gdyż określa to, na co silniki są budowane.

Moment obrotowy w silniku asynchronicznym powstaje, jako moment sił oddziaływania między polem magnetycznym w szczelinie i prądami na obwodzie wirnika.

Rozpatrzmy silnik dwubiegunowy. Przyjmiemy początkowo, że indukcje magnetyczne na obwodzie wirnika są sinusoidalne i że rozkład prądów na obwodzie wirnika jest też sinusoidalny.



Rys. 11.

Na rys. 11. przedstawione są rozmieszczenia prądów na powierzchni wirnika i indukcji strumienia na obwodzie wirnika.

Jeśli sinusoidy prądu i strumienia są przesunięte względem siebie na kąt φ_2 , to moment będzie proporcjonalny do

$$M = k \cdot \cos \varphi_2 \cdot I_2 \cdot \Phi \quad \text{-----} \quad 48b.$$

Zauważymy tu, że przy maksymalnej indukcji strumienia w kierunku BD na rys. 11., maksymalny prąd namagnesowania wzniecający ten strumień, musi się znajdować w żłobkach w kierunku średnicy AC na obwodzie wirnika.

Jeśli strumień Φ i prąd I_m są w fazie jak na rys. 8., to na obwodzie wirnika będą przesunięte na 90° . Jeśli prąd I_m wytwarza strumień Φ , to strumień taki nie oddziałuje na prąd. Strumienie i prądy na rys. 8, 9 i 10, równoległe do siebie, nie wytwarzają sił mechanicznych między sobą.

Strumień oddziałuje na prąd najsilniej, jeśli na obwodzie wirnika maximum prądu przypada na maximum indukcji magnetycznej t. j. jeśli na rys. 8., 9 i 10 wektory strumienia i prądu są przesunięte względem siebie na 90° .

Na rys. 8. przy pracy znamionowej moment proporcjonalny jest do iloczynu z strumienia Φ w szczelinie przez prąd I_2 w wirniku. Kąt LOP jest bardzo mały, tak, iż można poczytywać kierunek wektora prądu I_2 za prostopadły do strumienia Φ w szczelinie.

Linie sił rozproszenia strumienia w wirniku jako otaczające przewody wirnika, których wektor jest równoległy do wektora prądu (patrz rys. 8), nie mogą mieć wpływu na moment obrotu.

Moment obrotu przy zwarcu.

W silnikach zwartych ma wielkie znaczenie moment obrotu przy zwarcu.

Z rys. 10. widoczne jest, że moment ten będzie proporcjonalny do strumienia w szczelinie Φ , prądu wtórnego I_{2Z} i $\cos \varphi_2$ między prądem I_{2Z} i prostopadłą do strumienia Φ .

$$M_Z = k \cdot I_{2Z} \cdot \Phi \cdot \cos \varphi_2 \dots\dots\dots 48c.$$

Ponieważ:

$$OB \cdot \cos \varphi_2 = OC \text{ czyli } \Phi \cdot \cos \varphi_2 = \Phi_2$$

więc przy zwarcu moment będzie *proporcjonalny do iloczynu prądu w wirniku przez strumień w wirniku*, a to dlatego, że strumień w wirniku Φ_2 jest równy strumieniowi w szczelinie pomnożonemu przez $\cos \varphi_2$.

Z rys. 10. widoczne jest, co wpływa na zmniejszenie momentu przy zwarcu. Choć prąd I_{2Z} jest tu ok. pięć razy większy od I_2 przy pracy znamionowej, to strumień Φ_2 może być cztery lub pięć razy mniejszy od strumienia w szczelinie Φ przy pracy znamionowej.

Z rys. 10. widoczne jest, że dla powiększenia momentu przy zwarcu należy zwiększać Φ_2 przy zwarcu.

Moment obrotowy przy zwarcu zwiększamy przez powiększenie oporności R_2 w stosunku do X_2 , co powiększa $\cos \varphi_2$. Zmniejsza się też możliwe R_1 i X_1 w stosunku do R_2 i X_2 , by zmniejszyć spadek napięcia w pierwotnym. Wielkość strumienia Φ_2 zależy od R_2 , jak to jest widoczne na rys. 10.

Jak przy pracy znamionowej, tak i przy zwarcu strumień w szczelinie jest wypadkowym ze strumieni fikcyjnych, lub z wypadkowego oddziaływania prądów w stojanie i wirniku.

Prądy przebiegają nie na powierzchni wirnika gładkiego, lecz w żłobkach. Przy pracy znamionowej żłobki z prądem stojana i wirnika przesuwają się szybko względem siebie, a przy zwarcu i spoczynku stają w pewnym określonym położeniu względem siebie.

Wszystko to może powodować i powoduje często pewne różne przy pracy i zwarcu powikłania, wpływające na zmniejszenie momentu obrotowego przy pracy znamionowej, a szczególnie przy zwarcu. Dotychczasowe rozważania i wykresy wektorowe są oparte na założeniu, że prądy i napięcia zmieniają się sinusoidalnie co też w transformatorze powietrznym może mieć miejsce. Dążenie do wydzielania i określania rozmaitego rodzaju wpływów hamujących moment obrotowy, sprowadza się do badań wyższych harmonicznych, występujących w krzywej indukcji na obwodzie szczeliny lub też rozkładu prądów. Badania dotychczasowe, jak teoretyczne tak

i doświadczalne, dają pewne ogólne wskazówki co do stosunku ilości żłobków stojana i wirnika, oraz ogólnie przyjętą zasadę stosowania żłobków pochyłych. Pomimo tak rażących odstępstw od sinusoidalnych rozkładów indukcji i prądów w szczelinie, zadziwiające jest, że jak momenty obrotowe przy pracy i przy zwarcu, tak i moc silnika przy badaniach ścisłych bardzo mało różnią się od wartości otrzymywanych z wykresów i obliczeń opartych na przypuszczeniu sinusoidalnego rozkładu indukcji i prądów.

Silniki obliczamy z wielkim przybliżeniem; różnice w wykonaniu szczeliny mogą być wielkie, różnice w szerokości zębów w rdzeniach powodują już wielki wpływ na prąd biegu jałowego.

Oporności urojone jak i rzeczywiste mogą się znacznie różnić, wielkie są też rozmaite dodatkowe wpływy; tym niemniej dążyć będziemy do możliwie ścisłego ujęcia każdej zależności, gdyż jest to jedyna droga do lepszego poznania, a więc do tworzenia warunków dla udoskonalania silników.

We wzorach do 23 dla uproszczenia są rozważane tylko bezwzględne wartości.

Wzory 16 i 39 odpowiadają równym X_1 i X_2 . Przy nierównych — z prawej strony równań należy umieszczać stosunki napięć przy b. jałowym przy załączeniu do napięcia uzwojenia wtórnego.

Prądy przy zwarcu mają się jak napięcia przy b. jałowym przy załączeniu ze strony przeciwnej.

Dla transformatora powietrznego oporność urojoną zwarcia wyrazi ścisłej wzór:

$$X_z = X_1 + X_2 \cdot \frac{X}{X + X_2} + \left(\frac{I_{2z}}{I_{1z}} \right)^2 \cdot \frac{R_2^2}{X + X_2} \dots\dots\dots 45 \text{ b.}$$

Wzory ścisłe 45 b i 48, określające oporność urojoną i rzeczywistą transformatora powietrznego przy stałych opornościach, usuną wątpliwości i ułatwią badanie zależności przy zwarcu i biegu jałowym. Doświadczenia z dwiema zwojnicami, jak na rys. 6 czyli z transformatorem powietrznym, przy różnych odstępach S między zwojnicami, dadzą nam podstawy do właściwego ujęcia zjawisk zachodzących przy próbach silników asynchronicznych i pozwolą nam lepiej zrozumieć więcej skomplikowane zjawiska, zachodzące tam przy zmianach oporności.

II. Obliczenia.

1) Wartości ustalone.

Wymiary silnika pewnej mocy, obrotów i napięcia określają się przez: współczynnik mocy, sprawność, warunki chłodzenia, moment maksymalny, przeciążalność, grubość stosowanej izolacji, jakość stosowanego żelaza i t. p. Do pewnego stopnia wpływają na wymiary wymagania masowej fabrykacji, choć dziś już dostosowuje się ściślej konstrukcje do szczególnej właściwości pewnego typu silnika, niż dawniej; jeśli osiąga się 5 do 7% oszczędności stosuje się nową konstrukcję. W większych silnikach, stosuje się już powszechnie spawane konstrukcje bębna i ścian bocznych zamiast dawniejszych lanych, wymagających modeli.

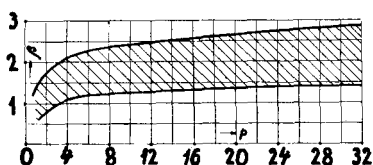
Budowę opiera się na pewnej zależności długości rdzenia l_x do podziałki biegunowej t_b w czym

$$t_b = \frac{\pi D}{2p} \dots\dots\dots 49a.$$

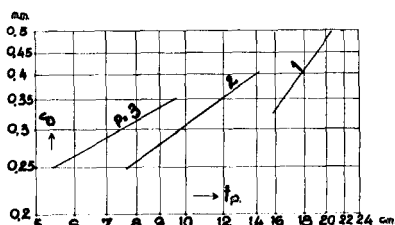
Jeśli oznaczymy że:

$$l_x = \beta \cdot t_b \dots\dots\dots 49b.$$

to w istniejących konstrukcjach $\beta =$ od 0,7 do 2,8 t_b . Zależność ta jest tam najczęściej otrzymywana przypadkowo.



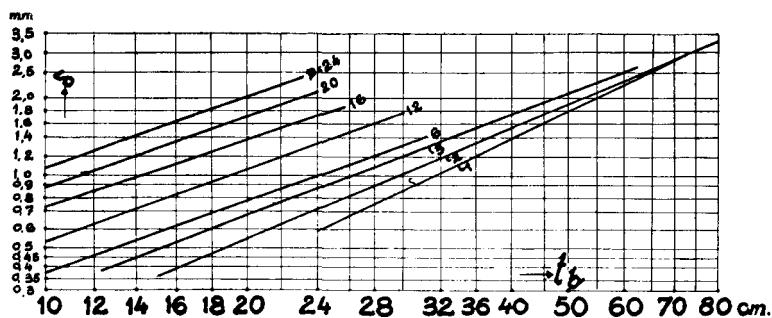
Rys. 12a.
Wartość β w stosunku do ilości par biegunów p.



Rys. 12b.

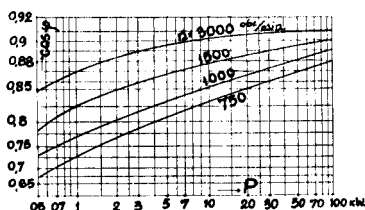
W obliczeniach naszych będziemy przyjmowali zasadniczo by $\beta = 1$ *). Najmniejszy obwód otrzyma uzwojenie obejmujące pewien strumień Φ gdy $\beta = 1,6$, lecz żłobki mogą otrzymać większe wymiary, jeśli β będzie mniejsze. Dla małych silników lub na wyższe napięcia lepiej stosować β bliższe jedności. Otrzymujemy złe lub ciężkie konstrukcje, jeśli β przekracza 2 lub jest mniejsze od 0,5. Rys. 12a podaje wartości β stosowane w rozmaitych silnikach już wykonanych. Przy pierwszym obliczeniu można wziąć bądź $\beta = 1$, bądź też wartość z rys. 12a. W rysunkach następnych do 13i podane są zależności, stosowane w silnikach wykonanych, dla sprawdzania i porównania z wartościami obieranymi lub otrzymywanymi przy obliczaniu.

*) Czytaj „beta równa się jedności“.

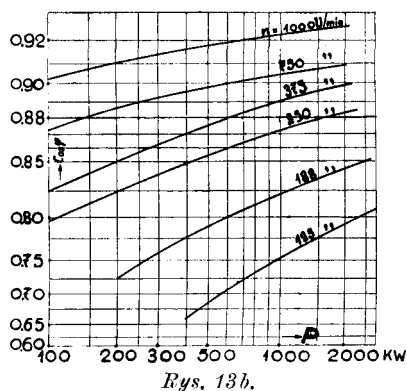


Rys. 12c.

Szczelina powietrzna δ mm w zależności od podziałki biegunowej t_b i ilości par biegunów p .

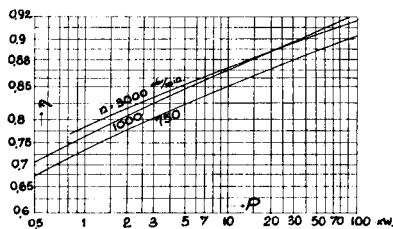


Rys. 13a.

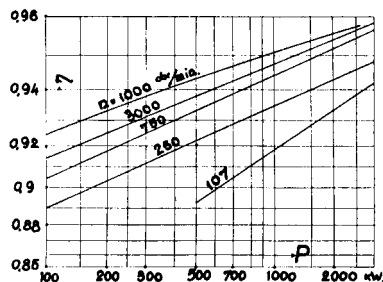


Rys. 13b.

Spółczynnik mocy $\cos \varphi$, w zależności od mocy i obrotów.

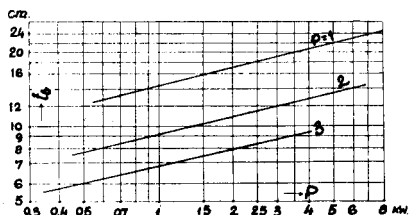


Rys. 13c.



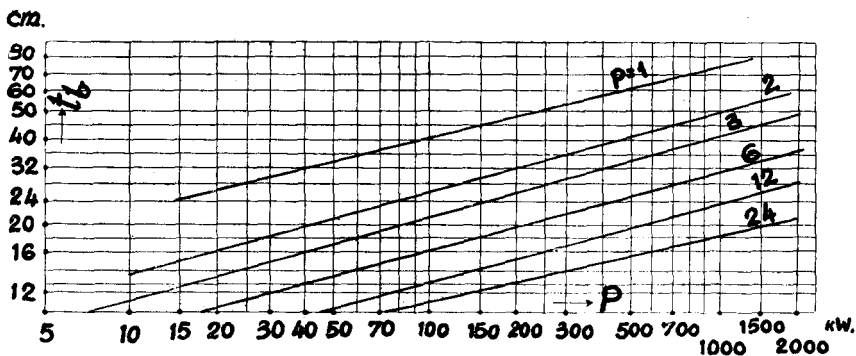
Rys. 13d.

Sprawność silników pierścieniowych w zależności od mocy i obrotów.



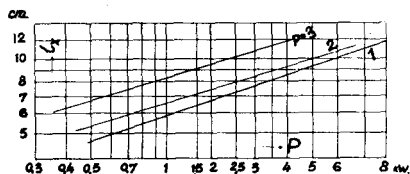
Rys. 13e.

Podziałka biegunowa t_b w zależności od mocy wyrażonej w kW. i ilości par biegunów.

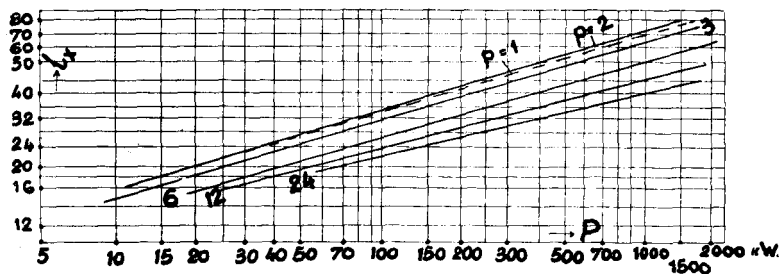


Rys. 13f.

Podziałka biegunowa t_b w zależności od mocy i ilości par biegunów.

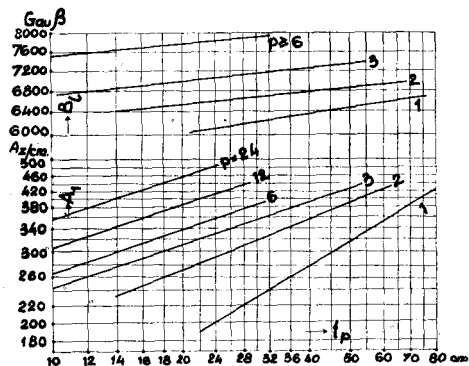


Rys. 13g.



Rys. 13h.

Długości rdzenia l_x w zależności od mocy i ilości par biegunów.



Rys. 13i.

Rys.13i przedstawia indukcję w szczelinie B_p w zależności od podziałki biegunowej t_b i ilości par biegunów, gęstość prądu A/cm obwodu wirnika w zależności od t_b

Uwaga. Na rys. 13i indukcja w szczelinie oznaczona jest przez B_1 zamiast B_p , a podziałka biegunowa na rys. 12b i 13i przez t_p zamiast t_b .

Rys. 12a do 13i wzięte są z książki M. Liwschitza „Die Elektrischen Maschinen“ t. III. i przedstawiają wartości stosowane w wykonanych silnikach. Wartości podane można brać jako orientacyjne, gdyż można wykonać dobre silniki o mocno różniących się warunkach od podanych w powyższych rysunkach.

Pomocna dla początkujących będzie również tablica 1 wzięta z książki Erich Rummel, „Die Asynchronmotoren“.

TABLICA 1.
Wartości stosowane.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9
	Moc kW	Obr./min.	Indukcja w szczelinie B_p	Gęstość pr. na obwodzie wirnika A/cm	Poślizg s %	Gęstość prądu w stojanie j_1 A/mm ²	Gęstość pr. w wirniku j_2 A/mm ²	Spółcz. mocy $\cos \varphi$	Sprawność η
1	0,1—1	3000	4400—5700	90—140	11—6	4,4—4	6,7—5,8	0,7—0,81	0,7—0,8
2	1,1—7,5	1500	5700—6400	140—200	6—4	4—3,7	5,8—5,1	0,81—0,86	0,8—0,85
3	7,6—25	1000	6400—6700	200—260	4—3	3,7—3,5	5,1—4,8	0,85—0,87	0,83—0,88
4	26—100	750	6700—6900	260—310	3—2	3,5—3,3	4,8—4,5	0,88—0,89	0,87—0,91
5	101—1000	500	7000	310—360	2	3,2	4,5—4,4	0,90—0,93	0,90—0,93
6	ponad 1000	300	7200	360—400	1,5	3	4,4—4,2	0,93—0,94	0,93
7									

W tablicy 1 podane są pewne wartości stosowane. W kolumnie 1 podane są moce w kW przy obrotach danych w kolumnie 2. Gdyby moc projektowanego silnika i obroty nie znajdowały się w tablicy, to przeliczamy daną moc proporcjonalnie do obrotów. Naprz. moc 30 kW 1500 obr./min. nie jest podana. Proporcjonalna moc, przy 1000 obr. będzie:

$$30 \frac{1000}{1500} = 20 \text{ kW}$$

W kolumnie 3-ciej podane są najczęściej stosowane indukcje maksymalne w szczelinie B_p . Im większa moc, tem mniej wpływa szczelina na wymiary silnika, gdyż maleje ona w stosunku do wymiarów silnika. Zbyt mała szczelina w silnikach większych wpływa na zwiększanie się strat dodatkowych, lecz w małych nie jest tak niewygodna.

W kolumnie 4 dana jest gęstość prądu na obwodzie wytoczenia stojana lub wirnika A/cm.

W kolumnie 5 poślizg s w % obrotów.

W kolumnie 6 gęstość prądu w przewodach stojana j_1 przy umiarkowanym przewiewie. Przy silnym przewiewie liczby podane można nieco zwiększyć, a przy małym - należy zmniejszyć. W silnikach zupełnie nieprzewietrzanych średniej wielkości j_1 otrzymuje wartość ok. 1,5 A/mm².

W kolumnie 7 podana jest gęstość prądu w przewodach wirników j_2 . Jak widoczne z tablicy jest ona nieco większa niż w stojanie. W prętach nieizolowanych i pierścieniach silników zwartych bierze się gęstość jeszcze większą.

W kolumnie 8 podany jest współczynnik mocy $\cos \varphi$.

W kolumnie zaś 9 — sprawność η .

Porównanie wielkości podanych w tablicy 1 i w rysunkach od 12a do 13 i wskazuje na pewne różnice, otrzymywane w różnorodnych konstrukcjach silników, gdyż ani jedno ani też drugie nie obejmuje wszelkich konstrukcji t.j. silników zamkniętych, przewietrzanych powierzchniowo, specjalnej budowy jak naprz. silników podługowatych do piły tarczowej i t.p.

Indukcje w zębach stojana i wirnika wypadają największe. W rdzeniu wirnika zwykle obierane są większe indukcje niż w stojanie, a to dla tego, że częstotliwość prądu w wirniku jest bardzo mała a więc nie pociąga to za sobą zwiększenia strat.

Indukcja w jarzmie stojana $B_j =$ od 9000 do 14000

" " " wirnika $B_w =$ od 9500 do 16000

" " zębach stojana $B_{zst} =$ od 14000 do 20000

" " " wirnika $B_{zw} =$ od 14000 do 22000

Zwiększenie silniejszej indukcji w zębach wirnika zwiększa prąd namagnesowania i nieco straty dodatkowe w żelazie.

Średnicę wytoczenia stojana lub średnicę wirnika określa wzór:

$$D = \sqrt[3]{\frac{0,283 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot 10^8 \cdot p^2}{B_p \cdot f \cdot A/cm}} \text{ cm} \dots\dots\dots 50.$$

W powyższym oznacza U_1 napięcie fazowe na końcach uzwojenia fazy, I_1 prąd fazowy, p — ilość par biegunów, B_p — indukcja w szczelinie powietrznej, f — częstotliwość prądu (najczęściej $f=50$), A/cm — amperów na cm obwodu wytoczenia stojana lub wirnika. Wzór 50 jest dostosowany do tablicy 1.

Jeśli uzwojenie stojana ma na fazę z_1 przewodów o prądzie I_1 to:

$$3 I_1 z_1 = A/cm \cdot \pi \cdot D \dots\dots\dots 51.$$

$$\text{czyli } z_1 = \frac{A/cm \cdot \pi \cdot D}{3 \cdot I_1} \dots\dots\dots 52.$$

Przykład: Jaka będzie średnica silnika 50 KM na 380 V, 1000 obr. na min.? Silnikowi 50 KM na 1000 obr. będzie odpowiadał przy 750 obr. silnik o mocy $(50 \times 750) : 1000 = 37,5$ KM = 27,6 kW.

Dane silnika tej mocy, wyłożone są w wierszu 4-tym tabl. 1

$B_p = 6800$, $A/cm = 280$, $\eta = 0,89$, $\cos \varphi = 0,87$, $f = 50$, $U_1 = 220$ V.

Prąd w fazie uzwojenia.

$$I_1 = \frac{736 \cdot P}{3 \cdot U_1 \cdot \eta \cdot \cos \varphi} = \frac{736 \cdot 50}{3 \cdot 220 \cdot 0,89 \cdot 0,87} = 72,5 \text{ A} \dots\dots\dots 52b.$$

a więc pg. wzoru 50:

$$D = \sqrt[3]{\frac{0,283 \cdot 220 \cdot 72,5 \cdot 9 \cdot 10^8}{6800 \cdot 280 \cdot 50}} = 35 \text{ cm.}$$

Powyższa średnica określona została przy $l_x = 18,5 \text{ cm}$.

Wykresy rys. 13 h i f dają: $t_b = 15 \text{ cm}$, $l_x = 21 \text{ cm}$, $A/\text{cm} = 290$ i $B_p = 6900 \text{ t}$. j. silnik dłuższy o mniejszej średnicy. Zależnie od warunków stosować będziemy jedno lub drugie.

2) Strumień magnetyczny.

W fazie uzwojenia wzniecać się musi SEM, równa niemal napięciu fazowemu U_1 . Jeżeli przez Φ oznaczmy największą wartość strumienia, przez f częstotliwość, przez z ilość zwojów połączonych w szereg na fazę uzwojenia, to pg. wzoru 1—

$$E = 4,44 \cdot f \cdot z \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \text{ V}$$

W powyższym E oznacza siłę elektromotoryczną w woltach. Jeśli z_1 oznacza ilość przewodów na fazę, tak iż $z_1 = 2 z$, K współczynnik wyrażający spadek napięcia, spowodowany opornością uzwojenia, f_w zaś współczynnik uzwojenia to:

$$\Phi = \frac{U_1 K 10^8}{f_w 2,22 f z_1} \dots\dots\dots 53.$$

Dla mniejszych silników $K = 0,95$, dla większych $0,98$.

Dla trójfazowego uzwojenia współczynnik uzwojenia f_w w przybliżeniu $f_w = 0,96$. Tak, iż dla obliczenia pierwszego przy częstotliwości $f = 50$ stosować będziemy wzór:

$$\Phi = \frac{U_1 0,97 10^6}{1,065 z_1} \dots\dots\dots 54.$$

3) Indukcje w częściach obwodu magnetycznego.

a) Indukcje w szczelinie.

Jeśli strumień Φ podzielimy przez powierzchnię podziałki biegunowej $t_b \cdot l_x$ to otrzymamy średnią wartość indukcji na obwodzie wirnika. Ponieważ indukcje układają się niemal sinusoidalnie, więc największa wartość indukcji będzie miała się do średniej jak:

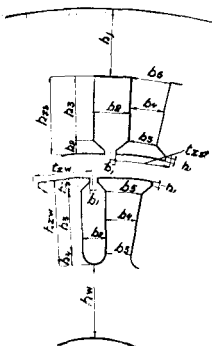
$$1 : 0,655 \dots\dots\dots 55.$$

$$B_p = \frac{\Phi}{t_b \cdot l_x \cdot 0,655} \dots\dots\dots 56.$$

Stosunek $1 : 0,637$ będzie przy sinusoidalnym układzie indukcji. Krzywa indukcji na obwodzie wirnika będzie tem silniej spłaszczona, im większy będzie stosunek amperozwojów w zębach do amperozwojów w szczelinie powietrznej (w obwodzie magnetycznym). Współczynnik $0,655$ uwzględnia średnie skażenia krzywej indukcji w stosunku do sinusoidy.

b) Indukcje w zębach stojana i wirnika.

Przyjmujemy, że całkowity strumień przenikający podziałkę zęba, przechodzi przez każdy przekrój zęba. Indukcję w zębach określamy dla maksymalnej wartości indukcji na obwodzie podziałki biegunowej. Obliczamy indukcje w trzech miejscach zębów: najwęższym, średnim i najszerszym, rys. 14.



Rys. 14.

$$B_{zst1} = B_p \frac{t_{zst}}{0,9 b_3} \quad 57.$$

$$B_{zst2} = B_p \frac{t_{zst}}{0,9 b_4} \quad 58.$$

$$B_{zst3} = B_p \frac{t_{zst}}{0,9 b_5} \quad 59.$$

W powyższych t_{zst} — podziałka zębów stojana
a we wzorach 60, 61, 62 — t_{zw} podziałka zębów wirnika.

Dla określenia indukcji w zębach wirnika, uwzględniamy całkowity spadek napięcia, w uzwojeniu stojana, stanowiącego ok. 7 do 12%. Dla pierwszego obliczenia przyjmujemy dalszy spadek napięcia o 4% do wzoru 54 tak iż:

$$B_{zw1} = 0,96 B_p \frac{t_{zw}}{0,9 b_3} \quad 60.$$

$$B_{zw2} = 0,96 B_p \frac{t_{zw}}{0,9 b_4} \quad 61.$$

$$B_{zw3} = 0,96 B_p \frac{t_{zw}}{0,9 b_5} \quad 62.$$

c) Indukcje w jarzmie stojana określamy ze wzoru:

$$B_j = \frac{\Phi}{2 h_j \cdot l_x \cdot 0,9} \quad 63.$$

Pole magnetyczne w jarzmie nad zębami stojana, rozdziela się na dwie gałęzie w prawo i lewo, tak iż przez przekrój żelaza $0,9 h_j \cdot l_x$ rys. 14 przepływać będzie połowa ogólnej ilości linii sił. Spółczynnik 0,9 we wzorach od 57 do 64 oznacza stosunek czystego żelaza w przekroju rdzenia do całkowitego przekroju. Izolacja między blachami i nierówności blach, tworzą współczynnik 0,9 przy blachach powyżej grubości 0,5 mm.

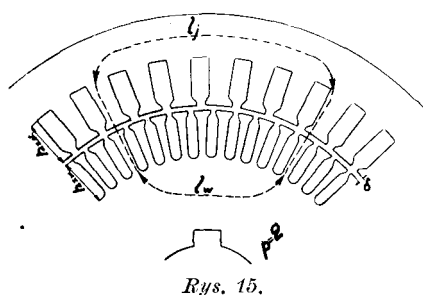
d) Indukcję w wirniku określi się przez:

$$B_w = \frac{0,96 \Phi}{2 h_w \cdot l_x \cdot 0,9} \quad 64.$$

4) Prąd namagnesowania.

Prąd biegu jałowego I_0 składa się z prądu namagnesowania I_m oraz prądu mocy biegu jałowego I_{0m} .

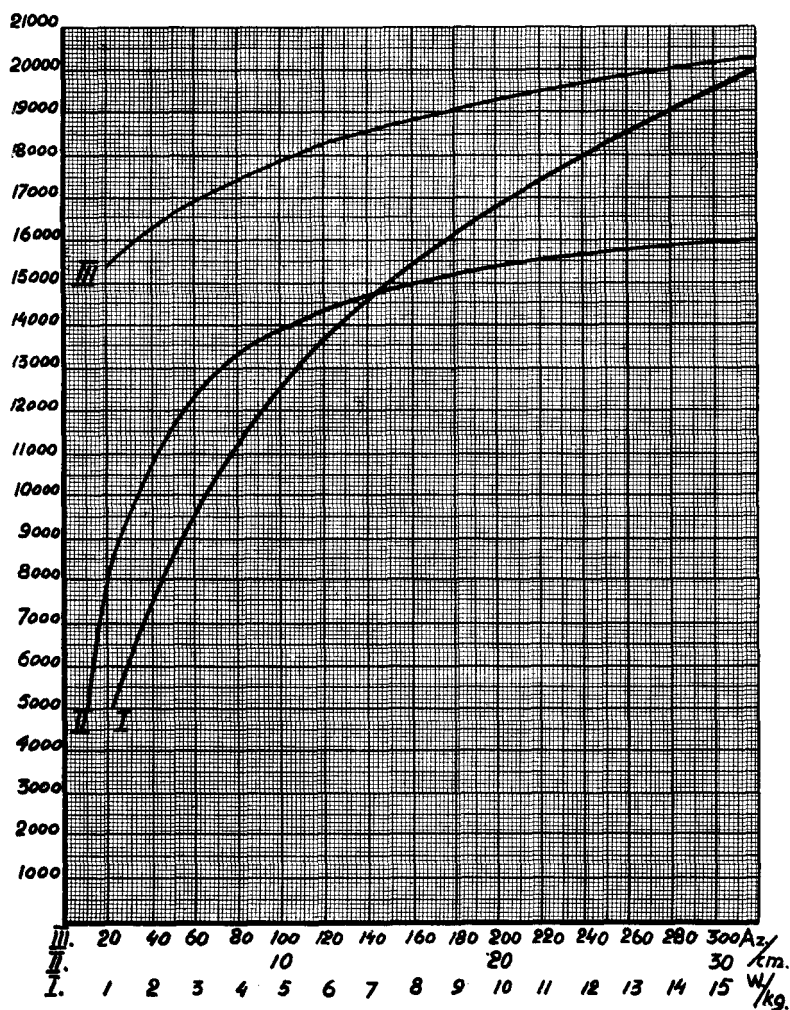
Prąd namagnesowania określamy dla stanu pracy znamionowej, choć doświadczalnie możemy wyznaczyć go przy biegu jałowym.



Rys. 15.

Rys. 15 przedstawia obwód średniej linii magnetycznej. Jak widzimy z rys. obwód składa się z następujących części: podwójnej długości szczeliny 2δ cm, podwójnej wysokości zęba stojana $2h_{zst}$ cm, długości obwodu w jarzmie stojana, równej w przybliżeniu podziałce na średnicy $D_z - h_j$ cm, podwójnej wysokości zęba wirnika $2h_{zw}$ cm i długości średniej linii siły w wirniku, równej w przybliżeniu podziałce biegunowej na średnicy $D - 2h_{zw} - h_w$.

ni podziałce biegunowej na średnicy $D - 2h_{zw} - h_w$.



Rys. 16.

Niezbędne amperozwoje na cm obwodu przy określonych indukcjach, znajdujemy z krzywej rys. 16. Amperozwoje średnie dla części obwodu magnetycznego w zębach określają się ze wzoru:

$$AZ_z = \frac{AZ_{\text{maks.}} + 4 AZ_{\text{śred.}} + AZ_{\text{min.}}}{6} \dots\dots\dots 65.$$

Wyraz trzeci w liczniku jest zwykle bardzo mały i dlatego można go opuścić, przez co wzór 65 przekształci się w:

$$AZ_z = \frac{AZ_{\text{maks.}} + 4 AZ_{\text{śred.}}}{6} \dots\dots\dots 66.$$

Przykład: Wysokość zęba 2,5 cm, $B_{\text{maks.}} = 17.900$, ($AZ = 100$),
 $B_{\text{śred.}} = 16.500$ ($az = 45$) i $B_{\text{min.}} = 15.400$ ($AZ = 25$)

to pg. wzoru 66:

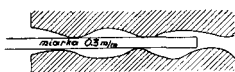
$$AZ_z = \frac{100 + 4 \cdot 45}{6} = 46,6 \text{ na cm}$$

na $2,5 \times 2$ cm, czyli na 5 cm obwodu w zębach niezbędne są amperozwoje:

$$5 \times 46,6 = 233 \text{ AZ.}$$

Amperozwoje szczeliny.

Łożyska kulkowe pozwalają na znaczne zmniejszenie szczeliny. Naprz. silnik 50 KM na 1000 obr. otrzymuje obecnie szczelinę $\delta = 0,4 - 0,5$ mm. W książce Arnold la Cour „Die asynchronen Wechselstrommaschinen“ na str. 367 w przykładzie 50 KM silnika, dana jest szczelina 0,8 mm. Obecne małe szczeliny wymagają nie tylko dokładnego obtoczenia i oszlifowania, lecz również silnego sprasowania blach rdzenia, gdyż przeciwnie wicherzy się powierzchnia wirnika, lub stojana przy lekkich wstrząsach, przy przewożeniu do montażu. Nieznaczne sfalowanie jak na rys. 17 zmniejsza szczelinę w znaczeniu mechanicznym, lecz nie dla przejścia linii sił. Wykonanie szczeliny naprz. 0,25 mm nie jest łatwe dla tokarza i należy liczyć się z dość znacznymi wahaniami tej grubości, powiedzmy na 30 — 40%, więc w takim też stosunku może wahać się prąd namagnesowania. Amperozwoje niezbędne dla przeprowadzenia linii sił pola, przez obie szczeliny są:



Rys. 17.

$$AZ_{sz} = 2 \cdot 0,8 \cdot \delta \cdot B_p \cdot 1,15 \dots\dots\dots 67.$$

W powyższym oznacza: 0,8 współczynnik równy $1 : 0,4 \pi$, δ grubość szczeliny w cm, B_p indukcję maksymalną w szczelinie powietrznej, 1,15 współczynnik oddziaływania otworów żłobkowych na prąd namagnesowania. Ostatecznie wzór 67 upraszcza się w:

$$AZ_{sz} = 1,84 \cdot \delta \cdot B_p \dots\dots\dots 68.$$

Jeśli warunki pozwalają t. j. jeśli amperozwoje szczeliny nie wpłyną silnie na zwiększenie prądu b. jałowego lub jeśli prąd b. jałowego wypada b. mały to zwiększamy szczelinę w miarę możliwości t. j. robimy ją tak wielką, jak to jest możliwe. Mała szczelina daje duże rozproszenia strumienia i straty dodatkowe na powierzchni wytoczenia stojana i wirnika, szczególnie przy wyższych indukcjach w szczelinie.

Prąd namagnesowania obliczamy ze wzoru:

$$I_m = \frac{\Sigma AZ \cdot 2p \cdot 1,11}{z_1 \cdot 3} \dots\dots\dots 69.$$

W powyższym ΣAZ oznacza sumę amperozwojów całego obwodu magnetycznego. Wzór 44 uprości się w:

$$I_m = 0,74 \frac{\Sigma AZ \cdot p}{z_1} \dots\dots\dots 70.$$

Prąd biegu jałowego różni się od prądu namagnesowania o prąd mocny, który jednakże jest tak mały, a dokładność określenia prądu namagnesowania jest tak niewielka, że prąd namagnesowania możemy przyjąć co do wielkości, równy prądowi b. jałowego.

5) Oporności rzeczywiste uzwojeń.

Oporności rzeczywiste uzwojeń stojana i wirnika, przy wirniku uzwojonym przewodami izolowanymi, określamy z długości uzwojenia. Długość fazy uzwojenia stojana, o ilości przewodów z_1 na fazę, określa w przybliżeniu wzór:

$$L_1 = z_1 \left(\frac{(D + h_{zs}) \pi \cdot 1,5}{2p} + l_x \right) \dots\dots\dots 71.$$

W powyższym D średnica wytoczenia stojana h_{zs} wysokość zębów stojana, l_x długość rdzenia. Spółczynnik 1,5 zmniejsza się do 1,3 dla niektórych uzwojeń trzypiętrowych, lub zwiększa się do 2,3 dla silników mniejszych na wyższe napięcia.

W podobny sposób długość fazy uzwojenia wirnika wynosi:

$$L_2 = z_2 \left(\frac{(D - h_{zw}) \pi \cdot 1,4}{2p} + l_x \right) \dots\dots\dots 72.$$

W powyższym h_{zw} jest wysokością zębów wirnika. Jeśli przekrój przewodów stojana w mm wynosi q_1 , to oporność rzeczywista fazy uzwojenia stojana przy 75°C będzie:

$$R_1 = \frac{L_1 \cdot 0,0213}{q_1} \dots\dots\dots 73.$$

a oporność fazy uzwojenia wirnika o przekroju q_2 przy 75°C wynosi:

$$R_2 = \frac{L_2 \cdot 0,0213}{q_2} \dots\dots\dots 74.$$

Oporność zaś rzeczywista zwarcia:

$$R_z = R_1 + R_2 \left(\frac{z_1}{z_2} \right)^2 \dots\dots\dots 75.$$

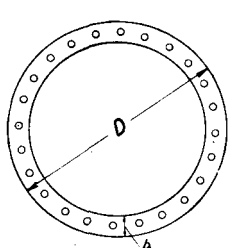
Wartości wzoru 73 i 74 powiększamy o 5% ze względu na straty dodatkowe.

Oporność rzeczywista wirnika zwartego.

Oporność wirnika zwartego składa się z oporności prętów r_p oraz oporności części pierścienia r_b . Jeśli l_x jest długość rdzenia, b grubość pierścienia, h wysokość w cm, q_2 przekrój pręta w mm^2 , to:

$$r_p = \frac{0,0213 (l_x + 2b)}{100 \cdot q_2} \Omega \dots\dots\dots 76.$$

Jeśli wirnik posiada K_2 prętów przy średnicy wirnika D cm, to:



Rys. 18.

$$r_b = \frac{0,0213 (D - h) \pi}{K_2 \cdot h \cdot b \cdot 10^4} \Omega \dots\dots\dots 77.$$

Oznaczamy połowę kąta elektrycznego między prętami przez:

$$\alpha = \frac{180 \cdot p}{K_2} \dots\dots\dots 78.$$

Oporność pręta i części pierścienia:

$$r_2 = r_p + \frac{2 r_b}{(2 \sin \alpha)^2} \dots\dots\dots 79.$$

Oporność fazy miedzi wirnika:

$$R'_2 = \frac{12 (\beta_1 f_w)^2 r_2}{K_2} \dots\dots\dots 80.$$

Naprzykład. Dla: $K_2 = 36$, $l_x = 13$ cm, $q_2 = 37$ mm^2 , $h = 2$ cm, $b = 0,5$ cm, $D = 13$ cm, $p = 2$, $r_p = 0,00008 \Omega$.

$$r_b = \frac{0,0213 \cdot (13 - 2) \pi}{36 \cdot 100 \cdot 10^4} \Omega = 0,00000204 \Omega \quad \alpha = \frac{180 \cdot 2}{36} = 10^\circ$$

$$(2 \sin \alpha)^2 = 0,12 \quad \frac{2 r_b}{(2 \sin \alpha)^2} = \frac{2 \cdot 0,00000204}{0,12} = 0,000034 \Omega$$

$$\begin{array}{r} 0,000034 \\ + 0,00008 \\ \hline 0,000114 \end{array} \quad R'_2 = \frac{12 \cdot (\beta_1 f_w)^2 \cdot 0,000114}{36}$$

Wyjaśnienia.

Jeśli I_2 jest prądem w prętach wirnika, to straty w wirniku wyniosą:

$$P_w = K_2 \cdot I_2^2 \cdot r_p \dots\dots\dots 81.$$

Odpowiednio do trzech faz prądu, straty w trzeciej części prętów będą:

$$P_{fw} = \frac{K_2 \cdot I_2^2 \cdot r_p}{3} \dots\dots\dots 82.$$

Odpowiednio do amperozwojów fazy uzwojenia stojana $\beta_1 I_1$, amperozwoje prętów fazy wirnika będą $K_2 \cdot I_2 : 6$ tak, iż:

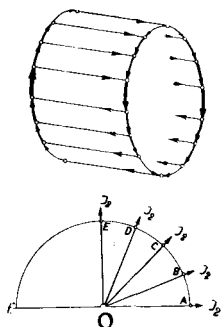
$$\beta_1 I_1 = \frac{K_2 \cdot I_2}{6} \dots\dots\dots 83.$$

Podstawiając wyrażenie I_2 otrzymane ze wzoru 83 do wzoru 82 znajdziemy, że:

$$P_{fw} = \frac{12 (\beta_1 I_1)^2 r_p}{K_2} \dots\dots\dots 84.$$

Oporność fazy uzwojenia prętów, przeliczoną na ilość zwojów pierwotną otrzymamy ze wzoru 84 dzieląc przez I_1^2 , a więc:

$$R'_p = \frac{12 \cdot \beta_1^2 \cdot r_p}{K_2} \dots\dots\dots 85.$$



Rys. 19.

W dwubiegunowym silniku prąd z $K_2 : 4$ prętów wirnika, przepływa przez jedną połowę pierścienia, jak na rys. 19. Tak iż jedna połowa z jednej strony wirnika i druga z drugiej, stanowi obwód prądu w pierścieniach. Prądy I_2 w prętach, składają się geometrycznie w kierunku średnicy. Naprz. średnicy A F. na rys. 19. Suma prądów I_2 z ćwiartki wirnika tak ma się do I_2 jak promień O A rys. 19, do cięciwy A B. Jeśli w punktach A, B, C, D umieszczone są pręty, to SEM i prądy I_2 wzniecone, będą wielofazowymi —

$$AO : AB = 1 : 2 \sin \alpha \dots\dots\dots 86.$$

Straty więc od prądu w obu pierścieniach wyniosą:

$$P_p = \frac{2 \cdot K_2 \cdot r_b \cdot I_2^2}{(2 \sin \alpha)^2} \dots\dots\dots 87.$$

Zamieniając I_2 przez wyrażenie ze wzoru 83 i dzieląc przez 3, otrzymamy straty w pierścieniach, odpowiednio na jedną fazę prądu:

$$P_{pf} = \frac{12 \cdot 2 \cdot r_b (\beta_1 I_1)^2}{(2 \sin \alpha)^2 \cdot K_2} \dots\dots\dots 88.$$

Oporność fazy pierścieni, otrzymamy dzieląc wyrażenia 88 przez I_1^2 —

$$R'_b = \frac{12 \cdot \beta_1^2 \cdot 2 r_b}{K_2 \cdot (2 \sin \alpha)^2} \dots\dots\dots 89.$$

Wzór 85 i 89 dają razem wzór 90 przez dołączenie współczynnika f_w do ilości zwojów pierwotnego:

$$R'_2 = \frac{12 (\beta_1 f_w)^2}{K_2} \left(r_p + \frac{2 r_b}{(2 \sin \alpha)^2} \right) \dots\dots\dots 90.$$

Spółczynnik f_w jest współczynnikiem uzwojeń, $f_w = 0,955$ dla trójfazowego uzwojenia.

6) Oporności urojone uzwojeń.

Rozproszenie linii sił, w uzwojeniu stojana i wirnika wytwarza oporność urojoną tych uzwojeń X_1 i X_2 , określane doświadczalnie przy zwarcu wraz z innymi dodatkowymi powiększeniami oporności.

Oporność równa się napięciu, podzielonemu przez prąd. Możemy obliczyć tę oporność z pewnym przybliżeniem, jeśli obliczymy $E_s = SEM$, wzniecaną w uzwojeniu przez strumień rozproszenia Φ_r spowodowany przez prąd I_1 .

$$X_1 = \frac{E_1}{I_1} \dots\dots\dots 91.$$

Dla obliczeń wystarczy w zupełności określenie przewodności powietrza obwodu linii sił rozproszenia. To znaczy, że linie sił rozproszenia mogą przepływać w żelazie, większą część swego obwodu, lecz wystarcza około jednego lub 0,5 mm przebiegu w powietrzu, naprz. w szczelinie, aby ta część obwodu linii sił miała dominującą oporność magnetyczną do pokonania i warunkami swymi określała wielkość strumienia rozproszenia, wzniecanego w danych obwodach.

Rozróżniamy 3 rodzaje rozproszenia: w żłobkach, w szczelinie i czołach zwojnic. Obliczenie prowadzić będziemy na żłobek. Określenie strumienia rozproszenia w żłobku i szczelinie jest bardzo proste. Ogólnie znany jest wzór dla indukcji B w zwojnicy o długości l —

$$B = \frac{0,4 \pi i z}{l} \dots\dots\dots 92.$$

Strumień zaś Φ przez płaszczyznę F —

$$\Phi = F \cdot B = 0,4 \pi i z \frac{F}{l} \dots\dots\dots 93.$$

Ponieważ dla strumienia oznaczana jest zwykle największa wartość, a dla prądu skuteczna, przeto zastępując wartość chwilową, i — przez skuteczną I otrzymujemy:

$$\Phi_m = 1,25 \sqrt{2} I z \frac{F}{l} \dots\dots\dots 94.$$

Siła elektromotoryczna E_s wzniecona przez strumień Φ przy $\omega = 2 \pi f$:

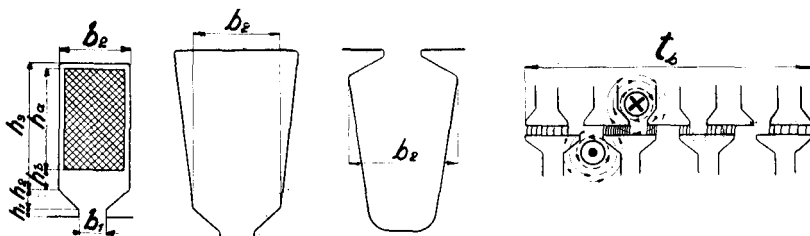
$$E_s = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot z \cdot \Phi_m 10^{-8} V \dots\dots\dots 95.$$

Podstawiając wyrażenie ze wzoru 94 za Φ_m —

$$E_s = 2 \pi f z^2 l 1,25 \frac{F}{l} \dots\dots\dots 96.$$

Oporność urojoną ze wzoru 91, otrzymamy, dzieląc wartość wzoru 96 przez prąd I —

$$X = \frac{E_s}{I} = 2 \pi f z^2 1,25 \frac{F}{I} \dots\dots\dots 97.$$



Rys. 20.

Rys. 21.

Na zasadzie wzoru 97, możemy określić strumień rozproszenia w żłobku. Oznaczamy ilość przewodów w żłobku przez C , szerokość rdzenia przez l_x . Wartości l ze wzoru 92, 97 będą w żłobku odpowiadały odległości b_1 i b_2 rys. 20, płaszczyznę zaś F otrzymamy każdorazowo, jako iloczyn z wysokości h_1 h_2 h_3 i h_4 oraz szerokości zęba, a więc i rdzenia l_x tak iż:

$$F_1 = h_1 l_x, F_2 = h_2 l_x, F_3 = h_3 l_x \text{ i t. d.}$$

Na wysokości h_a amperozwoje żłobka, od dna żłobka do otworu będą stopniowo wzrastały od zera do wartości IC , wskutek czego oddziaływanie ich na oporność X będzie 3 razy mniejsze, niż w miejscach gdzie działają całkowite amperozwoje.

Wyraz ogólny wzoru 97, $\left(1,25 \frac{F}{l}\right)$ będzie przybierał wartość dla żłobka:

$$\lambda_2 = 1,25 \left(\frac{h_a}{3b_2} + \frac{h_b}{b_2} + \frac{2h_2}{b_2 + b_1} + \frac{h_1}{b_1} \right) \dots\dots\dots 98.$$

W podobny sposób znajdziemy dla szczeliny —

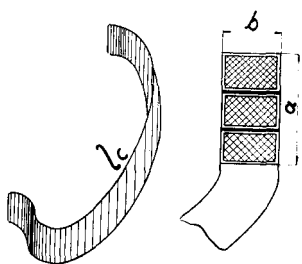
$$\lambda_s = 1,25 \frac{(t_{zw} - b_{1s} - b_{1w})}{6 \delta} \dots\dots\dots 99.$$

λ_s współczynnik przewodności pola rozproszenia prądu stojana w szczelinie, zależy od wielkości podziałki zębów wirnika. Ze wzorów 98 i 99 widzimy, że oporność urojona, będzie tym mniejsza, im niższy i szerszy będzie ząb, im większa będzie szczelina i im więcej będzie żłobków.

λ_c współczynnik przewodności pola rozproszenia w czołach określa wzór:

$$\lambda_c = 0,46 \cdot q \cdot \log \frac{1,5 \cdot l_c}{O} \dots\dots\dots 100.$$

W powyższym, q oznacza ilość żłobków na fazę i biegun, l_c długość czoła określona pierwszymi wyrazami w nawiasach wzorów 71, 72, O – obwód czoła.



Rys. 22.

W wzorze 100 współczynnik λ_c jest określony dla długości czoła l_c a λ_z i λ_s na cm długości żłobka. Łączymy je więc, w spólny współczynnik

$$\lambda_1 = \lambda_z + \lambda_s + \frac{l_c}{l_x} \lambda_c \dots\dots\dots 101.$$

Oporność urojona fazy uzwojenia t.j. 2 p q żłobków będzie:

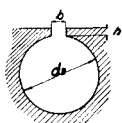
$$X = 4 \pi f \cdot C^2 \cdot p \cdot q \cdot l_x \cdot \lambda_1 \dots\dots\dots 102.$$

Wzór 102 otrzymany jest ze wzoru 97 przez podstawienie C zamiast z_1 , $l_x \lambda_1$ zamiast $1,25 F : l$ oraz przemnożenie przez ilość żłobków na fazę $2 p q$.

Powyższy upraszcza się w —

$$X = 628 \cdot C \cdot \beta \cdot l_x \cdot \lambda_1 \cdot 10^{-8} \dots\dots\dots 103.$$

Dla silników zwartych.



Rys. 23.

Spółczynnik przewodności magnetycznej żłobka okrągłego jak na rys. 23.

$$\lambda_z = 1,25 \left(0,623 + \frac{h_1}{b_1} \right) \dots\dots\dots 104.$$

Spółczynnik przewodności magnetycznej pierścieni o obwodzie —

$O = 2 (h + b)$ w cm rys. 18

$$\lambda_p = 0,46 \log \frac{1,5 \cdot \pi \cdot D_p}{O} \dots\dots\dots 105.$$

Długość części pierścieni między sąsiednimi prętami —

$$l_p = \frac{D_p \cdot \pi}{K_2} \dots\dots\dots 106.$$

Spółczynnik przewodności pól rozproszenia strumienia w wirniku —

$$\lambda_2 = \lambda_z + \lambda_p + \frac{l_p}{l_x} \frac{2 \lambda_p}{(2 \sin \alpha)^2} \dots\dots\dots 107.$$

Oporność urojona uzwojenia wirnika, przekształcona na ilość zwojów na fazę pierwotnego uzwojenia.

$$X'_2 = \frac{3 \cdot 628 \cdot (\beta_1 f_w)^2 \cdot \lambda_2 \cdot l_x}{K_2 \cdot 10^8} \dots\dots\dots 108.$$

W czym $f_w = 0,96$ dla trójfazowego uzwojenia.

Oporności zwarcia.

Oporność rzeczywistą zwarcia daje wzór 75 pg. uproszczenia 45a.

Oporność zaś urojoną zwarcia, mając oporność urojoną pierwotnego X_1 oraz oporność urojona wtórnego X'_2 przeliczoną na równą ilość zwojów w obu uzwojeniach, określamy przez wzór 46a —

$$X_z = X_1 + X'_2 \dots\dots\dots 109a$$

Oporność pozorna zwarcia :

$$Z_z = \sqrt{X_z^2 + R_z^2} \dots\dots\dots 109b.$$

Prąd zwarcia :

$$I_z = \frac{U_1}{Z_z} \dots\dots\dots 110.$$

$$\cos \varphi_z = \frac{R_z}{Z_z} \dots\dots\dots 111.$$

Oporności urojone dość trudno obliczyć za pierwszym razem tak, aby silnik wykonany wykazał oporność obliczoną. A to dla tego, że w żłobku zależy ona od wysokości i szerokości otworu żłobkowego t.j. wymiarów h_1 i b_1 rys. 20, w szczelinie zależy od istotnej wielkości szczeliny δ , a w czołach zwojnic od tego czy zwojnice będą dwu- czy też trójpiętrowe, czy będą silniej związane bandażami czy luźniej przeprowadzone.

Czynniki wpływające na wielkość oporności urojonej X_1 i X_2 mogą być rozmaicie wykonane i dla tego nie można osiągnąć wielkiej ścisłości w wykonaniu. W wytwórniach maszyn elektrycznych, gdzie współczynniki we wzorach są dostosowane do otrzymanych wyników, osiąga się większą ścisłość przy obliczeniu oporności urojonej lub prądu zwarcia.

7) Wykres kołowy.

Wykres kołowy pozwala nam na określenie wielu charakterystycznych wartości silnika, jak: prąd stojana, współczynnik mocy, sprawność, poślizg, największy moment obrotu, największą moc, prąd w wirniku i inne. Wykresem kończymy obliczenie.

Wartości o znaczeniu praktycznym są: moc, sprawność, współczynnik mocy, poślizg. Pewne nieznaczne nieścisłości w ocenie powyższych, nie mające praktycznego znaczenia, nie będą brane w rachubę przy wykonaniu tego wykresu. Wykres uproszczony, łatwy do szybkiego narysowania będzie oddawał wielkie usługi, gdyż zwykle należy kilkakrotnie przeliczać silnik, by otrzymać znośne wyniki. Podany poniżej wykres kołowy nazwiemy wykresem „praktycznym“, choć będzie on posiadał znaczny stopień ścisłości. Przy rysowaniu należy stosować możliwie cienkie linie, aby różnice w ocenie środka linii nie wpływały na wyniki.

Koło wykresu otrzymujemy na zasadzie dwóch punktów: *biegu jałowego i zwarcia.*

Bieg jałowy. Z badań lub obliczeń otrzymujemy straty w żelazie stojana P_z , prąd biegu jałowego I_0 , straty prądu biegu jałowego w uzwojeniu stojana P_{0u} , oraz straty na tarcie P_t . Tak, iż ogółem straty jałowe wynoszą:

$$P_0 = P_z + P_{ou} + P_t$$

Badaniami możemy oddzielić, a przy obliczeniach otrzymujemy poszczególne straty. Do wykresu bierzemy *bieg jałowy idealny*, składający się tylko ze strat: $P_z + P_{0u}$.

Straty na tarcie stanowią straty mocy mechanicznej, wytworzonej z elektrycznej.

Zwarcie określamy z badań lub obliczeń. Jeśli wykonamy badania ściśle, to otrzymamy to, co pragniemy możliwie ściśle obliczyć dla stanu spoczynku i zwarcia, w pewnym położeniu wirnika lub jako średnią wartości przy dowolnym obracaniu. Obliczając na zasadzie wzorów: 75, 109a lub 45, 46, oraz 109b, 110, 111 — otrzymamy oporność pozorną zwarcia Z_z , prąd zwarcia I_z i współczynnik mocy zwarcia $\cos \varphi_z$.

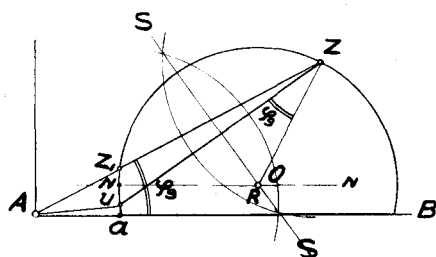
Zauważymy tu, że przy biegu normalnym silnika dla stanu pracy znamionowej oporność urojona $X_2 \cong 0$ i wtedy $I_{2Z} = I_{1Z}$, tak, iż wzory 75 i 109a wystarczą dla określenia oporności zwarcia.

Jeśli pragniemy określić Z_z w spoczynku, to zastosujemy wzory 45 i 46. Poniżej jednakże we wszystkich przykładach będziemy stosowali wzory uproszczone 75 i 109a dla określenia R_z i X_z .

Obieramy skalę prądową $1 \text{ mm} = a \text{ amp.}$ odpowiednią do wymiarów rysunku, taką np., aby $I_{1z} = 200$ lub 250 mm. Następnie otrzymujemy już skalę W watów, mając napięcie fazowe U_1 —

$$1 \text{ mm} = W \text{ watom,} = 3 U_1. \text{ a - watom}$$

Np. jeśli $1 \text{ mm} = 0,2 \text{ A}$, to przy $U_1 = 220 \text{ V}$, $1 \text{ mm} = 0,2 \cdot 220 \cdot 3 = 132 \text{ W}$.



Rys. 24 a

Rys. 24a wskazuje na sposób wykonania wykresu. Z punktu A odkładamy w skali amperów prąd biegujałowego I_0 jako Aa, a od punktu a, w kierunku rzędnych —

$$a U = \frac{P_z + P_{ou}}{\text{skalę mocy}} \dots\dots\dots 112.$$

Następnie odkładamy kierunek AZ pg. $\cos \varphi_Z$ i w skali amperów odległość $AZ = I_{1Z}$. Odcinek Z_1U dzielimy na połowę i przeprowadzamy w kierunku odciętych prostą NN, oraz prostą SS środkową między punktami U i Z. Przecięcie NN z prostą SS wyznacza O, środek koła wykresu.

Drugi sposób polega na odkładaniu z punktu Z kąta $\sphericalangle UZR = \sphericalangle ZAB$. Przecięcie się prostej ZR z prostą SS wyznaczy środek koła O, choć nieco mniej ściśle, niż sposobem poprzednim.

8) Przykład wykresu kołowego.

Silnik 1 KM 220/380 V. posiada: $R_1 = 12,2 \Omega$, $R'_2 = 9,6 \Omega$, $X_1 = 13 \Omega$, $X'_2 = 7,8 \Omega$, prąd jałowy $I_0 = 0,86 \text{ A}$, $P_z = 30 \text{ W}$. $P_t = 35 \text{ W}$. Prąd zwarcia $I_z = 7,3 \text{ A}$. $\cos \varphi_z = 0,725$. Napięcie fazowe uzwojenia 220 V. silnik uzwojony w gwiazdę na 380 V. Skala prądowa $1 \text{ A} = 35 \text{ mm}$.

Mając skalę prądową, możemy wyprowadzić skalę mocy. Jeden amper prądu posiada moc $1 \cdot 220 \cdot 3 = 660 \text{ W}$. Moc więc 660 W wyrażać będzie prąd 1 A , co w skali prądu będzie 35 mm , tak iż $35 \text{ mm} = 660 \text{ W}$, a więc $1 \text{ mm} = 660 : 35 = 18,85 \text{ W}$.

$$1 \text{ mm} = \frac{U_1 \cdot 3}{\text{skale prądu}} = \frac{220 \cdot 3}{35} = 18,85 \text{ W}.$$

Przyjmujemy, że oporność X_2 przy pracy znamionowej, ma wartość X_2 , a nie istotną $X_2 \text{ s}$.

$$\begin{aligned} 1 \text{ KM} &= 736 \text{ W} = 39 \text{ mm} \\ P_t &= 35 \text{ W} = \underline{1,85 \text{ mm}} \\ \text{energia mechan.} &= 40,85 \text{ mm} \end{aligned}$$

Najpierw określamy punkt zwarcia Z i punkt b. jałowego U . Wykreślamy koło z punktu Y promieniem 100 mm . Koło to pomoże nam odkładać kąty, dla podanych $\cos \varphi$. Naprz. $\cos \varphi_z = 0,725$ wyrazi cięciwa $AE = 145 \text{ mm}$. Prosta AE będzie tworzyła kąt φ_z z średnicą którego $\cos \varphi = 0,725$.

Na przedłużeniu prostej AE , odkładamy prąd zwarcia, w skali prądu t. j. $AZ = 35 \cdot 7,3 = 255 \text{ mm}$. W taki sposób otrzymaliśmy jeden punkt koła wykresu.

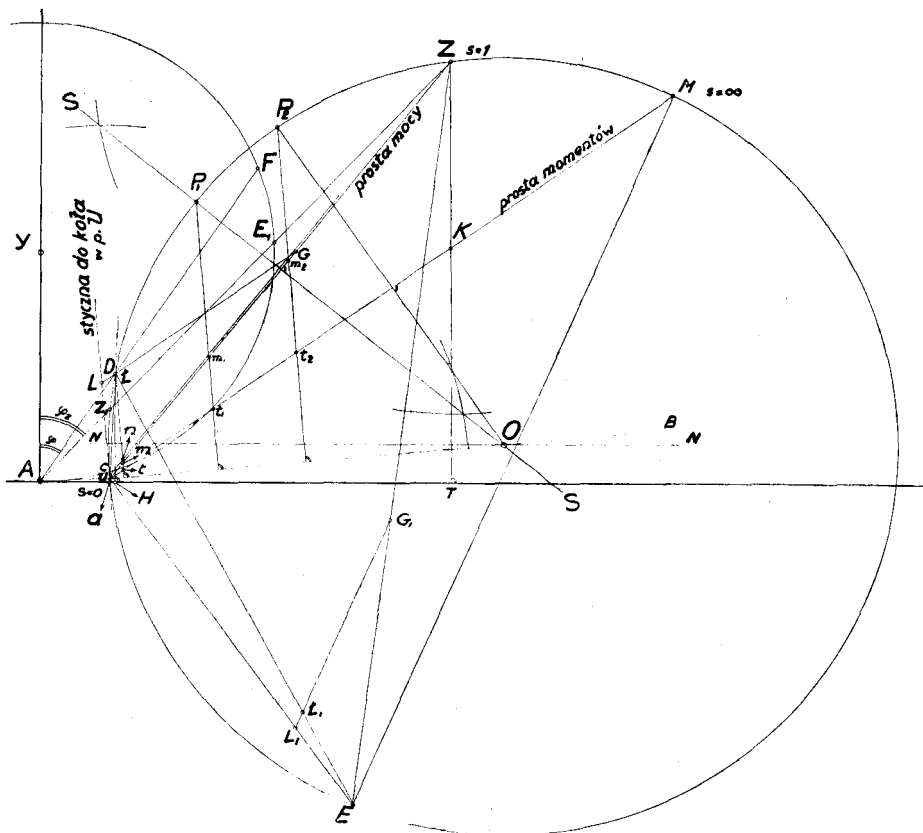
Drugi punkt t. j. punkt biegu jałowego otrzymujemy w następujący sposób: odkładamy $Aa = I_0 = 0,86 \cdot 35 = 30,1 \text{ mm}$ a następnie w kierunku rzędnych straty w żelazie i straty prądu przy b. jałowym. Straty w żelazie $P_z = 30 \text{ W}$. Straty w uzwojeniu stojana przez prąd $I_0 = 0,86 \text{ A}$.

$$P_{0u} = 3 \cdot 12,2 \cdot 0,86^2 = 27 \text{ W}.$$

$$a U = \frac{30 + 27}{18,85} = 3,02 \text{ mm}$$

Na zasadzie punktu idealnego biegu jałowego U i punktu zwarcia Z , przeprowadzamy prostą mocy UZ , prostą środkową SS , prostą NN przez środek odcinka UZ_1 i z punktu O , przecięcia się prostej NN z prostą SS , wykreślamy koło promieniem OZ lub OU .

Otrzymane koło jest geometrycznym miejscem końców wektorów prądu, przeprowadzonych z punktu A . Na zakresie łuku UZ przesuwają się będzie koniec wektora prądu przy pracy silnika. Punkt U oznacza idealny bieg jałowy bez strat na tarcie, przy $s = 0$, punkt zaś Z — stan zwarcia przy $s = 1$.



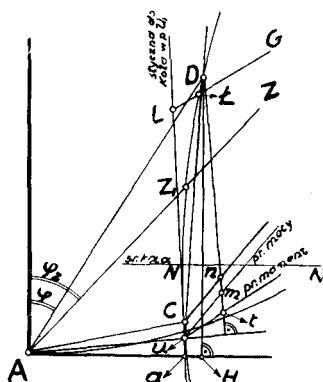
Rys. 24b w oryginale został wykonany w skali prądowej $1 \text{ A} = 35 \text{ mm}$ i skali mocy $1 \text{ mm} = 18,85 \text{ W}$, przy promieniu $AV = 100 \text{ mm}$. Powyższa skala i wymiary poszczególnych wielkości podane są tu na to, by pragnący narysować podobny wykres dla 1 KM silnika, mógł porównać otrzymane wartości z rysunkiem 24b.

Rysunek zaś 24c przedstawia część rysunku 24b, przy trójkącie ADH, w skali nieco większej i nieco odmiennie wykonanego, dla uwydatnienia sposobu przeprowadzania poszczególnych prostych. Po wykonaniu kliszy rys. 24b, otrzymano w przybliżeniu:

skalę prądową 1 A = 10,6 mm
skalę mocy 1 mm = 62,2 watom
wobec czego $I_0 = 9,12$ mm $I_z = 77,3$ mm

Moc znamionowa.

W pobliżu punktu U przeprowadzamy szereg prostopadłych do UO t.j. prostej, łączącej punkt biegu jałowego ze środkiem koła O. Prostopadłe te będą więc równoległe do stycznej do koła w punkcie U. Odcinki prostopadłych między okręgiem koła i prosta mocy wyznaczają energię elektryczną zamienianą na mechaniczną, t.j. moc pożyteczną wraz ze stratami na tarcie.



Rys. 24 c.

Moc więc znamionową 736 W wraz ze stratami na tarcie 35 W, razem 771 W = 40,85 mm odkładamy na jednej z prostopadłych Dm i przez to wyznaczamy punkt D wykresu, który daje już nam prąd stojona $AD = 58$ mm, co w skali amperów 1 amp. = 35 mm, wyznacza $I_1 = 1,74$ A. Cięciwa $AF = 165$ mm określa $\cos \varphi = 0,825$.

Moc pobieraną przez silnik wyraża odcinek $DH = AD \cdot \cos \varphi = 51$ mm. Energia mechaniczna, otrzymywana na czopie wału silnika jest 1 KM = 736 W = 39 mm, sprawność więc:

$$\eta = \frac{39}{51} = 0,765$$

Sprawność wyrazi stosunek:

$$\eta = \frac{Dn}{DH} \dots\dots\dots 113.$$

w czym n m, oznacza straty na tarcie.

Największą moc silnika wyznacza odcinek $P_1 m_1 = 68$ mm, przeprowadzony z punktu P_1 t.j. końca prostopadłej do prostej mocy:

$$P_1 m_1 = 68 = 1280 \text{ W} \quad 1280 \text{ W} - 35 \text{ W} = 1245 \text{ W} = 1,7 \text{ KM}.$$

Momenty obrotów.

Na rzędnej punktu Z wyznaczamy punkt K tak, iż:

$$\frac{ZK}{KT} = \frac{R'_2}{R_1} = \frac{9,6}{12,2}$$

Prostą, przeprowadzoną z U przez K do punktu M na obwodzie koła nazywać będziemy „prostą momentów“. Odległości Dt lub Pt będą proporcjonalne do momentów obrotu silnika, przy czym Dt będzie „momentem obrotu znamionowym“.

Moment obrotu przy zwarcu wyrazi odcinek ZK.

Największy moment obrotu — odcinek $P_2 t_2$ przeprowadzony z punktu P_2 , leżącego na promieniu prostopadłym do prostej momentów.

Prąd wirnika wyrazi odcinek $DU = 51,5$ mm:

$$51,5 : 35 = 1,47 \text{ A}.$$

Poślizg wirnika względem obrotów synchronicznych wyraża strata energii w uzwojeniach wirnika, mówiąc ściślej, stosunek energii ginącej w wirniku do energii przenoszonej na wirnik:

$$s = \frac{3 I_2^2 R_2}{P + 3 I_2^2 R_2 + P_t} \quad 114.$$

Dla naszego przykładu $R_2 = 9,6$, a prąd w wirniku przy pracy znamionowej $I_2 = 1,47$ A, wobec czego:

$$s = \frac{62}{736 + 35 + 62} = 7,5 \%$$

Na rys. 24b poślizg został określony graficznie dwoma sposobami:

1) z punktu U wyprowadzamy styczną do koła i cięciwę UD, następnie kilka równoległych do prostej momentów UM, z których między styczną i prostą mocy wybieramy odcinek GL = 100 mm. Odcinek LL między styczną i cięciwą w milimetrach wyznacza poślizg w procentach $LL = 7,5$ mm.

2) Obieramy dowolny punkt E na obwodzie koła wykresu, łączymy go z punktami M, Z, D i U. Następnie przeprowadzamy szereg równoległych do EM w pobliżu prostej $L_1 G_1$, tak, iżby pewien odcinek równoległej między EU i EZ, $L_1 G_1 = 100$ mm. Wtedy odcinek $L_1 L_1$ w milimetrach wyznaczy nam poślizg w procentach. Z wykresu otrzymujemy, że —

$$LL = L_1 L_1 = 7,5 \text{ mm.}$$

Otrzymaliśmy więc z wykresu:

$$I_1 = 1,66 \text{ A, } I'_2 = 1,33 \text{ A, } \cos \varphi = 0,825, \eta = 0,815$$

$$P_{\text{maks.}} = 1,7 \text{ KM } M_{\text{maks.}} = 1,14 \text{ kgm. } s = 7,5\%$$

Dla ułatwienia określania mocy i sprawności z punktu C przeprowadzona jest prosta równoległa do prostej mocy w odstępnie 1,86 mm = stratom na tarcie 35 W:

$$35 : 18,85 = 1,86 \text{ mm.}$$

Na rys. 24b odstęp a U jest umyślnie dany nieco mniejszy, by otrzymać większy kąt między DH i Dm t.j. kierunkami mocy pożytecznej i mocy pobieranej.

9) Obliczenie silnika pierścieniowego 7,5 KM 1500 obr.

Obliczyć silnik pierścieniowy 7,5 KM 1500 obr. synchron. 380 V, przy połączeniu faz uzwojeń w gwiazdę, o sprawności $\eta = 0,86$, $\cos \varphi = 0,84$. Prąd stojana podług wzoru 52b.

$$I_1 = \frac{P \cdot 736}{3 U_1 \eta \cdot \cos \varphi} = \frac{7,5 \cdot 736}{3 \cdot 220 \cdot 0,84 \cdot 0,86} = 11,6 \text{ A}$$

Pg. tablicy 1-ej przyjmujemy $B = 6000$, $A/cm = 150$ t.j. liczby niższe dla ułatwienia obliczeń. Pg. wzoru 50 —

$$D = \sqrt[3]{\frac{0,28 V_1 I_1 p^2 \cdot 10^8}{B_m A/cm f}} = \sqrt[3]{\frac{0,28 \cdot 220 \cdot 11,6 \cdot 4 \cdot 10^8}{6000 \cdot 150 \cdot 50}} = 18,5 \text{ cm.}$$

Podziałka biegunowa i długość rdzenia:

$$t_b = l_x = \frac{\pi D}{2 p} = \frac{\pi 18,5}{4} = 14,5 \text{ cm.}$$

ze wzoru 52 otrzymamy ilość przewodów na fazę:

$$z_1 = \frac{\pi D A/cm}{3 I_1} = \frac{\pi 18,5 \cdot 150}{3 \cdot 11,6} = \sim 252.$$

Ogólna więc ilość przewodów w 3-ch fazach, czyli w całkowitej ilości żłobków będzie:

$$252 \times 3 = 756$$

Przyjmujemy ilość żłobków $K_1 = 48$ w stojanie, $K_2 = 60$ w wirniku. Przy 18 przewodach w żłobku, ilość przewodów na fazę wyniesie:

$$18 \times 16 = 288$$

Strumień pg. wzoru 54:

$$\Phi = \frac{220 \cdot 0,97 \cdot 10^6}{1,065 \cdot 288} = 700\,000$$

Indukcja w szczelinie powietrznej pg. wzoru 56 —

$$B_p = \frac{\Phi}{t_b \cdot l_x \cdot 0,655} = \frac{700\,000}{14,5 \cdot 14,5 \cdot 0,655} = 5120$$

Podziałka zębów stojana —

$$t_{zs} = \frac{D \pi}{K_1} = \frac{18,5 \cdot \pi}{48} = 1,21 \text{ cm.}$$

Odstęp $b_2 + b_3$ rys. 14 na średnicy o 7 mm większej niż D —

$$b_2 + b_3 = 1,257 \text{ cm.}$$

Określimy szerokość żłobka b_2 i najwęższe miejsce zęba b_3 z indukcji pg. wzoru 57:

$$B_{zst1} = B_p \frac{t_{zst}}{0,9 \cdot b_3} = \frac{5120 \cdot 1,21}{0,9 \cdot b_3} = 17\,500$$

co odpowiada $b_3 = 0,395$ tak, iż:

$$\begin{array}{r} 1,257 \\ - 0,395 \\ \hline b_2 = 0,862 \text{ cm} \end{array}$$

Przyjmujemy szerokość żłobka $b_2 = 0,86$ cm i postaramy się określić wysokość żłobka. Gęstość prądu w stojanie pg. kol. 6 tabl. 1 wynosi $j_1 = 3,7$ A/mm². Przy prądzie $I_1 = 11,6$ A tworzy to przekrój przewodu $q_1 = 3,15$ mm², $d = 2$ mm, w oprzędzie zaś 2,3 mm.

$$d_1 = 2/2,3 \text{ mm}$$

W żłobku zmieszczą się 3 przewody obok siebie, na szerokości $2,3 \times 3 = 6,9$ mm tak, iż pozostanie $8,6 - 6,9 = 1,7$ mm na pochwę grubości $2 \times 0,6$ mm i po 0,25 mm luzu z obu stron. Wysokość zajęta przez 18 przewodów w żłobku stanowi —

$$6 \times 2,3 = 13,8 \sim 14 \text{ mm}$$

Należy liczyć się z pewnymi nierównościami przewodów, tak iż wysokość zapełnienia żłobka wyniesie ok. 15 mm. Biorąc jeszcze 5 mm na klin i pochwy, otrzymamy ogólną wysokość żłobka $h_{zst} = 20$ mm pg. rys. 25.

Szerokość zęba w górnej części u dna żłobka:

$$b_5 = \frac{(185 + 40) \pi}{48} = 14,7 - 8,6 \quad b_5 = 6,1 \text{ mm}$$

$$\text{tak iż: } b_4 = \frac{b_5 + b_3}{2} = 5,05 \text{ mm}$$

Podziałka zębów wirnika:

$$t_{zw} = \frac{D \cdot \pi}{60} = \frac{185 \cdot \pi}{60} = 9,67$$

Indukcję w najwęższym miejscu przyjmujemy na 19 600 pg. wzoru 60 —

$$B_{zw1} = 0,96 B_p \cdot \frac{t_{zw}}{0,9 b_3} = \frac{0,96 \cdot 5120 \cdot 9,67}{0,9 \cdot b_3} = 19\,600$$

w tym wypadku $b_3 = 2,7$ mm.

$$b_2 + b_3 = \frac{(D - 40) \pi}{60} = \frac{145 \pi}{60} = 7,6$$

$$\text{a więc: } b_2 = 7,6 - 2,7 = 4,9 \text{ mm}$$

$$\text{dalej; } b_2 + b_5 = \frac{(D - 6) \pi}{60} = \frac{179 \pi}{60} = 9,4 \quad \text{więc } b_5 = 9,4 - 4,9 = 4,5$$

grubość zęba w części środkowej:

$$b_4 = \frac{b_3 + b_5}{2} = \frac{2,7 + 4,5}{2} = 3,6$$

W żłobku wirnika umieścimy 5 przewodów Φ 3/3,3 mm o przekroju $q_2 = 7,1$ mm², $z_2 = 20 \times 5 = 100$ przewodów na fazę.

Indukcja w najwęższym, średnim i najszerszym miejscu zębów stojana, pg. wzorów 57, 58 i 59 wynosi:

		Az/cm
$B_{zs1} = \frac{5120 \cdot 12,1}{0,9 \cdot 4} = 17\,200$		70
$B_{zs2} = \frac{5120 \cdot 12,1}{0,9 \cdot 5} = 13\,700$		10
$B_{zs3} = \frac{5120 \cdot 12,1}{0,9 \cdot 6,1} = 11\,300$		5

Powyższe wyliczenia wykonywamy na suwaku, dzieląc 68700 przez 4, 5 i 6,1. Z krzywej namagnesowania rys. 16 znajdujemy odpowiednie Az/cm. Indukcje w zębach wirnika pg. wzorów 60, 61 i 62 —

		Az/cm
$B_{zw1} = \frac{0,96 \cdot 5120 \cdot 9,67}{0,9 \cdot 2,7} = 19\,500$		220
$B_{zw2} = \frac{0,96 \cdot 5120 \cdot 9,67}{0,9 \cdot 3,6} = 14\,600$		13
$B_{zw3} = \frac{0,96 \cdot 5120 \cdot 9,67}{0,9 \cdot 4,5} = 11\,700$		5

Indukcję w jarzmie stojana nad zębami przyjmujemy ok. 12500 i pg. wzoru 63, określimy wysokość h_j rys. 14 i 25 —

$$h_j = \frac{\Phi}{2 \cdot B_j \cdot l_x \cdot 0,9} = \frac{700\,000}{2 \cdot 12500 \cdot 14,5 \cdot 0,9} = 2,15 \text{ cm}$$

Przyjmijmy $h_j = 22,5$ mm przez co zewnętrzna średnica blach rdzenia wyniesie $D + 2 h_{zs} + 2 h_j = 185 + 40 + 45 = 270$

Indukcja w jarzmie będzie:

$$B_j = \frac{700\,000}{2 \cdot 2,25 \cdot 14,5 \cdot 0,9} = 12\,000 \text{ odpow. } 6 \text{ Az/cm}$$

Indukcja w wirniku wyniesie:

$$B_w = \frac{0,96 \cdot 700\,000}{2 \cdot 4,3 \cdot 14,5 \cdot 0,9} = 6\,000$$

Odpowiednie: Az/cm — 1,2.

Amperozwoje zębów stojana pg. wzoru 66 —

$$AZ_{zs} = \frac{70 + 40}{6} = 18,3$$

Amperozwoje zębów wirnika pg. wzoru 66 —

$$AZ_{zw} = \frac{220 + 52}{6} = 45$$

Części obwodu magnetycznego.

W szczelinie — długość podwójnej szczeliny.

Szczelinę obierzemy $\delta = 0,35 \text{ mm}$

a) Obwód magnetyczny w szczelinie $2 \delta = 0,07 \text{ cm}$

b) W zębach stojana $2 \times 2 \text{ cm} = 4 \text{ cm}$

c) W jarzmie stojana $(D_z - h_j) \frac{\pi}{4} = 20 \text{ cm}$

d) W zębach wirnika $2 \times 2 \text{ cm} = 4 \text{ cm}$

e) W wirniku $(D - 2 h_{zw} - h_w) \frac{\pi}{4} = 8 \text{ cm.}$

Amperozwoje obwodu magnetycznego.

W szczelinie $2 \cdot 0,035 \cdot 0,8 \cdot 5120 \cdot 1,15 = 330$

W zębach stojana $4 \cdot 18,3 \dots = 73$

W jarzmie stojana $20 \cdot 6 \dots = 120$

W zębach wirnika $4 \cdot 45 \dots = 180$

W wirniku $8 \cdot 1,2 \dots = 10$

Razem $= 713$

Prąd namagnesowania pg. wzoru 70 —

$$I_m = \frac{0,74 \cdot 713 \cdot 2}{288} = 3,7 \sim 4 \text{ A.}$$

Długość fazy uzwojenia stojana pg. wzoru 71:

$$L_1 = 288 \left(\frac{0,205 \pi 1,55}{4} + 0,145 \right) = 114 \text{ m.}$$

Oporność fazy uzwojenia stojana pg. wzoru 73 przy przekroju przewodu $q_1 = 3 \text{ mm}^2$ przy 75°C —

$$R_1 = \frac{114 \cdot 0,0213}{3} = 0,81 \Omega.$$

Długość fazy uzwojenia wirnika pg. wzoru 72 przy:

$$L_2 = 100 \left(\frac{0,165 \cdot \pi \cdot 1,4}{4} + 0,145 \right) = 32,7 \text{ m.}$$

Oporność fazy uzwojenia wirnika pg. wzoru 74 —

$$R_2 = \frac{32,7 \cdot 0,0213}{7} = 0,1 \Omega.$$

Oporność rzeczywista zwarcia pg. wzoru 75 —

$$R_z = R_1 + R_2 \left(\frac{z_1}{z_2} \right)^2 = 0,81 + 0,1 \left(\frac{288}{100} \right)^2 = 0,81 + 0,83 = 1,64 \Omega.$$

Oporności pozorne uzwojeń silnika.

Wyznaczamy najpierw współczynniki przewodności pól rozproszenia w stojanie pg. wzorów 98, 99, 100, 101 jeśli b_1 w stojanie = 3,5 mm a w wirniku 2 mm, to —

$$\lambda_z = 1,25 \left(\frac{16}{25,8} + \frac{2,5}{8,6} + \frac{5}{12,1} + \frac{0,5}{3,5} \right) = 1,84$$

$$\lambda_s = 1,25 \frac{9,67 - 5,5}{2,1} = \sim 2,5$$

$$\lambda_c = 0,46 \cdot 4 \log \frac{15 \cdot 25}{10} = 0,46 \cdot 4 \cdot 0,58 = 1,07.$$

Spółczynnik przewodności wspólny dla stojana —

$$\lambda_1 = \lambda_z + \lambda_s + \lambda_c \frac{25}{14,5} = 1,84 + 2,5 + \frac{25}{14,5} 1,07 = 6,19.$$

Odpowiednio dla uzwojenia wirnika —

$$\lambda_z = 1,25 \left(\frac{18}{14,4} + \frac{4}{6,9} + \frac{0,5}{2} \right) = 2,58$$

$$\lambda_s = 1,25 \frac{12,1 - 5,5}{2,1} = 3,93$$

$$\lambda_c = 0,46 \cdot 5 \log \left(\frac{1,5 \cdot 18,2}{9} \right) = 0,46 \cdot 5 \cdot 0,48 = 1,1$$

Wspólny dla uzwojenia wirnika współczynnik przewodności magnetycznej pg. wzoru 76 —

$$\lambda_2 = \lambda_z + \lambda_s + \frac{18,2 \cdot 1,1}{14,5} = 2,58 + 3,93 + \frac{18,2}{14,5} 1,1 = 7,89.$$

Oporność fazy uzwojenia stojana pg. wzoru 103 —

$$X_1 = 628 \cdot 18 \cdot 144 \cdot 14,5 \cdot 6,19 \cdot 10^{-8} = 1,46 \Omega.$$

Odpowiednio oporność wirnika —

$$X_2 = 628 \cdot 5 \cdot 50 \cdot 14,5 \cdot 7,89 \cdot 10^{-8} = 0,18 \Omega.$$

Oporność fazy uzwojenia wirnika przeliczona na ilość zwojów stojana:

$$X'_2 = X_2 \left(\frac{\beta_1}{\beta_2} \right)^2 = 0,18 \left(\frac{144}{50} \right)^2 = 1,5 \Omega.$$

Oporność urojona zwarcia:

$$X_z = X_1 + X'_2 = 1,46 + 1,5 = 2,96 \Omega.$$

Dane do wykresu kołowego.

Oporność pozorna zwarcia —

$$Z_z = \sqrt{X_z^2 + R_z^2} = \sqrt{2,96^2 + 1,64^2} = 3,4 \Omega.$$

Prąd zwarcia:

$$I_z = \frac{U_1}{Z_z} = \frac{220}{3,4} = 65 \text{ A.}$$

Spółczynnik mocy zwarcia:

$$\cos \varphi_z = \frac{R_z}{Z_z} = \frac{1,64}{3,4} = 0,482$$

Dla określenia punktu b. jałowego musimy obliczyć straty w żelazie.

Waga jarzma: $2,7 - 0,225 = 2,475 \text{ dcm}$

$$W_j = 2,47 \cdot 0,225 \cdot 1,45 \cdot \pi \cdot 0,9 \cdot 7,6 = 17,5 \text{ kg}$$

Waga zębów stojana:

$$W_z = 0,05 \cdot 0,2 \cdot 1,45 \cdot 48 \cdot 0,9 \cdot 7,6 = 4,8 \text{ kg}$$

Pg. krzywej namagnesowania przy indukcji 12 000 w jarzmie straty wynoszą 4.5 W/kg, a przy indukcji średniej w zębie 13 700 — 6.5 W/kg. Straty w żelazie wyniosą:

$$\begin{array}{r} 17,5 \times 4,5 = 80 \\ 4,8 \times 6,5 = 31 \\ \hline 111 \text{ W} \end{array}$$

Na straty dodatkowe w żelazie dodajemy około 25—30% i określamy —

$$P_z = 140 \text{ W}$$

Straty w uzwojeniu stojana od prądu b. jałowego —

$$P_{ou} = 38,4 \text{ W}$$

Ogółem więc straty idealnego b. jałowego, określane na wykresie odstępem U_a wyniosą:

$$P_o = 140 + 38,4 = 178,4 \text{ W}$$

Dane do wykresu:

$$\text{Skala prądu } 1 \text{ A} = 5 \text{ mm}$$

$$\text{Skala mocy } 1 \text{ mm} = 660 : 5 = 132 \text{ W}$$

$$7,5 \text{ KM} = 5520 \text{ W} = 41,8 \text{ mm} = D_n$$

$$\text{Straty na tarcie} - P_t = 250 \text{ W} = 1,9 \text{ mm} = m_n$$

$$\text{prąd b. jałowego } I_o = 4 \text{ A} = 20 \text{ mm} = A_U$$

$$\text{prąd zwarcia } I_z = 65 \text{ A} = 325 \text{ mm} = A_Z$$

Rys. 26 przedstawia wykres kołowy silnika powyższego, t. j. 7,5 KM, 380/220 V., 1 500 obr./min.

Z wykresu otrzymano:

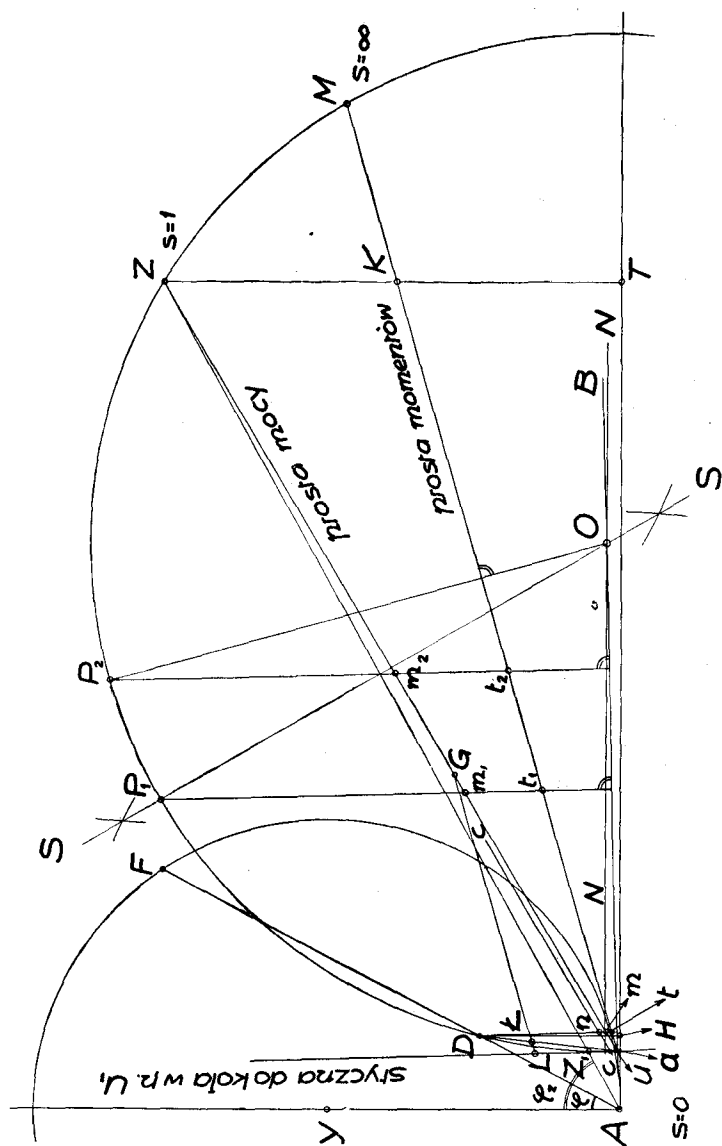
$$\text{prąd stojana } I_1 = 11,4 \text{ A}$$

$$\text{prąd wirnika } I_2 = 9,5 \text{ A}$$

$$\text{Spółczynnik mocy } \cos \varphi = 0,88$$

$$\text{Sprawność } \eta = 84,5\%$$

$$\text{Poślizg } s = 4,2\%$$



Rys. 26.

Wykres kołowy silnika 7,5 KM, 220/380 V.

Rys. 26. posiada w przybliżeniu skalę: $1 A = 1,87 \text{ mm}$, $1 \text{ mm} = 354 \text{ W}$,
 $A Y = 38,3 \text{ mm}$ tak, iż $\cos \varphi = A F \cdot 0,01305 = 67,5 \text{ mm} \cdot 0,01305 = 0,88$

$$A D \approx 21,3 \text{ mm} = 21,3 : 1,87 = 11,4 A$$

$$\text{Moc użyteczna } D n = 15,6 \text{ mm} = 5520 \text{ W} : 354 \text{ W}$$

Moc pobrana $D H = 18,5 \text{ mm}$, a więc sprawność:

$$\eta = \frac{D n}{D H} = \frac{15,6}{18,5} = 0,845$$

10) Obliczenie silnika pierścieniowego 25 KM 3000 obr/min.

500 V o połączeniu w gwiazdę, o sprawności $\eta = 0,89$, $\cos \varphi = 0,9$.

Prąd stojana pg. wzoru 52b —

$$I_1 = \frac{25 \cdot 736}{3 \cdot 289 \cdot 0,89 \cdot 0,9} = 26,6 \text{ A.}$$

Gęstość prądu $j_1 = 4 \text{ A/mm}^2$, przekrój uzwojenia stojana $q_1 = 6,6 \text{ mm}^2$ czemu odpowiada średnica $d_1 = 2,9/3,2 \text{ mm}$.

Z tablicy 1 obieramy: $B = 6000$, gęstość prądu na obwodzie wirnika 250 A/cm . Średnica wirnika pg. wzoru 50:

$$D = \sqrt[3]{\frac{0,283 \cdot 289 \cdot 26,6 \cdot 10^8}{6000 \cdot 250 \cdot 50}} = 14 \text{ cm.}$$

Przyjmujemy $D = 150 \text{ mm}$, a szerokość rdzenia $l_x = 250 \text{ mm}$.

Ilość przewodów na fazę pg. wzoru 52:

$$z_1 = \frac{\pi \cdot 15 \cdot 250}{3 \cdot 26,6} = 148$$

Przy 36 żłobkach wypada 12 przewodów na żłobek, czyli 144 na fazę. Pg. wzoru 54 strumień —

$$\Phi = \frac{289 \cdot 0,97 \cdot 10^6}{1,065 \cdot 144} = 1\,840\,000.$$

$$\text{Podziałka biegunowa } t_b = \frac{\pi \cdot 15}{2} = 23,5 \text{ cm.}$$

Indukcja w szczelinie:

$$B_p = \frac{1\,840\,000}{23,5 \cdot 25 \cdot 0,655} = 4\,780$$

Przyjmujemy:

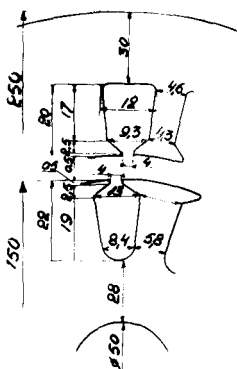
Żłobków stojana 36

$t_{zs} = 13,1$ „ wirnika 24

Przewodów w żłobkach stojana 12 $d_1 = 2,9/3,2$

$t_{zw} = 19,65$ „ „ „ wirnika 14 po 2 ($\neq$) $d_2 = 2,9/3,2$

Przyjmujemy indukcję w zębach stojana ok. 16500, a w zębach wirnika ok. 17500 i otrzymujemy żłobki jak na rys. 27 z 14-ma drutami 2,9/3,2 po 2 równoległe w żłobku wirnika. Indukcja w zębach stojana:



Rys. 27.

$$B_{zs} = 4780 \frac{13.1}{0.9 \cdot 4.3} = 16200 \quad Az - 38$$

Indukcja w zębach wirnika:

$$B_{zw} = 4600 \frac{19.6}{0.9 \cdot 5.8} = 17200 \quad Az - 70$$

Indukcja w jarzmie stojana:

$$B_j = \frac{1840000}{2.0.9 \cdot 25.3} = 13700 \quad Az - 10$$

Indukcja w wirniku:

$$B_w = \frac{1840000}{2.0.9 \cdot 25 \cdot 2.8} = 14700 \quad Az - 14$$

Obieramy szczelinę $\delta = 0.4 \text{ mm}$

Amperozwoje obwodu magnetycznego:

W szczelinie	$0.04 \cdot 2.0.8 \cdot 4780 \cdot 1.15 =$	352 Az
W zębach stojana	$4 \cdot 38 \quad . \quad . \quad . \quad . =$	152 „
W stojanie	$25 \cdot 10 \quad . \quad . \quad . \quad . =$	250 „
W zębach wirnika	$4 \cdot 70 \quad . \quad . \quad . \quad . =$	280 „
W wirniku	$10 \cdot 14 \quad . \quad . \quad . \quad . =$	140 „
		1274 Az

Prąd namagnesowania pg. wzoru 70-go:

$$I_m = \frac{0.74 \cdot 1274}{144} = 6.9 \sim 7 \text{ A.}$$

Długość uzwojenia fazy stojana pg. wzoru 71 —

$$L_1 = 144 \left(\frac{0.17 \cdot \pi \cdot 1.5}{2} + 0.25 \right) = 93.5 \text{ m.}$$

Oporność fazy uzwojenia stojana pg. wzoru 73 —

$$R_1 = \frac{93.5 \cdot 0.0213}{6.6} = 0.3 \Omega.$$

Długość fazy uzwojenia wirnika pg. wzoru 72 —

$$L_2 = 56 \left(\frac{0.13 \cdot \pi \cdot 1.4}{2} + 0.25 \right) = 30 \text{ m.}$$

Oporność fazy uzwojenia wirnika pg. wzoru 74 —

$$R_2 = \frac{30 \cdot 0.0213}{13.2} = 0.0485 \Omega.$$

Oporność rzeczywista zwarcia pg. wzoru 75 —

$$R_z = 0.3 + 0.0485 \left(\frac{144}{56} \right)^2 = 0.62 \Omega.$$

Spółczynniki przewodności strumienia rozproszenia w stojanie pg. wzorów 98, 99 i 100 —

$$\lambda_z = 1,25 \left(\frac{16}{28} + \frac{5}{13,8} + \frac{0,5}{4,5} \right) = 1,27$$

$$\lambda_s = 1,25 \frac{19,6 - 8,5}{2,4} = 5,8$$

$$\lambda_c = 0,46 \cdot 6 \log \frac{1,5 \cdot 40}{26} = 0,46 \cdot 6 \cdot 0,36 = 0,99$$

$$\lambda_1 = 1,27 + 5,8 + \frac{40}{25} 0,99 = 8,65$$

Jak wyżej, lecz dla wirnika:

$$\lambda_z = 1,25 \left(\frac{16}{39} + \frac{5}{17,5} + \frac{0,5}{4} \right) = 1,02$$

$$\lambda_s = 1,25 \left(\frac{13,1 - 8,5}{2,4} \right) = 2,4$$

$$\lambda_c = 0,46 \cdot 4 \cdot \log \left(\frac{1,5 \cdot 285}{18,5} \right) = 0,67$$

$$\lambda_2 = 1,02 + 2,4 + \frac{28,5}{25} 0,67 = 4,18$$

Oporność urojona zwarcia pg. wzoru 103 dla warunków stojana:

$$X_1 = 628 \cdot 12 \cdot 72 \cdot 25 \cdot 8,65 \cdot 10^{-8} = 1,18 \Omega$$

Dla wirnika:

$$X_2 = 628 \cdot 7 \cdot 28 \cdot 25 \cdot 4,18 \cdot 10^{-8} = 0,129 \Omega$$

Oporność urojona zwarcia:

$$X_z = X_1 + X_2 \left(\frac{z_1}{z_2} \right)^2 = 1,18 + 0,85 = 2,03 \Omega$$

Oporność pozorną zwarcia:

$$Z_z = \sqrt{2,03^2 + 0,62^2} = 2,12$$

$$\text{Prąd zwarcia: } I_z = \frac{289}{2,12} = 136 \text{ A}$$

$$\text{Spółczynnik mocy zwarcia: } \cos \varphi_z = \frac{0,62}{2,12} = 0,292$$

$$\text{Waga jarzma: } 2,2 \cdot 2,5 \cdot 0,3 \cdot \pi \cdot 0,9 \cdot 7,6 = 35,4 \text{ kg}$$

$$\text{Waga żębów: } 0,044 \cdot 2,5 \cdot 0,2 \cdot 36 \cdot 0,9 \cdot 7,6 = 5,4 \text{ kg}$$

Przy indukcji 13700 w jarzmie straty wynoszą:

$$6,2 \times 35,4 = 220 \text{ W}$$

$$\text{Odpowiednio w żębach: } 9,3 \times 5,4 = 50 \text{ W}$$

Ogółem straty w żelazie stojana:

$$P_z = 270 \times 1,3 = 350 \text{ W.}$$

Przyjmujemy straty na tarcie i przewietrznik 4%

$$P_t = 750 \text{ W.}$$

Dane do wykresu:

$$\text{moc } 25 \text{ KM} = 18400 \text{ W} \quad \text{— skala amperów } 1 \text{ A} = 2 \text{ mm}$$

$$1 \text{ mm} = \frac{289 \cdot 3}{2} = 433 \text{ W}$$

$$25 \text{ KM} = 18400 \text{ W} = 42,4 \text{ mm} \quad P_t = 750 \text{ W} = 1,73 \text{ mm}$$

$$P_z = 350 \text{ W} = 0,81 \text{ mm}$$

$$P_{cu} = 3 \cdot R_1 I_0^2 = 3 \cdot 0,3 \cdot 7^2 = 44 \text{ W} = 0,1 \text{ mm}$$

$$U_a = 0,81 + 0,1 = 0,91 \text{ mm} \quad \cos \varphi_z = 0,292 = 58,4 \text{ mm}$$

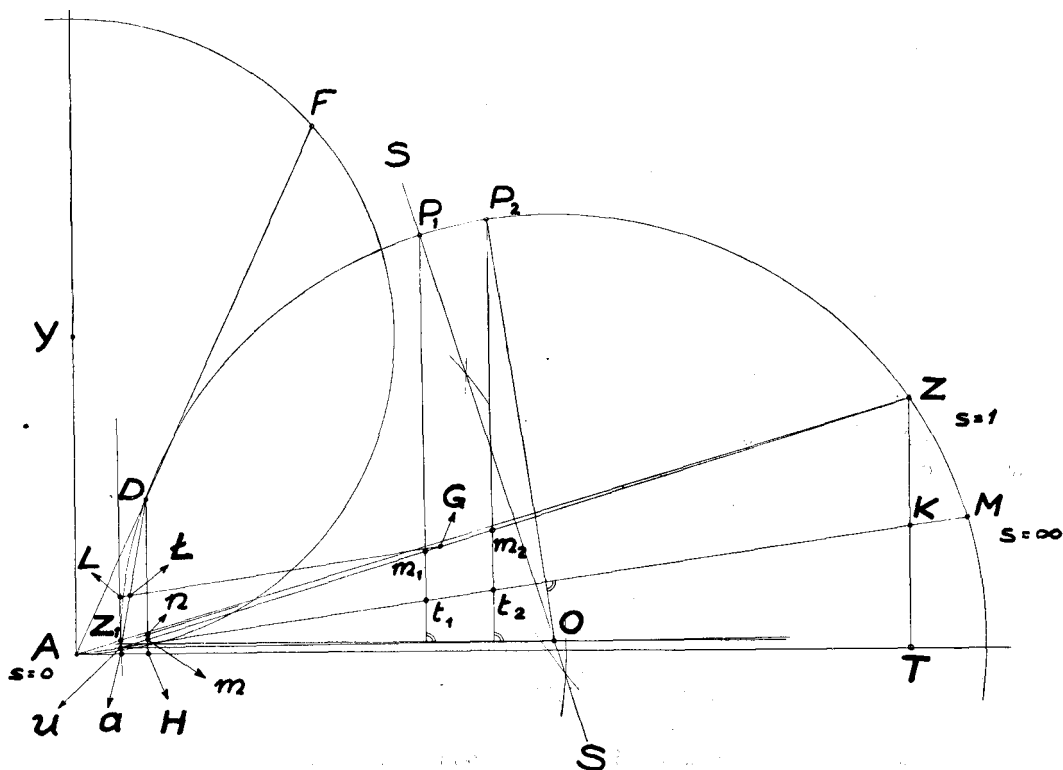
$$I_0 = 7 \text{ A} = 14 \text{ mm} \quad I_z = 136 \text{ A} = 272 \text{ mm}$$

Wyniki otrzymane z wykresu:

$$\text{prąd stojana } I_1 = 27 \text{ A} \quad \text{— sprawność } \eta = 88\%$$

$$\text{spółczynnik mocy } \cos \varphi = 0,91 \quad \text{— prąd wirnika } I_2 = 25,5 \text{ A}$$

$$\text{poślizg } s = 3,2\%$$



Rys. 28.

Wykres silnika 25 KM. 500 V.

Oryginalny rysunek wykonany został w skali $1 A = 2 \text{ mm}$ i $1 \text{ mm} = 433 \text{ W}$. Odbitka otrzymała w przybliżeniu skalę prądu $1 A = 0,85 \text{ mm}$ oraz skalę watów:

$$1 \text{ mm} = \frac{289 \cdot 3}{0,85} = 1020 \text{ W}.$$

Moc znamionowa $25 \text{ KM} = 18400 \text{ W}$ — $D_n = 18400 : 1020 = 18 \text{ mm}$.
Moc pobrana $DH = 20,5 \text{ mm}$, a więc sprawność —

$$\eta = \frac{D_n}{DH} = \frac{18}{20,5} = 0,88.$$

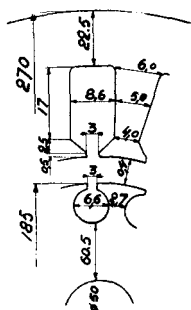
Prąd pierwotny $I_1 = AD = 22,9 \text{ mm} = 27 \text{ A}$. $AV = 42 \text{ mm}$. Średnica więc koła będzie miała 84 mm .

Jeśli cięciwa $AF = 76,5 \text{ mm}$, to przy średnicy 100 mm cięciwa —

$$AF = \frac{76,5}{0,84} = 91 \text{ mm} \text{ co oznacza, że } \cos \varphi = 0,91.$$

11) Obliczenie silnika zwartego 5 KM 1500 obr.

Silnik 5 KM zwarty 1500 obr. 120/210 V wykonany w blachach o cięciu jak w przykładzie 1, t. j. $D = 185$ i średnicy zewnętrznej 270 jak na rys. 25 przy szerokości rdzenia $l_x = 110 \text{ mm}$ $K_1 = 48$, $K_2 = 60$, przyjmujemy $\eta = 0,85$, $\cos \varphi = 0,84$, więc:



Rys. 29. *)

$$I_1 = \frac{5 \cdot 736}{3 \cdot 120 \cdot 0,85 \cdot 0,84} = 14,2 \text{ A}.$$

Przy 13 drutach w żłobku — $d = 2,5/2,8$ $q_1 = 4,8 \text{ mm}^2$.

$$\Phi = \frac{120 \cdot 0,97 \cdot 10^6}{1,065 \cdot 208} = 530\,000$$

Indukcja w szczelinie:

$$B_p = \frac{530\,000}{14,5 \cdot 11 \cdot 0,655} = 5100$$

Przy zębach w stojanie jak w przykładzie 1-ym otrzymujemy indukcję w zębach stojana —

$$B_{zs1} = \frac{5100 \cdot 12,1}{0,9 \cdot 4} = 17100$$

$$B_{zs2} = \frac{5100 \cdot 12,1}{0,9 \cdot 5} = 13700$$

$$B_{zs3} = \frac{5100 \cdot 12,1}{0,9 \cdot 6} = 11300$$

*) Początkowo silnik miał mieć żłobki i szczelinę jak na rys. 29. Przy obliczeniach okazało się, że lepiej wziąć szczelinę $0,35 \text{ mm}$ zamiast $0,4$, a otwór żłobka wirnika $b_1 = 2,5 \text{ mm}$ zamiast 3 mm .

W zębach wirnika :

$$B_{zw} = 0,96 \frac{5100 \cdot 9,67}{0,9 \cdot 2,7} = 19500$$

Pręt w wirniku o średnicy 5,8 mm, $q_2 \approx 26 \text{ mm}^2$ —

$$B_j = \frac{530000}{2 \cdot 2,25 \cdot 11 \cdot 0,9} = 12000$$

W wirniku będzie b. mała indukcja. Amperozwoje zębów stojana pg. wzoru 66:

$$AZ_{st} = \frac{70 + 40}{6} = 18,3$$

Amperozwoje zębów wirnika :

$$AZ_w = 220.$$

Amperozwoje obwodu magnetycznego:

$$\text{W szczelinie } 2 \cdot 0,035 \cdot 0,8 \cdot 5100 \cdot 1,15 = 330 \text{ Az.}$$

$$\text{W zębach stojana } 4 \cdot 18,3 \quad . \quad . \quad . \quad . = 73 \text{ „}$$

$$\text{W jarzmie stojana } 20 \cdot 6 \quad . \quad . \quad . \quad . = 120 \text{ „}$$

$$\text{W zębach wirnika } 220 \cdot 0,5 \quad . \quad . \quad . \quad . = 110 \text{ „}$$

$$\text{W wirniku } . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . = \text{—} \text{ „}$$

$$633 \text{ Az.}$$

Prąd namagnesowania —

$$I_m = \frac{2 \cdot 633 \cdot 0,74}{208} = 4,5 \text{ A}$$

Długość uzwojenia fazy stojana —

$$L_1 = 208 \left(\frac{0,205 \cdot \pi \cdot 1,5}{4} + 0,11 \right) = 73,5 \text{ m.}$$

Oporność uzwojenia fazy przy $d_1 = 2,3/2,6$, $q_1 = 4,15 \text{ mm}^2$ —

$$R_1 = \frac{73 \cdot 0,0213}{4,8} = 0,325 \Omega.$$

Oporność pręta wirnika pg. wzoru 76 przy średnicy pręta $d_2 = 5,8$, $q_2 = 26 \text{ mm}^2$ i pierścienia $b = 5$ i $h = 25 \text{ mm}$. $K_2 = 60$.

$$r_p = \frac{0,0213 \cdot 0,12}{26} = 0,000098 \Omega \quad r_b = \frac{0,0213 \cdot 0,16 \cdot \pi}{60 \cdot 125} = 0,00000142 \Omega$$

$$\alpha = \frac{180 \cdot 2}{60} = 6^\circ, \quad \sin \alpha = 0,1045 \quad (2 \sin \alpha)^2 = 0,04$$

$$r_2 = 0,000098 + \frac{2 \cdot 0,00000142}{0,04} = 0,000169 \Omega.$$

Oporność fazy miedzi wirnika pg. wzoru 80-go powiększona o 15% ze względu na prądy wirowe —

$$R'_2 = \frac{12 \cdot (104 \cdot 0,955)^2 \cdot 0,000169 \cdot 1,15}{60} = 0,38$$

Wobec czego oporność rzeczywista zwarcia —

$$R_z = R_1 + R'_2 = 0,325 + 0,38 = 0,705 \Omega.$$

Spółczynnik przewodności magnetycznej stojana —

$$\lambda_z = 1,25 \left(\frac{16}{25,8} + \frac{2,5}{8,6} + \frac{5}{11,7} + \frac{0,5}{3,0} \right) = 1,89$$

$$\lambda_s = \frac{1,25 \cdot (9,67 - 5,5)}{2,1} = 2,5$$

$$\lambda_c = 0,46 \cdot 4 \cdot \log \frac{1,5 \cdot 24,2}{11} = 0,95$$

$$\lambda_1 = 1,89 + 2,5 + \frac{24,2}{11} \cdot 1,07 = 6,47$$

Spółczynniki przewodności magnetycznej wirnika pg. wzorów 104 — 108.

$$\lambda_z = 1,25 \left(0,625 + \frac{0,5}{2,5} \right) = 1,1$$

$$\lambda_s = 1,25 \frac{12,1 - 5,5}{2,1} = 3,92$$

$$\lambda_p = 0,46 \log \frac{1,5 \cdot \pi \cdot 16,0}{6} = 0,51$$

$$\lambda_2 = 1,1 + 3,92 + \frac{0,84}{11} \frac{2 \cdot 0,51}{0,04} = 6,97$$

Oporność urojona fazy uzwojenia stojana —

$$X_1 = 628 \cdot 13 \cdot 104 \cdot 11 \cdot 6,47 \cdot 10^{-8} = 0,61 \Omega$$

Oporność fazy wirnika pg. wzoru 108 —

$$X'_2 = \frac{628 \cdot 3 \cdot (104 \cdot 0,955)^2 \cdot 6,97 \cdot 11 \cdot 10^{-8}}{60} = 0,235 \Omega$$

$$X_z = 0,61 + 0,235 = 0,845 \Omega$$

$$Z_z = \sqrt{0,845^2 + 0,705^2} = 1,1 \Omega$$

$$I_z = \frac{120}{1,1} = 109 \text{ A} \quad \cos \varphi_z = \frac{0,705}{1,1} = 0,64$$

$$\text{Waga jarzma: } 2,47 \cdot 0,225 \cdot 1,1 \cdot \pi \cdot 0,9 \cdot 7,6 = 13,2 \text{ kg}$$

$$\text{Waga zębów stojana: } 0,05 \cdot 0,2 \cdot 1,1 \cdot 48 \cdot 0,9 \cdot 7,6 = 3,6 \text{ kg}$$

$$13,2 \times 4,5 = 61$$

$$3,6 \times 6,5 = 24$$

$$85 \text{ W} + 30\% = 110 \text{ W}$$

$$P_z = 110 \text{ W}$$

$$P_t = 150 \text{ W}$$

$$\text{Skala wykresu: } 1 \text{ A} = 3 \text{ mm}$$

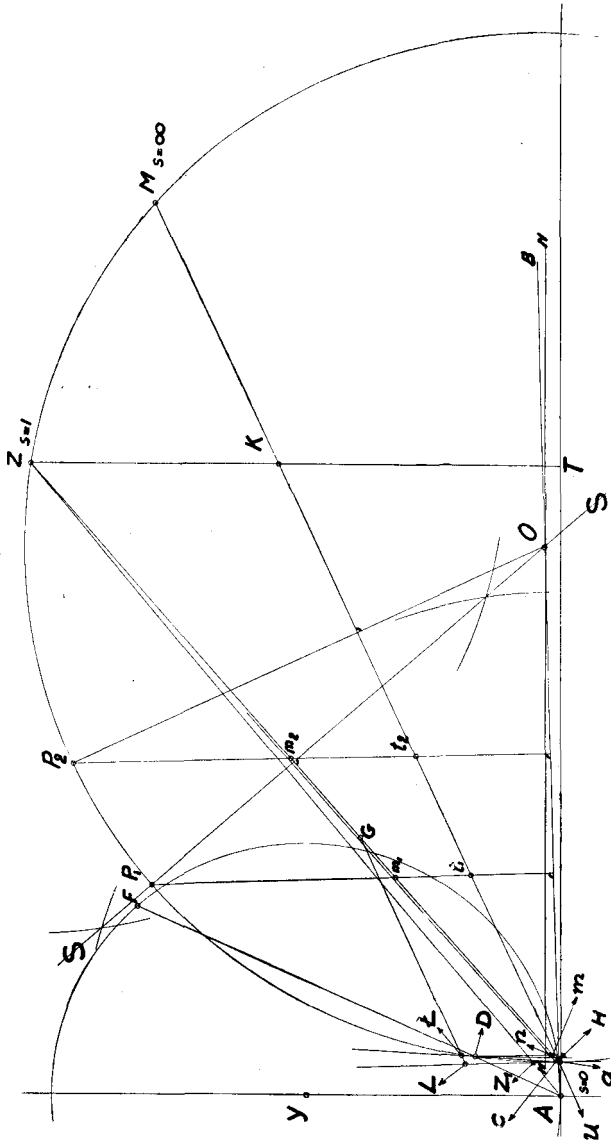
$$1 \text{ mm} = 120 \text{ W}$$

$$\text{Moc } 5 \text{ KM} = 3680 \text{ W} = 30,7 \text{ mm}$$

$$P_z = 0,9 \text{ mm} \quad P_t = 1,25 \text{ mm} \quad P_{ou} = 22,5 \text{ W}$$

$$I_m = 4,5 \text{ A} = 13,5 \text{ mm} \quad I_z = 109 \text{ A} = 327 \text{ mm} \quad \cos \varphi = 0,64$$

$$aU = 132,5 \text{ W} = 1,1 \text{ mm}$$



*Rys. 30. *)*

Wykres silnika 5 KM 120/210 V 1500 obr.

Oryginalny rysunek został wykonany w skali $1 \text{ A} = 3 \text{ mm}$ i $1 \text{ mm} = 120 \text{ W}$. Odbitka powyższa otrzymała skalę w pobliżu trójkąta ADH , $1 \text{ A} = 0,94 \text{ mm}$, $1 \text{ mm} = 360 : 0,94 = 382 \text{ W}$.

Moc użyteczna $3680 : 382 = 9,95 \text{ mm} = D_n$ Moc pobrana $DH = 11,3 \text{ mm}$

Sprawność $\eta = \frac{D_n}{DH} = 0,85$ Spółczynnik mocy $AF = 60,5 \text{ mm}$, $AV = 33,2 \text{ mm}$.

$$\text{Wobec czego } \cos \varphi = \frac{60,5}{2 \cdot 33,2} = 0,91.$$

*) Na wykresie stosunek $ZK : KT$ jest nieco inny niż wypada z obliczenia, gdyż rysunek został wykonany dla obliczenia pierwotnego o gorszym momencie rozruchu.

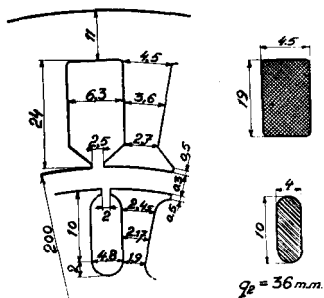
Z wykresu otrzymujemy: $I_1 = 13,2 \text{ A}$, $I_z = 34 \text{ mm} = 11,3 \text{ A}$
 sprawność $\eta = 85\%$ $\cos \varphi = 0,91$ Poślizg $s = 3,6\%$
 prąd zwarcia $I_z = 109 \text{ A} = \frac{109}{12,7} = 8,6$ krotny znamionowy.

Moment przy rozruchu $ZK = 113 \text{ mm} = \frac{113}{32} = 3,5$ krotny znamionowy.

Prąd zwarcia jest zbyt wielki, silnik wypadł cokolwiek za duży. W następnym obliczeniu należy zmniejszyć wymiary, zwiększyć ilość zwojów, zmniejszyć przekrój przewodu do gęstości 4 A/mm^2 .

12) Obliczenie silnika zwartego 2 KM — 750 obr./min.

Silnik zwarty 2 KM 750 obr./min. 220/380 V, $\eta = 0,8$, $\cos \varphi = 0,75$,
 blachy o średnicy 270 mm, $D = 200$, $I_x = 100$, $K_1 = 72$, $K_2 = 84$. Obie-
 ramy $C_1 = 36$, $z_1 = 864$.



Rys. 31.

$$t_{zs} = \frac{200 \cdot \pi}{72} = 8,73 \quad \frac{206 \cdot \pi}{72} = \frac{9,00}{2,7} = 6,3$$

$$\begin{array}{r} 200 \\ + 48 \\ \hline 248 \cdot \pi \\ 72 \end{array} = 10,8 \quad t_b = \frac{20,0 \pi}{8} = 7,85 \text{ cm}$$

$$\begin{array}{r} 10,8 \\ - 6,3 \\ \hline 4,5 \end{array}$$

$$I_1 = \frac{2 \cdot 736}{3 \cdot 220 \cdot 0,75 \cdot 0,8} = 3,75 \text{ A.}$$

Obieramy strumień w przybliżeniu dwa razy mniejszy, niż w poprzednim przykładzie t. j. $C_1 = 36$.

$$\Phi = \frac{220 \cdot 0,97 \cdot 10^6}{1,065 \cdot 864} = 234\,000 \quad B_p = \frac{234\,000}{7,85 \cdot 10 \cdot 0,655} = 4550 \quad \text{A Z}$$

$$B_{zs1} = 4550 \cdot \frac{8,73}{0,9 \cdot 2,7} = 16\,400 \quad 42$$

$$B_{zs2} = \frac{4550 \cdot 8,73}{0,9 \cdot 3,6} = 12\,300 \quad 5$$

$$B_{zs3} = \frac{4550 \cdot 8,73}{0,9 \cdot 4,5} = 9\,800 \quad 3$$

$$B_{zw1} = 4350 \cdot \frac{7,5}{0,9 \cdot 1,9} = 19\,100 \quad 190$$

$$\begin{array}{r} (200 - 20) \pi \\ 84 \end{array} = \frac{6,72}{- 1,9} = 4,82 \quad \begin{array}{r} 194 \cdot \pi \\ 84 \end{array} = \frac{7,25}{- 4,8} = 2,45$$

$$B_{zw2} = 4350 \cdot \frac{7,5}{0,9 \cdot 2,17} = 16\,700 \quad \begin{array}{r} \text{A Z} \\ 50 \end{array}$$

$$B_{zw3} = 4350 \frac{7,5}{0,9 \cdot 2,45} = 14\,800$$

A Z
15

$$B_j = \frac{234000}{2 \cdot 1,1 \cdot 10 \cdot 0,9} = 11\,800$$

5

$$AZ_s = \frac{42 + 24}{6} = 11 \quad AZ_w = \frac{190 + 200}{6} = 65$$

$$2 \cdot 0,8 \cdot 0,03 \cdot 4550 \cdot 1,15 = 251$$

$$4,8 \cdot 11 \quad . \quad . \quad . \quad . \quad = 53$$

$$10 \cdot 5 \quad . \quad . \quad . \quad . \quad = 50$$

$$2,4 \cdot 65 \quad . \quad . \quad . \quad . \quad = 156$$

$$510$$

$$I_m = 0,74 \frac{510 \cdot 4}{864} = 1,75 \text{ A}$$

W żłobku stojana zmieści się drut $\Phi 1,25/1,5$ $q_1 = 1,2$.

$$L_1 = 864 \left(\frac{0,224 \cdot \pi \cdot 1,5}{8} + 0,1 \right) = 200 \text{ m}$$

$$R_1 = \frac{200 \cdot 0,0213}{1,2} = 3,55 \, \Omega.$$

$$\text{W wirniku } r_p = \frac{0,0213 \cdot 0,11}{36} = 0,000065 \quad r_b = \frac{0,0213 \cdot 0,18 \pi}{84 \cdot 100} = 0,00000143$$

Przyjmujemy przekrój pierścienia $20 \times 5 = 100 \text{ mm}^2$.

$$\alpha = \frac{180 \cdot 4}{84} = 8,6^\circ \quad \sin \alpha = 0,15 \quad (2 \sin \alpha)^2 = 0,09$$

$$\frac{2 \cdot 0,00000143}{0,09} = 0,0000318 \quad + \quad \begin{array}{r} 0,000065 \\ 0,0000318 \\ \hline 0,0000968 \end{array}$$

$$R'_2 = \frac{12 \cdot (432 \cdot 0,955)^2 \cdot 0,0000968 \cdot 1,15}{84} = 2,7 \, \Omega$$

$$R_z = 3,55 + 2,7 = 6,25 \, \Omega.$$

$$\text{W stojanie } \lambda_z = 1,25 \left(\frac{19}{19} + \frac{1}{6,3} + \frac{5}{8,8} + \frac{0,5}{2,5} \right) = 2,40$$

$$\lambda_s = 1,25 \frac{7,5 - 4,5}{1,8} = 2,08$$

$$\lambda_c = 0,46 \cdot 3 \cdot \log \frac{1,5 \cdot 13}{7} = 0,46 \cdot 3 \cdot 0,45 = 0,62$$

$$\lambda_1 = 2,4 + 2,08 + 0,8 = 5,28$$

$$\text{W wirniku } \lambda_z = 1 \cdot 25 \left(\frac{10}{14,4} + \frac{0,5}{2,0} \right) = 1,25$$

$$\lambda_s = 1,25 \frac{8,73 - 4,5}{1,8} = 2,95$$

$$\lambda_p = 0,46 \log \frac{1,5 \pi 18}{5} = 0,46 \cdot 1,23 \cong 0,57$$

$$\lambda_2 = 1,25 + 2,95 + \frac{0,67 \cdot 2 \cdot 0,57}{10 \cdot 0,09} = 5,05$$

$$X_1 = 628 \cdot 36 \cdot 432 \cdot 10 \cdot 5,28 = 5,17 \Omega$$

$$\text{pg. wz. 108: } X'_2 = \frac{628 \cdot 3 (432 \cdot 0,955)^2 5,05 10}{84 \cdot 10^8} = 1,94 \Omega$$

$$X_z = 5,17 + 1,94 = 7,11$$

$$Z_z = \sqrt{7,11^2 + 6,25^2} = 9,5 \Omega$$

$$I_z = \frac{220}{9,5} = 23,2 \text{ A} \quad \cos \varphi_z = \frac{6,25}{9,5} = 0,66$$

$$\text{Waga jarzma: } 2,59 \cdot 0,11 \cdot \pi \cdot 0,9 \cdot 7,6 = 6,1 \text{ kg}$$

$$\text{Waga zębów st.: } 0,036 \cdot 0,24 \cdot 72 \cdot 0,9 \cdot 7,6 \cdot 1 = 4,25$$

$$6,1 \cdot 4,5 = 27,5 \text{ W} \quad 4,25 \cdot 4,2 = 19 \text{ W}$$

$$\frac{27,5}{19,0}$$

$$P_z = 46,5 \text{ W} + 30\% = 60 \text{ W}$$

$$\text{Na tarcie i przewietrznik } 3\% = P_t = 45 \text{ W}$$

$$\text{Skala wykresu } 1 \text{ A} = 10 \text{ mm} \quad - \quad 1 \text{ mm} = 66 \text{ W}$$

$$\text{Moc 2 KM} = 1472 \text{ W} = 22,3 \text{ mm}$$

$$P_z = 60 \text{ W} = 0,9 \text{ mm} \quad P_{ou} = 33 \text{ W} \quad Ua = 1,41 \text{ mm}$$

$$P_t = 45 \text{ W} = 0,75 \text{ mm} \quad I_m = 1,75 \text{ A} = 17,5 \text{ mm}$$

$$I_z = 23,2 \text{ A} = 232 \text{ mm} \quad \cos \varphi_z = 0,66$$

Z wykresu otrzymano.

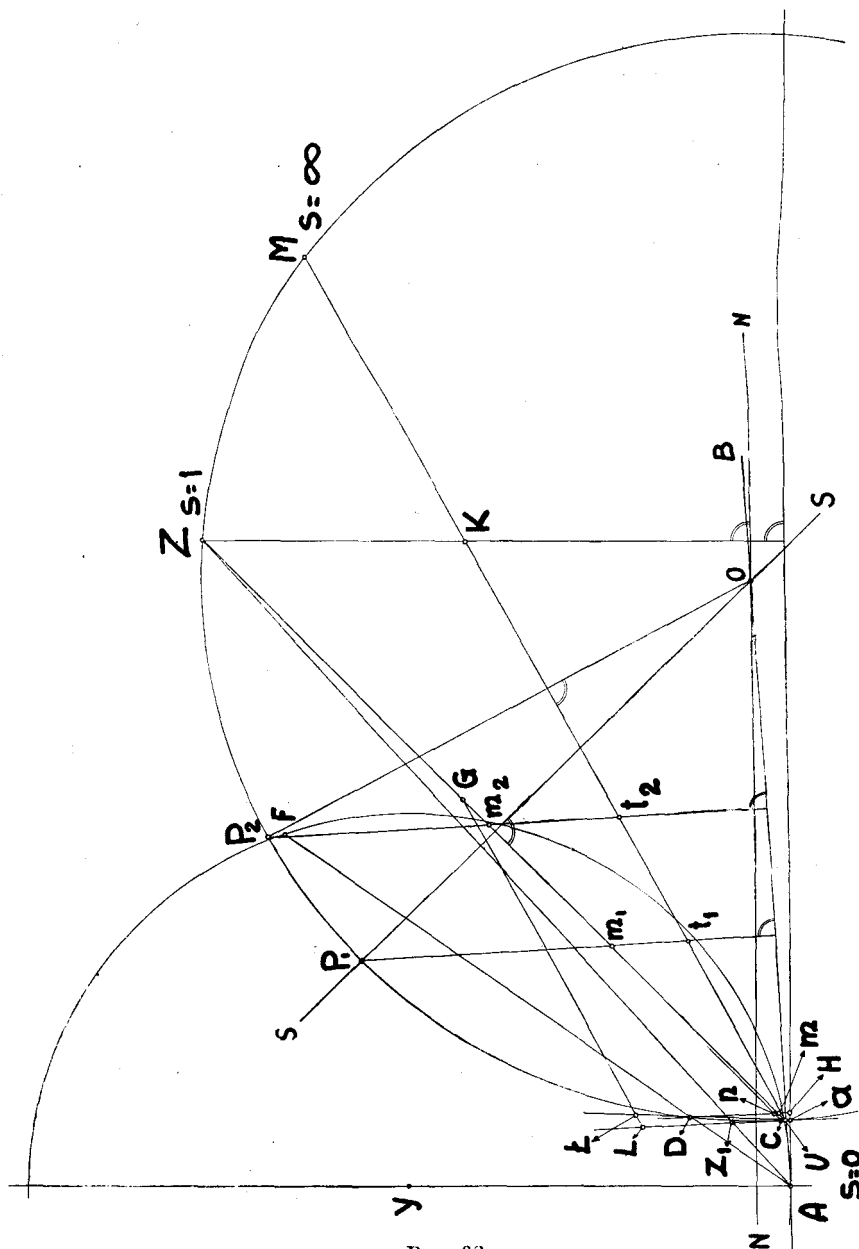
$$I_1 = 3,25/5,62 \text{ A} \quad I_2 = 2,7 \text{ A} \quad \eta = 0,845 \quad \cos \varphi = 0,81$$

$$\text{poślizg} = 0,038 \quad n = 722 \text{ obr./min.}$$

$$\text{Moment przy zwarcu: } \frac{Z K}{D t} = \frac{68}{24} = 2,82 \text{ znamionowego}$$

$$\text{Uderzenie prądu przy zwarcu: } \frac{23 \cdot 2}{3,25} = 7,1 \text{ krotność znamionowego.}$$

Moment przy zwarcu wypadł dość znaczny, lecz uderzenie prądu zamiast normalnego 5 do 5,5 krotnego stanowi 7,1 krotność znamionowego, co wynikało wskutek dość znacznych wymiarów projektowanego silnika. Przez powiększenie ilości zwojów możemy zmniejszyć prąd zwarcia.



Rys 32.

Wykres silnika 2 KM 750 obr., 220/380 V.

Rysunek oryginalny został wykonany w skali 1 A = 10 mm, 1 mm = 60 W. Odbitka otrzymała skalę prądu 1 A = 4,95 mm, 1 mm = 133,5 W.

$$AD = 16,1 \text{ mm} = 3,25 A \quad D_n = 1472 W : 133,5 = 11 \text{ mm}$$

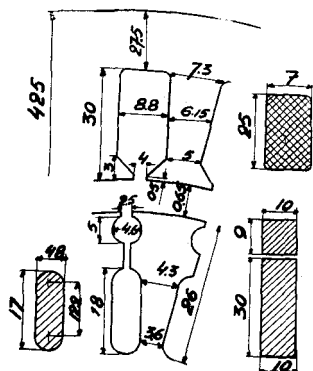
$$DH = 13 \text{ mm} \text{ a więc } \eta = 0,845$$

$$\text{Spółczynnik mocy: } AF = 80 \text{ mm przy } AY = 49,5 \text{ mm}$$

$$\text{a więc } \cos \varphi = \frac{80}{249,5} = 0,81$$

13) Obliczenie silnika dwuklatkowego 30 KM - 1000 obr/min.

30 KM. 1000 obr. 380/660 V. zwarty dwuklatk. Dane: $\cos \varphi = 0,85$, $\eta = 0,87$, $I_1 = 45/26$, $j_1 = 3,5 \text{ A/mm}^2$, $d_1 = 3,1/3,4$, $q_1 = 7,4 \text{ mm}^2$. Obieramy $B = 6000$, $Az/\text{cm} = 280$ i otrzymujemy $D = 31 \text{ cm}$, $t_b = 16,5$, $l_x = 17 \text{ cm}$, $C = 14$ drutów w żłobku, $K_1 = 72$, $K_2 = 90$.



Rys. 33, *)

$$t_{zs} = \frac{\pi \cdot 310}{72} = 13,5 \quad \frac{316 \cdot \pi}{72} = 13,8$$

$$\frac{370 \cdot \pi}{72} = 16,1$$

$$\begin{array}{r} 13,8 \\ - 8,8 \\ \hline 5,0 \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 16,1 \\ - 8,8 \\ \hline 7,3 \end{array}$$

$$\Phi = \frac{380 \cdot 0,97 \cdot 10^6}{1,065 \cdot 336} = 1\,040\,000$$

$$B_j = \frac{1\,040\,000}{1,8 \cdot 2,8 \cdot 17} = 12\,100$$

$$B_p = \frac{1\,040\,000}{16,5 \cdot 17 \cdot 0,655} = 5\,650$$

$$B_{zs1} = 5\,650 \cdot \frac{13,5}{0,9 \cdot 5} = 17\,000 \quad \begin{array}{l} AZ \\ 70 \end{array}$$

$$B_{zs2} = \dots = 13\,800 \quad 10$$

$$B_{zs3} = \dots = 11\,700 \quad 5$$

$$B_{zw} = 5\,450 \cdot \frac{10,8}{0,9 \cdot 3,6} = 18\,200 \quad 120$$

$$B_{zw2} = \dots = 15\,300 \quad 18$$

$$AZ_z \text{ stojana } \frac{70 + 40}{6} = 18,5$$

$$AZ_z \text{ wirnika: } \frac{120 + 72}{6} = 32 \quad \text{szczelina } \delta = 0,75$$

$$2 \cdot 0,075 \cdot 0,8 \cdot 5\,650 \cdot 1,15 = 780$$

$$6 \cdot 18,5 \dots = 111$$

$$20 \cdot 5,5 \dots = 110$$

$$5 \cdot 32 \dots = 160$$

$$16 \cdot 5,5 \dots = 88$$

$$\underline{1\,249}$$

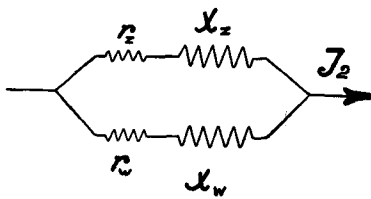
*) Przy obliczeniach przyjęto $\delta = 0,75$, $h_w = 28$, wymiary pierścienia dla klatki zewnętrznej 5×8 .

$$I_m = \frac{1249 \cdot 0,74 \cdot 3}{336} = 8,3 \text{ A} \sim 8,5 \text{ A}$$

$$L_1 = 336 \left\{ \frac{0,34 \cdot \pi \cdot 1,5}{6} + 0,17 \right\} = 147 \text{ m}$$

$$R_1 = \frac{147 \cdot 0,0213}{7,5} = 0,418 \Omega.$$

Wirnik dwukłatkowy składa się z dwóch klatek: zewnętrznej o większym oporze rzeczywistym i małym indukcyjnym i wewnętrznej o dużym indukcyjnym i małym rzeczywistym. Przy uruchamianiu, gdy poślizg $s = 1$, większy prąd ma przepływać przez zewnętrzną klatkę o wielkiej oporności rzeczywistej, przy czym moment obrotowy przy zwarcu wzrośnie. Moment



Rys. 33a.

obrotowy przy zwarcu jest proporcjonalny do stosunku $ZK : KT$ na wykresie rys. 24b. Oznaczmy przez: r_z — oporność rzeczywistą klatki zewnętrznej, przez x_z — oporność urojoną klatki zewnętrznej, przez r_w — rzeczywistą wewnętrzną, x_w — urojoną wewnętrzną. Obie klatki będą jak dwie równoległe gałęzie dla przepływu prądu.

Oporność zastępczą rzeczywistą wyrazi wzór:

$$R'_2 = \frac{r_z (r_w^2 + x_w^2) + r_w (r_z^2 + x_z^2)}{(r_w + r_z)^2 + (x_w + x_z)^2} \quad 115.$$

Oporność zastępczą urojoną:

$$X'_2 = \frac{x_z (r_w^2 + x_w^2) + x_w (r_z^2 + x_z^2)}{(r_w + r_z)^2 + (x_w + x_z)^2} \quad 116.$$

Oporność zwarcia:

$$R_z = R_1 + R'_2$$

$$X_z = X_1 + X'_2$$

$$Z_z = \sqrt{X_z^2 + R_z^2} \quad I_z = \frac{U_1}{Z_z} \quad \cos \varphi_z = \frac{R_z}{Z_z}$$

Dążymy do tego, by $\cos \varphi_z$ był możliwie wielki. Osiągamy to przez zmniejszenie X_1 , x_z i zwiększenie x_w . Oporności r_z nie możemy bardzo zwiększać, gdyż zmniejszyłoby to prąd w gałęzi zewnętrznej. Szukamy więc warunków przy których osiągniemy dość wielkie I_z , 4 do 5 razy większy od prądu znamionowego i duży $\cos \varphi_z$.

Dla klatki zewnętrznej:

$$r_p = \frac{0,0213 \cdot 0,18}{9} = 0,000425 \quad r_b = \frac{0,0213 \cdot 0,30 \pi}{90 \cdot 40} = 0,0000056 \Omega$$

$$\alpha = \frac{180 \cdot 3}{90} = 6^\circ \quad \sin 6^\circ = 0,1045 \quad (2 \sin \alpha)^2 = 0,04$$

$$\frac{2 \cdot 0,0000056}{0,043} = \frac{0,00026}{0,000425}$$

$$\frac{0,00026}{0,000425} = 0,000685$$

$$r_z = \frac{12 \cdot (168 \cdot 0,955)^2 \cdot 0,000685 \cdot 1,15}{90} = 2,72 \Omega.$$

Dla klatki wewnętrznej:

$$r_p = \frac{0,0213 \cdot 0,19}{75} = 0,000054 \quad r_b = \frac{0,0213 \cdot 0,26 \pi}{90 \cdot 300} = 0,00000064$$

$$\frac{2 \cdot 0,00000064}{0,0433} = \frac{0,0000295}{0,000054}$$

$$\frac{0,0000295}{0,000054} = 0,0000835$$

$$r_w = \frac{12 (168 \cdot 0,955)^2 \cdot 0,0000835 \cdot 1,15}{90} = 0,343 \Omega.$$

Przewodność magnetyczna str. rozpr. stojana:

$$\lambda_z = 1,25 \left(\frac{24}{26} + \frac{1}{8,8} + \frac{5}{12,8} + \frac{0,5}{4} \right) = 1,93$$

$$\lambda_s = 1,25 \frac{10,8 - 6,5}{4,5} = 1,2$$

$$\lambda_c = 0,46 \cdot 4 \cdot \log \frac{1,5 \cdot 267}{15} = 0,46 \cdot 4 \cdot 0,56 = 0,775$$

$$\lambda_1 = 1,93 + 1,2 + \frac{26,7}{17} \cdot 0,775 = 4,35$$

$$X_1 = 628 \cdot 14 \cdot 168 \cdot 4,35 \cdot 17 \cdot 10^{-8} = 1,09 \Omega.$$

Przewodność magnetyczna strumienia klatki zewnętrznej:

$$\lambda_z = 1,25 \left(0,623 + \frac{0,5}{2,5} \right) = 1,05$$

$$\lambda_s = 1,25 \frac{13,5 - 6,5}{4,5} = 1,94$$

$$\lambda_p = 0,46 \log \frac{1,5 \pi \cdot 30}{2,6} = 0,46 \cdot 1,735 = 0,8$$

$$\lambda_2 = 1,05 + 1,94 + \frac{1,04 \cdot 2 \cdot 0,8}{17 \cdot 0,043} = 5,27$$

$$x_z = \frac{628 \cdot 3 (168 \cdot 0,955)^2 \cdot 5,27 \cdot 17 \cdot 10^{-8}}{90} = 0,485 \Omega.$$

Oporność urojona klatki wewnętrznej około 5 razy większa niż r_z , aby była w przybliżeniu.

$$x_w = 15 \Omega$$

$$\text{pg. wzoru 115. } R'_2 = \frac{2,72 (0,34^2 + 15^2) + 0,343 (2,72^2 + 0,485^2)}{3,06^2 + 15,48^2} = 2,47 \Omega.$$

$$X'_2 = \frac{0,485 (0,343^2 + 15^2) + 15 (2,72^2 + 0,485^2)}{3,06^2 + 15,48^2} = 0,862 \Omega.$$

Oporność rzeczywista zwarcia:

$$R_z = R_1 + R'_2 = 0,418 + 2,47 = 2,89 \Omega.$$

Oporność urojona zwarcia:

$$X_z = X_1 + X'_2 = 1,09 + 0,86 = 1,95 \Omega.$$

Oporność więc pozorna zwarcia:

$$Z_z = \sqrt{1,95^2 + 2,89^2} = 3,48 \Omega.$$

$$I_z = \frac{380}{3,48} = 109 \text{ A} \quad \cos \varphi_z = \frac{2,89}{3,48} = 0,83.$$

Przy pracy znamionowej, gdy poślizg będzie wynosił ok. 0,04 t. j. $s = 0,04$ oporności urojone obu klatek zmniejsza się w przybliżeniu na 0,04 t. j. $x_z \cdot 0,04 = 0,485 \cdot 0,04 = 0,0194 \Omega$, $x_w \cdot 0,04 = 0,6 \Omega$.

Podstawiając powyższe wartości do wzorów 115, 116, otrzymujemy:

$$R'_2 = 0,392 \quad X'_2 = 0,455.$$

Wobec czego dla pracy znamionowej:

$$R_z = 0,418 + 0,392 = 0,81 \Omega \quad X_z = 1,09 + 0,455 = 1,55 \Omega$$

$$Z_z = \sqrt{1,55^2 + 0,81^2} = 1,73 \Omega$$

$$I_z = \frac{380}{1,73} = 219 \text{ A} \quad \cos \varphi_z = \frac{0,83}{1,73} = 0,48$$

Straty w żelazie rdzenia:

$$\text{Waga jarzma: } 0,275 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 1,7 \cdot 0,9 \cdot 7,6 = 40,6 \text{ kg.}$$

$$,, \text{ zębów: } 0,0615 \cdot 0,3 \cdot 1,7 \cdot 72 \cdot 0,9 \cdot 7,6 = 15,3 \text{ kg.}$$

$$40,6 \cdot 4,5 \text{ W/kg} = 182 \text{ W}$$

$$15,3 \cdot 6,5 \text{ „} = 100$$

$$182 + 30\% = 370 \text{ W.}$$

Skala wykresu 1 A = 1,5 mm

$$30 \text{ KM} = 22100 \text{ W.} \quad 1 \text{ mm} = 760 \text{ W.} \quad 30 \text{ KM} = 29,1 \text{ mm}$$

$$P_z = 370 \text{ W} = 0,485 \text{ mm} \quad P_{0u} = 90 \text{ W} \quad U_a = 0,6 \text{ mm}$$

$$P_t = 760 \text{ W} = 1 \text{ mm} \quad I_0 = 8,5 \text{ A} = 12,8 \text{ mm}$$

$$I_{zr} = 219 \text{ A} = 328 \text{ mm przy biegu} \quad \cos \varphi_z = 0,48$$

$$I_{zs} = 109 \text{ A} = 163 \text{ mm przy zwarcu} \quad \cos \varphi_z = 0,83$$

Z wykresu otrzymano:

$$I_1 = 23,7/41 \text{ A} \quad I_2 = 22 \text{ A} \quad \eta = 0,895 \quad \cos \varphi = 0,91$$

$$\text{Prąd zwarcia } \frac{109}{24} = 4,5 \text{ krotności znamionowego}$$

$$\text{Moment przy zwarciu } M_z = \frac{Q Q_1}{Dt} = \frac{116}{31} = 3,74 \text{ krotny}$$

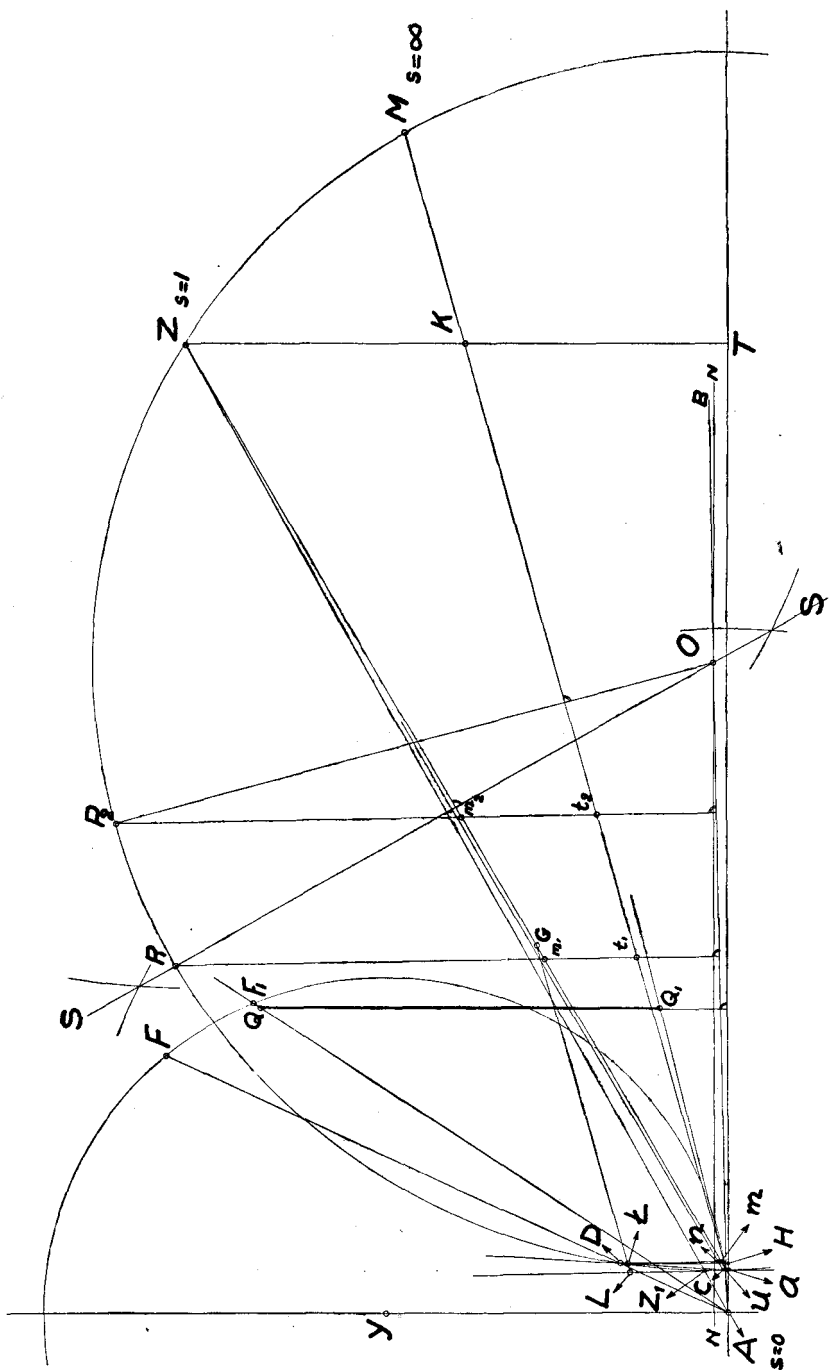
$$\text{Poślizg } s = 0,026 \quad 974 \text{ obr./min.}$$

Jak widać w rys. 10, moment przy zwarciu będzie tym większy, im większy będzie strumień przy zwarciu Φ_2 i prąd I_2 . Właściwie idzie tu o to, by otrzymać możliwie wielki moment przy możliwie małym prądzie zwarcia. Strumień Φ_2 będzie tym większy im większe jest R_2 w stosunku do X_2 . Wypadkowy prąd w wirniku, z prądów w klatce zewnętrznej i wewnętrznej, będzie miał tym większą oporność w swym obwodzie, im większy będzie prąd klatki zewnętrznej. By składowy prąd obu klatek nie był zbyt mały, oporność rzeczywista klatki zewnętrznej nie może być zbyt wielka. Gdybyśmy na przykład wykonali klatkę zewnętrzną z mosiądzu zamiast miedzi, przy dość znacznym prądzie w klatce wewnętrznej, to silnik nie będzie miał silnego momentu przy rozruchu.

Wszystko sprowadza się więc do tego, by oporność urojona klatki wewnętrznej była możliwie wielka.

Możemy na zasadzie wzorów 115 i 116 obliczać silniki o rozmaitych opornościach obu klatek. Pytanie to należy rozwiązać najpierw teoretycznie, a dopiero później rozważyć środki pozwalające na wykonanie klatek o niezbędnych opornościach. Obierając np. dla oporności urojonej klatki wewnętrznej, wartości 12, 8, lub 5 zamiast 15 Ω , bez zmiany oporności rzeczywistej klatki zewnętrznej 2,72 Ω , znajdziemy kilka wartości momentów rozruchowych przy większych uderzeniach prądu. Odwrotnie przy oporności rzeczywistej klatki zewnętrznej równej 3, 5 lub 10 Ω , otrzymujemy inne wartości momentów przy mniejszym uderzeniu prądu.

Oporności rzeczywiste klatki zewnętrznej równe 3, 5, lub 10 omów, możemy otrzymać bądź przez zmianę materiału, bądź przez zmianę przekroju. Trudniej nieco, otrzymać odpowiednią oporność urojoną, mniejszą lub większą.



Rys. 34.

Wykres silnika 30 KM 660/380 1000 obr/m.

Wykres został wykonany w skali $1 A = 1,5 \text{ mm}$, $1 \text{ mm} = 760 \text{ W}$.
 Odbitka otrzymała skalę prądu $1 A = 0,655 \text{ mm}$, $1 \text{ mm} = 1735 \text{ W}$.

$$\begin{array}{rcl}
1,6 \cdot 0,05 \cdot 6\,220 \cdot 1,15 & = & 572 \\
5,4 \cdot 12 & . & . & . & . & = & 65 \\
12 \cdot 7,6 & . & . & . & . & = & 91 \\
4 \cdot 19,7 & . & . & . & . & = & 79 \\
8 \cdot 6 & . & . & . & . & = & 48 \\
& & & & & \hline
& & & & & 855
\end{array}$$

$$I_m = \frac{855 \cdot 0,74 \cdot 5}{480} = 6,6 \text{ A}$$

$$L_1 = 480 \left\{ \frac{0,357 \cdot \pi \cdot 1,5}{10} + 0,17 \right\} = 162 \text{ m}$$

$$R_1 = \frac{162 \cdot 0,0213}{3,8} = 0,91 \, \Omega$$

Dla klatki zewnętrznej:

$$r_p = \frac{0,0213 \cdot 0,18}{8,5} = 0,00045 \quad r_b = \frac{0,0213 \cdot \pi \cdot 0,33}{96 \cdot 30} = 0,0000077$$

$$\alpha = \frac{180 \cdot 5}{96} = 9^\circ 24' \quad (2 \sin \alpha)^2 = 0,107$$

$$\begin{array}{rcl}
\frac{2 \cdot 0,0000077}{0,107} & = & 0,000144 \\
& + & 0,00045 \\
\hline
& & 0,000594
\end{array}$$

$$r_z = \frac{12 (240 \cdot 0,955)^2 \cdot 0,000594 \cdot 1,15}{96} = 4,45 \, \Omega$$

Dla klatki wewnętrznej:

$$r_p = \frac{0,0213 \cdot 0,180}{65} = 0,000059 \quad r_b = \frac{0,0213 \cdot \pi \cdot 0,3}{96 \cdot 150} = 0,0000014$$

$$\begin{array}{rcl}
\frac{2 \cdot 0,0000014}{0,107} & = & 0,0000262 \\
& + & 0,000059 \\
\hline
& & 0,0000852
\end{array}$$

$$r_w = \frac{12 (240 \cdot 0,955)^2 \cdot 0,0000852 \cdot 1,15}{96} = 0,64 \, \Omega$$

Przewodnictwo magnetyczne pól rozproszenia w stojanie:

$$\lambda_z = 1,25 \left(\frac{21}{20,7} + \frac{2}{6,9} + \frac{5}{9,9} + \frac{0,5}{3} \right) = 2,45$$

$$\lambda_s = 1,25 \left(\frac{10,93 - 5,5}{3} \right) = 2,26$$

$$\lambda_c = 0,46 \cdot 3 \cdot \log \left(\frac{1,5}{10} \frac{17,6}{10} \right) = 0,46 \cdot 3 \cdot 0,42 = 0,58$$

$$\lambda_1 = 2,45 + 2,26 + \frac{176}{170} 0,57 = 5,25$$

$$X_1 = \frac{628 \cdot 16 \cdot 240 \cdot 5,26 \cdot 17}{10^8} = 2,15 \, \Omega$$

W wirniku klatka zewnętrzna —

$$\lambda_z = 1,25 \left(0,623 + \frac{0,5}{2,5} \right) = 1,05 \quad \lambda_s = 1,25 \left(\frac{11,7 - 5,5}{3} \right) = 2,6$$

$$\lambda_p = 0,46 \cdot \log \frac{1,5 \cdot \pi \cdot 32,9}{2,2} = 0,46 \cdot 1,845 = 0,85$$

$$\lambda_2 = 1,05 + 2,6 + \frac{1,08 \cdot 2 \cdot 0,85}{17 \cdot 0,107} = 4,66$$

$$x_z = \frac{628 \cdot 3 \cdot (240 \cdot 0,955)^2 \cdot 4,66 \cdot 17}{96 \cdot 10^8} = 0,81$$

x_w = wykonywamy ok. 25 Ω t. j. w przybliżeniu 5 razy większy niż r_z

Pg. wzorów 115 i 116 otrzymujemy:

$$R'_2 = 4,22 \, \Omega \quad X'_2 = 1,44 \, \Omega \quad R_z = 0,91 + 4,22 = 5,13 \, \Omega$$

$$X_z = 2,15 + 1,44 = 3,59 \, \Omega \quad Z_z = \sqrt{3,59^2 + 5,13^2} = 6,26 \, \Omega$$

$$I_z = \frac{380}{6,26} = 60,5 \, A \quad \cos \varphi_z = \frac{5,13}{6,26} = 0,82$$

W ruchu — przy $s = 0,04$

$$R'_2 = 0,64 \, \Omega \quad X'_2 = 0,735 \, \Omega$$

$$R_z = 0,91 + 0,64 = 1,55 \, \Omega \quad X_z = 2,15 + 0,735 = 2,89 \, \Omega$$

$$Z_z = \sqrt{2,89^2 + 1,55^2} = 3,28 \, \Omega$$

$$I_z = \frac{380}{3,28} = 116 \, A \quad \cos \varphi_z = \frac{1,55}{3,28} = 0,472$$

Straty w żelazie:

$$W_j = 4,07 \cdot \pi \cdot 0,18 \cdot 1,7 \cdot 0,9 \cdot 7,6 = 26,8 \, \text{kg}$$

$$W_z = 0,0585 \cdot 0,27 \cdot 1,7 \cdot 90 \cdot 0,9 \cdot 7,6 = 16,5 \, \text{kg}$$

$$26,8 \cdot 5,8 = 155 \, W$$

$$16,5 \cdot 6 = 99 \, W$$

$$P_z = 254 + 30\% = 330 \, W$$

Na tarcie i przewietrznik 3,5% = 390 W.

Skala wykresu $1 A = 2,5 \text{ mm}$.

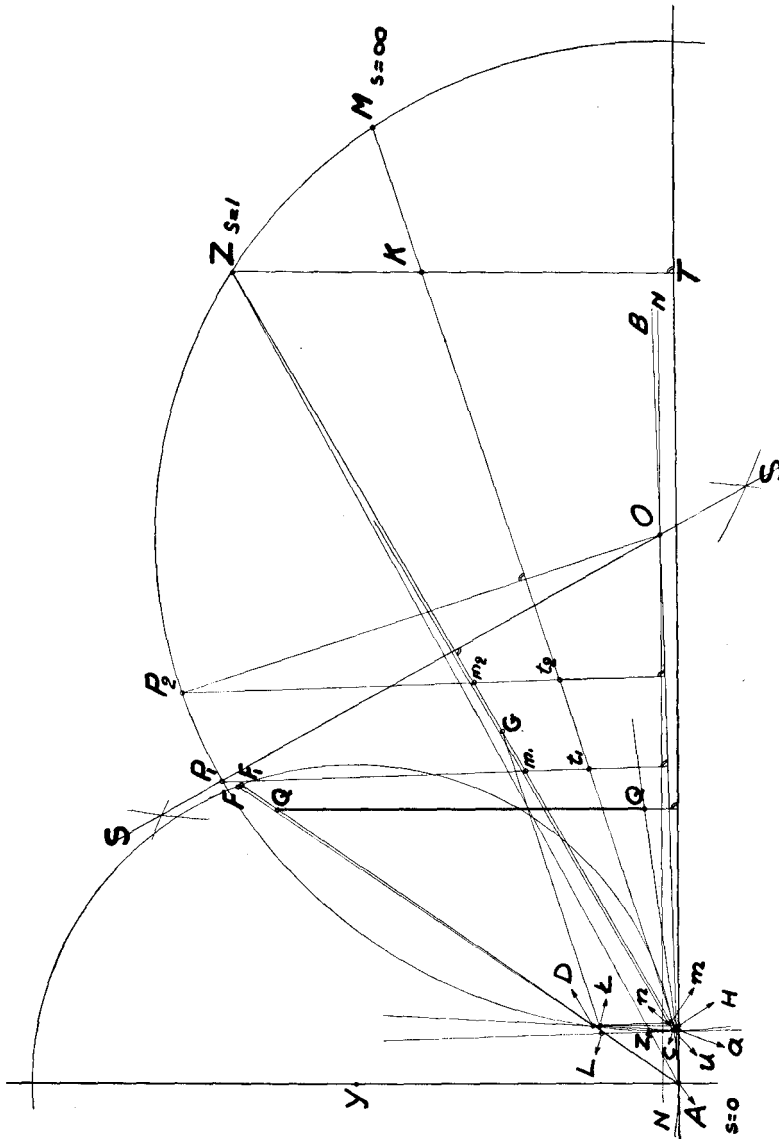
$$1 \text{ mm} = 456 \text{ W} \quad 15 \text{ KM} = 11050 \text{ W} = 24,2 \text{ mm}$$

$$P_z = 330 \text{ W} = 0,72 \text{ mm} \quad P_{0u} = 120 \text{ W} \quad U_a = 1 \text{ mm}$$

$$P_t = 390 \text{ W} = 0,85 \text{ mm} \quad I_0 = 6,6 \text{ A} = 16,5 \text{ mm}$$

$$\text{dla ruchu } I_z = 116 \text{ A} = 290 \text{ mm} \quad \cos \varphi_z = 0,442$$

$$\text{dla spoczynku } I_z = 60,5 \text{ A} = 151 \text{ mm} \quad \cos \varphi_z = 0,82.$$



Rys. 36.

Wykres silnika 15 KM 660/380 V. 600 obr.

Z wykresu otrzymano:

$$I_1 = 13,2/22,8 \text{ A} \quad \eta = 0,89 \quad \cos \varphi = 0,825$$

Moment przy zwarcu $M_z = 4,25$ znamion.

$$\text{Uderzenie prądu } I_z = \frac{60,5}{13} = 4,65 \text{ znamion.}$$

$$\text{poślizg } s = 2,5\% \quad n = 585 \text{ obr./min.}$$

Rysunek wykonany został w skali prądowej $1 \text{ A} = 2,5 \text{ mm}$; $1 \text{ mm} = 456 \text{ W}$.
Odbitka otrzymała skalę prądu $1 \text{ A} = 1 \text{ mm}$ i skalę mocy $1 \text{ mm} = 1140 \text{ W}$.
 $15 \text{ KM} = D_n = 9,7 \text{ mm}$ $DH = 10,9 \text{ mm}$ $AF = 69 \text{ mm}$ $AV = 42 \text{ mm}$

$$\text{Spółczynnik mocy } \cos \varphi = \frac{69}{2,42} = 0,825$$

Skala całkowitego rysunku różni się nieco od $1 \text{ mm} = 1 \text{ A}$, szczególnie odstęp AZ . Prąd przy zwarcu w spoczynku AQ w kierunku AF_1 . $AQ = 60,5 \text{ A}$.
Moment przy zwarcu odcinek QQ . Stosunek odcinka $QQ:Dt$ wyznacza powiększenie momentu obrotu przy zwarcu względem momentu znamionowego

$$M_z = M_1 \frac{QQ}{Dt} = \sim 4,25$$

Punkt t znajduje się na prostej $t_1 t_2 KM$, lecz nie jest oznaczony na rysunku.

Idealem silnika zwartego byłby silnik ruszający przy bezpośrednim włączeniu wyłącznikiem bez przełącznika gwiazda — trójkąt, nie wymagający skomplikowanych przyrządów, szczególnie przy samoczynnym uruchamianiu.

Z podanych przykładów obliczeń widoczne jest, że znaczne zalety silnika dwuklatkowego można osiągnąć przez zręczną konstrukcję rozmaitych części, a nie tylko przez powiększenie oporności urojonej klatki wewnętrznej.

Przy stałych opornościach silnika i sinusoidalnych prądach i strumieniach, zmiana napięcia przyłożonego zmienia prąd zwarcia proporcjonalnie, a moment proporcjonalnie do kwadratu prądów. To samo otrzymalibyśmy przy zmianie ilości zwojów i stałym napięciu zwarcia. Prądy i momenty rozruchowe określane przy różnych napięciach, porównywać możemy z warunkami — przy napięciu znamionowym mnożąc prąd przez stosunek napięć, a moment przez kwadrat tego stosunku.

III. Wykresy kołowe.

1. Rys historyczny.

Wykresy kołowe mają duże znaczenie przy badaniach, ścisłych obliczeniach i projektowaniu. W niektórych wypadkach nieścisłość wykresu może wywołać dalsze nieścisłe wnioski. Ważne jest, byśmy sobie uświadomili zakres ścisłości rozmaitych wykresów w różnych warunkach i wpływ tego czy innego uproszczenia na rozważaną zależność.

W pracy, ogłoszonej w „Elektrotechnische Zeitschrift”, z 1895 r. A. Heyland wykazał, że geometrycznym miejscem końców wektorów prądu stojana, przy stałych współczynnikach samoindukcji, — jest koło. Wykres kołowy otworzył nową dziedzinę nieznanych przedtem zależności między warunkami prądowymi, zachodzącymi w silnikach asynchronicznych. Wielkie odkrycie Heylanda pozwalało oceniać warunki pracy silników, na zasadzie badań biegu jałowego i zwarcia, z daleko większą dokładnością niż było wtedy stosowane przy badaniu maszyn. Wykres Heylanda dawał dość ściśle wyniki przy silnikach większych o małych stratach, dobrym współczynniku mocy, a więc przy małym rozproszeniu strumienia. Należy też zauważyć, że sprawność i współczynnik mocy silników z owych czasów były nieco wyższe niż obecnych, co prawda przy wadze wielokrotnie większej. Dla małych jednak silników oraz średnich na wolne obroty, pierwotny wykres Heylanda dawał dość znaczne odchylenia, gdyż nie uwzględniał w konstrukcji koła wykresu, ani strat w oporności uzwojenia pierwotnego, ani też strat w żelazie rdzenia.

Schemat zastępczy rys. 5 jest podstawą wykresu Heylanda. Wykres Heylanda jest więc w istocie wykresem kołowym naszego *transformatora idealnego* przy zmiennej oporności rzeczywistej R_n w obwodzie wtórnym, jak na rys. 37. Tylko oporności urojone X_1 , X_2 i X wpływały na konstrukcję koła tego wykresu.

Nieco ściślejszy był wykres Ossanny, którego to koło prądowe uwzględniało już oporność rzeczywistą R_1 w obwodzie prądu pierwotnego, lecz nie uwzględniało wpływu strat żelaza na wykres.

Schemat zastępczy rys. 7 transformatora powietrznego jest podstawą konstrukcji wykresu Ossanny.

W roku 1910 ogłasza Sumec w ETZ str. 111, wywody, wykazujące, że geometrycznym miejscem końców wektorów prądu pozostanie koło, jeśli straty w żelazie stojana będą uwzględnione.

La Cour dowiódł, że geometrycznym miejscem końców wektorów prądu w dowolnym obwodzie prądowym będzie okrąg koła, jeśli tylko pewne oporności obwodu będą niezmiennie. Wywody te, podane są w książkach

Arnolda la Cour'a, „Die Wechselstromtechnik”, tom I i V, „Die Induktionsmaschinen“ — i tu w dalszym ciągu częściowo przytoczone. Te ostatnie wywody stworzyły wykres nazywany często wykresem „ściśłym“, (podany wykres praktyczny). Dpl. Ing. F. Salinger w książce, „Die Asynchronen Drehstrommaschinen“, na str. 60, nazywa taki wykres „Das genaue Kreisdiagram“, choć Prof. Rud. Richter w książce „Elektrische Maschinen“ tom 4, na str. 43 nazywa ten wykres ściśłym, lecz zawsze podaje wyraz „ściśły“ w nawiasach.

Oczywiste jest, że podstawą konstrukcji wykresu ściśłego są pewne uproszczenia, lecz tym nie mniej wykres otrzymany na zasadzie wywodów la Cour'a jest najściślejszym z istniejących.

Każdy z podanych tu wykresów kołowych jest często nazywany przez niespecjalistów wykresem Heylanda, co jest też najlepszym uczczeniem zasług tego wielkiego odkrywcy. Tylko dla wygody rozróżnienia zalet czy wad rozmaitych wykresów będziemy tu nazywali wykresem Heylanda otrzymany przez inwersję z schematu zastępczego rys. 37 i pokazany na rys. 39.

2. Rozmaite współczynniki rozproszenia.

Najczęściej rozproszenie bywa ujmowane za pomocą współczynników samoindukcji. Oznaczmy przez L współczynnik samoindukcji uzwojenia pierwotnego transformatora idealnego przy biegu jałowym, rys. 1. Strumień całkowity sprzężony z uzwojeniem pierwotnym Φ_1 będzie tworzył tę samoindukcję. Oznaczmy przez M współczynnik samoindukcji wzajemnej t. j. wytworzony przez strumień główny Φ .

Różnicę między L i M możemy nazwać współczynnikiem samoindukcji pola rozproszenia, $S = L - M$

$$\text{Stosunek: } \frac{L}{M} = \sigma \dots\dots\dots 116a$$

nazywany jest współczynnikiem rozproszenia *Hopkinsona*.

Między opornościami urojonymi X_1 X_2 i X oraz współczynnikami samoindukcji zachodzi zależność:

$$\frac{L}{M} = \frac{X + X_1}{X} = \sigma \dots\dots\dots 117.$$

Współczynnikami rozproszenia *Heylanda* nazywamy zależności:

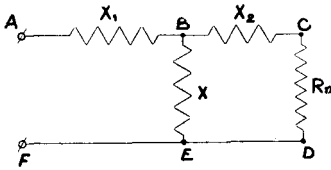
$$\tau_1 = \frac{X_1}{X} \quad \text{oraz} \quad \tau_2 = \frac{X_2}{X} \dots\dots\dots 118.$$

Współczynnik Heylanda całkowitego rozproszenia —

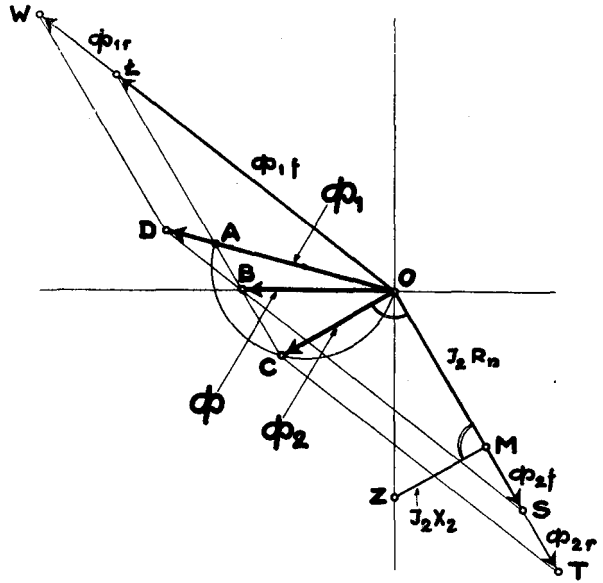
$$\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1 \tau_2 = \frac{X_1 + X_2 + X_1 X_2}{X} \dots\dots\dots 119.$$

3) Wykres Heylanda.

Z wykresu strumieni, jak na rys. 8 można wyprowadzić wykres Heylanda. Wykres strumieni należy wykonać dla transformatora idealnego, a więc dla schematu zastępczego, rys. 37, w którym oporność zmienna R_n przedstawia pracę zewnętrzną silnika lub oporność rzeczywistą obwodu zewnętrznego transformatora. Przy zmianie R_n od ∞ do 0 otrzymamy zmiany od biegu jałowego do zwarcia.



Rys. 37.



Rys. 38.

Na rys. 38 strumienie fikcyjne wyrażają wektory $OŁ$ i OS , a strumienie rozproszenia $ŁW = \Phi_{1r}$ i $ST = \Phi_{2r}$, stosunki zaś:

$$\frac{WŁ}{OŁ} = \frac{\Phi_{1r}}{\Phi_{1f}} = \tau_1 \dots\dots\dots 120.$$

$$\frac{ST}{OS} = \frac{\Phi_{2r}}{\Phi_{2f}} = \tau_2 \dots\dots\dots 121.$$

Z powyższych wynika, że:

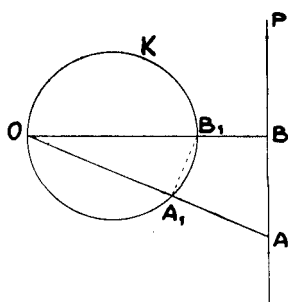
$$\frac{BA}{AŁ} = \frac{AD}{AO} = \tau_1 \dots\dots\dots 122.$$

lub w sposób podobny —

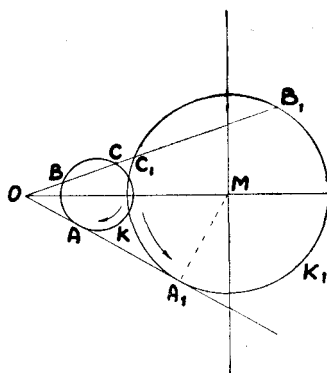
$$\frac{BC}{BŁ} = \tau_2 \dots\dots\dots 123.$$

Dodając po jedności do obu stron równań 122 i 123, otrzymujemy:

$$\frac{BŁ}{AŁ} = 1 + \tau_1 \dots\dots\dots 124.$$



Rys. 41.



Rys. 42.

Krzywą inwersyjną do prostej P rys. 41, jest koło przechodzące przez środek inwersji, gdyż:

$$\frac{OB_1}{OA_1} = \frac{OA}{OB} = \text{czyli że: } OB_1 \cdot OB = OA_1 \cdot OA = I$$

w czym I jest potęgą inwersji.

Krzywą inwersyjną koła nie przechodzącego przez środek inwersji, jest koło. Na rys. 42 koła K i K₁ są względem siebie inwersyjne, gdyż —

$$OB \cdot OB_1 = OC \cdot OC_1 = OA \cdot OA_1$$

Jeśli oba koła będą nałożone na siebie, t. j. jeśli jedno koło będzie inwersyjnym do koła o takiej samej średnicy o tymże środku, to kwadrat stycznej będzie potęgą inwersji:

$$OA^2 = \rho^2 = I \dots\dots\dots 130.$$

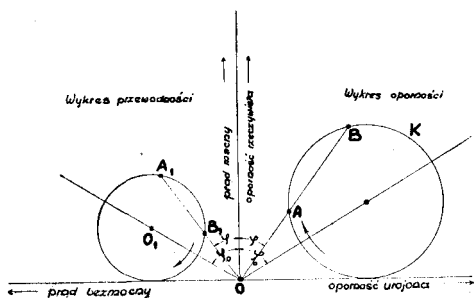
Jeśli koło K₁, rys. 42, będzie inwersyjnym dla koła tej samej średnicy o tymże środku, to każdemu punktowi C₁ jednego koła będzie odpowiadał punkt B₁ drugiego, tak, iż:

$$OC_1 \cdot OB_1 = OA_1^2 = \rho^2$$

Jeśli pewien punkt obiega koło w jednym kierunku, to na kole inwersyjnym będzie obiegał w przeciwnym.

Jeśli OA na rys. 40 oznacza oporność, to OB będzie oznaczało przewodność.

Gdybyśmy mieli jakiś wykres *oporności*, to po przemnożeniu przez stały prąd otrzymalibyśmy wykres *napięciowy* przy stałym prądzie. Odwrotnie, mnożąc wszystkie wartości wykresu przewodności przez napięcie, otrzymamy wykres prądowy przy stałym napięciu.



Rys. 43.

Rys. 43 przedstawia dwa inwersyjne wykresy: z prawej strony oporności lub napięcia, a z lewej przewodności lub prądu. Jakiemuś punktowi A na wykresie oporności i na

pięcia odpowiada punkt A_1 na wykresie inwersyjnym przewodności lub prądu. Kąty względem prostej inwersji prostych OA i OA_1 muszą być równe. Jeśli oporność jakiegoś punktu B jest Z i oznaczona została przy skali $1 \text{ mm} = n \text{ omów}$, to

$$Z = n \cdot OB - \text{omów} \dots\dots\dots 131.$$

przy OB wyrażonym w milimetrach.

Gdybyśmy pragnęli wyrazić przewodność w skali:

$$1 \text{ mm} = m \frac{1}{\Omega}$$

$$\text{to: } \frac{1}{Z} = m \cdot OB_1 \cdot \frac{1}{\Omega} \dots\dots\dots 132.$$

a w takim razie, mnożąc wzór 131 przez 132, otrzymujemy, że:

$$\frac{1}{Z} \cdot Z = m \cdot n \cdot OB \cdot OB_1 = 1 \dots\dots\dots 133.$$

wobec czego:

$$OB \cdot OB_1 = \frac{1}{m \cdot n} = \dots\dots\dots \text{potędze inwersji.}$$

Gdybyśmy pragnęli jedno koło mieć jako wykres oporności i przewodności, to:

$$\frac{1}{m \cdot n} = \rho^2 \dots\dots\dots 134.$$

w czym ρ jest styczną do koła ze środka inwersji. Gdy znana jest skala oporności $1 \text{ mm} = n \text{ omów}$, to ρ będzie wyrażone w mm.

Gdyby rys. 43 przedstawiał wykres napięciowy i prądowy wykonany przez przemnożenie oporności przez stały prąd I_0 , a przewodności przez stałe napięcie U_0 , to:

$$\text{napięcie } U = v \cdot OB = I_0 Z \text{ woltów} \dots\dots\dots 135$$

$$\text{prąd } I = a \cdot OB_1 = U_0 \frac{1}{Z} \text{ amperów} \dots\dots\dots 136.$$

w czym $1 \text{ mm} = v \text{ woltów}$ byłby skalą napięcia, a $1 \text{ mm} = a \text{ amperów}$ byłby skalą prądu.

W tym wypadku:

$$v \cdot a \cdot OB \cdot OB_1 = I_0 U_0 \dots\dots\dots 137.$$

a potęga inwersji:

$$OB \cdot OB_1 = \frac{I_0 \cdot U_0}{v \cdot a} = 1 \dots\dots\dots 138.$$

Wzór 138 pozwoli nam określić skalę prądu dla wykresu napięciowego, lub odwrotnie, a więc gdy jeden wykres ma być napięciowym i prądowym. Jeśli n jest skalą omów, U napięcie, to skalę amperową wyrazi wzór:

$$a = \frac{n \cdot U}{\rho^2} \dots\dots\dots 138 a.$$

Naprzykład: dla $n = 0,5$ omów, $U = 120$ V, $\rho = 29,5$ omów, $a = 0,069$ mm

5. Koło i prosta.

Straty mocy w oporności rzeczywistej.

Straty mocy opornościowe na ciepło Joule'a, są proporcjonalne do kwadratu prądu $I^2 R$, w czym R oporność rzeczywista obwodu prądowego.

Na rys. 44 koło jest wykresem prądowym, koniec wektora $I = OC$ oznaczony współrzędnymi uv , promień koła r , a współrzędne środka koła μ, ν
Równanie koła:

$$(u - \mu)^2 + (v - \nu)^2 = r^2 \dots\dots\dots 139.$$

po przekształceniu:

$$u^2 + v^2 - 2u\mu - 2v\nu = r^2 - (\mu^2 + \nu^2) = \rho^2 \dots\dots\dots 140.$$

Z trójkąta prostokątnego OBA widoczne jest, że:

$$OA^2 = OB^2 - BA^2 \text{ czyli że } \rho^2 = (\mu^2 + \nu^2) - r^2$$

Równanie koła 140, przekształca się w:

$$u^2 + v^2 = 2 \left(u\mu + v\nu - \frac{\rho^2}{2} \right) \dots\dots\dots 141.$$

Ponieważ straty oporowe wynoszą:

$$P = I^2 R = R(u^2 + v^2) \dots\dots\dots 142.$$

$$\text{więc: } P = I^2 R = 2R \left(u\mu + v\nu - \frac{\rho^2}{2} \right) \dots\dots\dots 143.$$

Z geometrii analitycznej wiadomo, że:

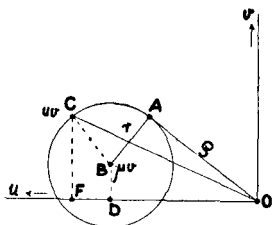
$$u\mu + v\nu - \frac{\rho^2}{2} = 0 \dots\dots\dots 144.$$

jest równaniem *biegunowej* do koła o równaniu 139. Rys. 45 przedstawia sposób otrzymania biegunowej. Na OM jak na średnicy wykreślamy koło. Punkty C i D przecięcia się z kołem K dają punkty biegunowej o równaniu 144. Z trójkątów prostokątnych MCO i CFO widoczne jest, że przy $CO = \rho$ —

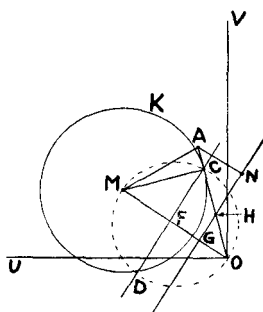
$$FO = \frac{\rho^2}{OM} \dots\dots\dots 145.$$

Odległość początku układu O , o współrzędnych $v = 0$ i $u = 0$ od biegunowej pg. wzoru 144 będzie:

$$FO = \frac{u\mu + v\nu - \frac{\rho^2}{2}}{\sqrt{\mu^2 + \nu^2}} = \frac{-\frac{\rho^2}{2}}{\sqrt{\mu^2 + \nu^2}} \dots\dots\dots 146.$$



Rys. 44.



Rys. 45.

Równanie więc:

$$u\mu + v\nu - \frac{\rho^2}{2} = 0 \quad 147.$$

będzie równaniem prostej NG równoległej do biegunowej, przecinającej styczną OC = ρ w punkcie H takim, iż CH = HO. Odległość OG od prostej wzoru 147, równa się:

$$OG = \frac{\rho^2}{2\sqrt{\mu^2 + \nu^2}} \quad 148.$$

Prostą równania 147, nazywać będziemy *półbiegunową*.

Odległość jakiegoś punktu A, o współrzędnych u i v od półbiegunowej będzie:

$$AN = \frac{u\mu + v\nu - \frac{\rho^2}{2}}{\sqrt{\mu^2 + \nu^2}} \quad 149.$$

a więc:

$$u\mu + v\nu - \frac{\rho^2}{2} = AN \sqrt{\mu^2 + \nu^2} \quad 150.$$

Z wzoru 143 widoczne jest, że straty opornościowe:

$$I^2 R = 2R \cdot AN \sqrt{\mu^2 + \nu^2} \quad 151.$$

czyli, że:

$$I^2 R = 2R \cdot AN \cdot OM \quad 152.$$

Jeśli a jest skalą prądu 1 mm = a amp., to:

$$I^2 R = 2a^2 R \cdot AN \cdot OM - \text{watów} \quad 153.$$

Prosta półbiegunowa będzie więc prostą strat oporowych obwodu pierwotnego.

6. Moc użyteczna.

Moc doprowadzoną wyraża iloczyn z napięcia przez prąd mocny:

$$P = U \cdot v \quad 156.$$

w czym U napięcie, a v rzędna końca wektoru prądu na wykresie prądowym.

Różnicę między mocą doprowadzoną i stratami oporowymi nazwiemy tu *mocą użyteczną*

$$P_1 = P - I^2 R = U \cdot v - 2R \cdot V = 2R \left(\frac{U}{2R} v - V \right) \quad 157.$$

$$\text{w czym:} \quad V = \mu u + \nu v - \frac{\rho^2}{2}$$

Odległość zaś dowolnego punktu koła wykresu od prostej $W_1 = 0$ wyznacza:

$$AN_1 = \frac{\mu u - \left(v - \frac{U}{2R} \right) v - \frac{\rho^2}{2}}{\sqrt{\mu^2 + \left(v - \frac{U}{2R} \right)^2}} = W_1 \quad 166.$$

Wobec czego:

$$W_1 = MM_1 \cdot AN_1 \quad 167.$$

Moc zaś użyteczna pg wzoru 160:

$$P_1 = 2R \cdot W_1 = 2R \cdot MM_1 \cdot AN_1 \quad 168.$$

Dla skali prądu 1 mm = a amp.

$$P_1 = 2R \cdot a^2 \cdot MM_1 \cdot AN_1 \text{ — watów} \quad 169.$$

Prostą $W_1 = 0$ nazywać będziemy *prostą mocy*. Koło ok. punktu M_1 wyraża krzywą, której całkowitą moc zużywa się na oporności R_1 , a więc punkty B i C, rys. 46, oznaczają punkty, w których cała moc doprowadzona równa się mocy straconej na oporność R_1 . Oczywiście, że w tych punktach moc użyteczna też równa się zeru, t. j., że przez te punkty przechodzi prosta, dla której moc użyteczna równa się zeru, t. j. prosta mocy.

Punkty B i C mają szczególne znaczenie fizyczne: punkt B jest punktem zwarcia, a C biegu jałowego.

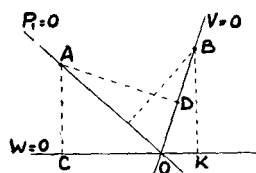
Przy stanie zwarcia całkowita moc pobierana zużywa się tu na pokonanie oporności R, a przy biegu jałowym obwodu o oporności R również moc całkowitą pochłania oporność.

7) Rozmaite skale.

Wzory 153 i 169 wskazują na rozmaite skale watów, otrzymywane ze skali amperów przy określaniu strat w oporności oraz mocy użytecznej. Jeśli skala amperów jest 1 mm = a amp., to skala mocy pobranej będzie:

$$1 \text{ mm} = \frac{3 \cdot U}{a} \text{ watów}$$

w czym U jest napięciem fazowym.



Rys. 47.

Wykonując wykres prądowy przy skali 1 mm = m_w watów, moc doprowadzona w punkcie A prostej mocy będzie:

$$P = m_w \cdot AC = m_w \cdot AO \cdot \sin(P_1 W) \quad 170.$$

Na prostej mocy znajdziemy punkty, dla których moc doprowadzona równa się stratom w oporności (np. zwarcia lub biegu jałowego). Przy skali strat 1 mm = m_v watów:

$$P_v = m_v \cdot AD = m_v \cdot AO \cdot \sin(P_1 V) \quad 171.$$

Dzieląc wzór 171 przez 170, otrzymamy:

$$\frac{m_v}{m_w} = \frac{\sin(P_1 W)}{\sin(P_1 V)} \quad 172.$$

W podobny sposób znajdziemy, że prosta strat $V = 0$ posiada punkty, dla których moc użyteczna równa się mocy doprowadzonej, gdyż straty są równe zeru. Jeśli m_u będzie skalą mocy użytecznej, to możemy napisać, że:

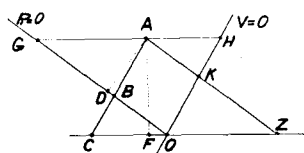
$$\frac{m_u}{m_w} = \frac{\sin(W V)}{\sin(P_1 V)} \quad 173.$$

Ze wzorów 172 i 173 otrzymujemy zasadę:

Przy pomiarach dwóch mocy, jako prostopadłych odległości od dwóch prostych, skale będą odwrotnie proporcjonalne do sinusów kątów, tworzonych przez owe proste z prostą, dla której obie mierzone moce są równe.

Ponieważ odległości prostopadłe będą proporcjonalne do pochyłych stale pod tym samym kątem, to możemy wyprowadzić z łatwością następującą zasadę:

Przy pomiarach dwóch mocy jako odległości od dwóch prostych, mierzonych w kierunkach prostej równoległej do prostej, dla której obie moce są równe, obie moce będą wyrażone przez tę samą skalę.



Rys. 48.

Np. moc użyteczna i doprowadzona do punktu, wyrażone będą przez wartości proporcjonalne do:

$$AD = AB \cdot \sin(P_1 V) \quad 174.$$

$$AF = AC \cdot \sin(W V) \quad 175.$$

Przy m_w skali mocy pobieranej i m_p mocy użytecznej, określana moc użyteczna będzie proporcjo-

nalna do:

$$AD \cdot m_u = m_u \cdot AB \cdot \sin(P_1 V) \quad 176.$$

a moc pobierana do:

$$AF \cdot m_w = m_w \cdot AC \cdot \sin(W V) \quad 177.$$

Wobec zależności 173:

$$\frac{AD \cdot m_u}{AF \cdot m_w} = \frac{AB}{AC} \quad 178.$$

Moc pobierana i moc użyteczna mogą być równe tylko dla punktów takich, dla których straty są równe zeru.

Prosta więc, wyrażająca straty równe zeru, jak np. w danym wypadku $V = 0$, określa kierunek, w którym moc użyteczna i pobierana będą się wyznaczały jedną skalą.

W podobnym stosunku będą:

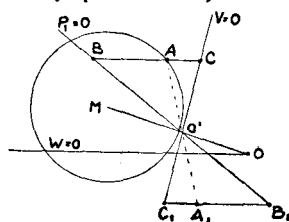
$$\frac{AG}{AH} = \frac{\text{użytecznej mocy}}{\text{strat}} \quad 179.$$

$$\text{oraz } \frac{AK}{AZ} = \frac{\text{strat}}{\text{mocy pobranej}} \dots\dots\dots 180.$$

jeśli tylko będzie AZ równoległe do $P_1 = 0$, a GH równoległe do $W = 0$.

Sprawność.

Powyższe zależności pozwolą na graficzne wyrażenie sprawności. Na rys. 49, OB jest prostą mocy, a OC prostą strat, oś zaś odciętych $W = 0$ mocy pobieranej.

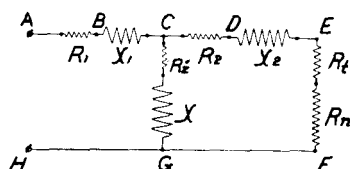


Rys. 49.

Jeśli pragniemy określić sprawność dla stanu oznaczonego punktem A, to przeprowadzamy CB równoległe do $W = 0$, tak, iż AB będzie wyznaczało moc użyteczną, a AC straty w tej samej skali. Przeprowadzając prostą $C_1 B_1 = 100 \text{ mm}$, otrzymamy sprawność, jako długość w milimetrach odstępu $A_1 B_1$ czyli stosunku: $A_1 B_1 : C_1 B_1$.

8) Wykres napięciowy.

Rys. 50 jest schematem zastępczym silnika asynchronicznego, różniący się od schematu, rys. 7, tylko opornością zastępującą straty w żelazie. Właściwie jest to schemat zastępczy transformatora idealnego ze stratami R_z



Rys. 50.

w rdzeniu żelaznym i ze stałymi opornościami urojonymi i rzeczywistymi. W rzeczywistych transformatorach i silnikach rozważanych jako transformatory, oporność X jest silnie zmienna, a oporności X_1 i X_2 w mniejszym stopniu, lecz też podlegają zmianom. Lecz jeśli na zakresie od $s = 0$ do $s = 1$ oporność X może

dwa lub trzykrotnie wzrosnąć, to oporności X_1 i X_2 zmniejszają się na 30–40%.

Przyjmijmy początkowo, że oporności, rys. 50, nie ulegają zmianie, tylko oporność R_n będzie się zmieniała od $R_n = \infty$ do $R_n = 0$, tworząc wszelkie stany silnika asynchronicznego od biegu jałowego do zwarcia.

Na rys. 51 odkładamy w kierunku odciętych $I_1 X_1 = AB$, oraz w kierunku rzędnych $BC = I_1 R_1$, od punktu zaś C odkładamy $CK = I_1 X_1$, $KU = I_1 R_2$ tak, iż $CU = I_1 Z$. Napięcie $I_1 Z$ wznicałoby prąd I_1 , gdyby tylko ten prąd płynął w gałęzi CG schematu rys. 50, lecz przepływa tam też prąd I_2 , tworzący na oporności Z napięcie $I_2 Z = UG$ rys. 51, w czym:

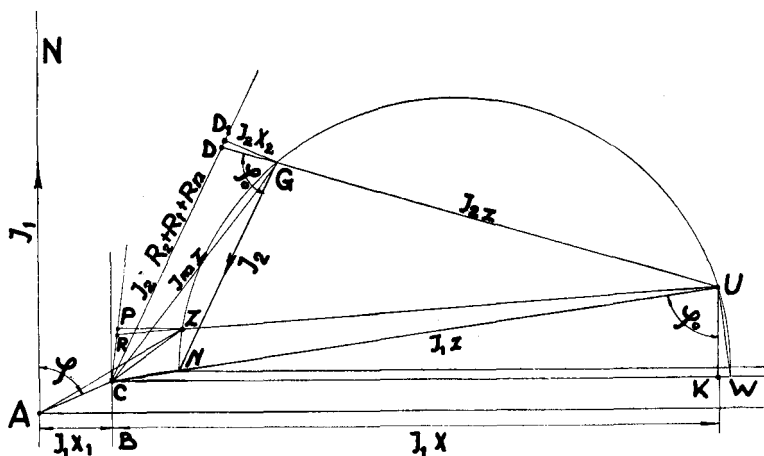
$$Z = \sqrt{X^2 + R_z^2}$$

Napięcie $I_2 Z$ musi być tak wielkie, by GC wyrażało napięcie $I_m Z$ t. j. iloczyn z wypadkowego prądu namagnesowania:

$$I_m = \bar{I}_1 + \bar{I}_2$$

Trójkąt CGU wyrażałby stosunkową zależność prądów stojana, wirnika i wypadkowego.

Prosta GN wyznaczy kierunek prądu I_2 , jeśli oś rzędnych tworzy kierunek prądu I_1 i jeśli kąt $DGN = \varphi_0$.



Z punktu C przeprowadzamy prostą równoległą do GN, a z punktu G opuszczamy prostopadłą GD_1 na CD, wtedy $GD_1 = I_2 X_2$, a $D_1 C = I_2 \cdot (R_2 + R_t + R_n)$, a więc

Dla różnych R_n lub dla różnych miejsc punktu G zawsze pozostanie stosunek:

gdyż proste GN i CD pozostaną zawsze równoległe.

Przy zachowaniu zależności wzoru 181 odcinek CN zachowa niezmienną wielkość. Punkt G może się więc dowolnie przesuwać po płaszczyźnie, lecz tak, by kąt NGU zachowywał stale swą wartość $\pi - \varphi_0$ i boki kąta opierały się o odcinek prostej NU, *co jest warunkiem, że punkt G musi posuwać się po okręgu koła o cięciwie NU.*

Przy biegu jałowym punkt G przejdzie do U, wyrażającego tylko straty w żelazie i prądu jałowego w oporności R_1 , bez strat na tarcie P_t . Punkt U będzie więc oznaczał *idealny bieg jałowy*.

Przy zwarciu punkt G przejdzie do Z, przy czym kąt RZN pozostanie równy φ_0 , a $PZ = I_{2Z} X_2$, $PC = I_{2Z} R_2$. Jeśli $CU = I_{1Z} Z$ to $UZ = I_{2Z} Z$ a $CZ = I_{mZ} Z$. Stosunkową wielkość prądów przy zwarciu I_{1Z} , I_{2Z} , I_{mZ} daje więc trójkąt CUZ.

*) Na rys. 51 prosta $CD_1 = I_2 (R_2 + R_t + R_n)$ a odcinek $CU = I_1 Z$.

Średnica koła wykresu NW z trójkąta CUW —

$$NW = NU \frac{Z}{X} = CN \frac{XZ}{X_2 X} = CN \frac{Z}{X_2} = \frac{Z X_2 Z}{(X + X_2) X_2} = \frac{Z^2}{X + X_2} \quad 187.$$

spółrzędne zaś środka koła:

$$v = R_1 + R_2 \cdot \frac{X_2}{X + X_2} \quad 188.$$

$$p = X_1 + \frac{X_2 X}{X + X_2} + \frac{Z^2}{2(X + X_2)} \quad 189.$$

stosunek prądów przy zwarcu znajdziemy z trójkąta CZU —

$$\frac{I_{2Z}}{I_{1Z}} = \frac{Z}{\bar{Z} + \bar{Z}_2} \quad 190.$$

Mając oporności X_1, R_1, X i R_2 możemy je odłożyć w pewnej skali 1 mm = n omów i otrzymać punkt C i U. Z punktu U kreślimy łuk promieniem. $Z I_{2Z} : I_{1Z}$, a z punktu C promieniem $Z_2 I_{2Z} : I_{1Z}$. Punkt przecięcia się obu łuków da nam punkt Z wykresu. Przecięcie się środkowej TT między U i Z z prostą, UE przeprowadzoną pod kątem β , da nam środek wykresu M, możliwy pozatem do wyznaczenia wzorami 188 i 189. Przez inwersję możemy otrzymać wykres prądowy. Koło wykresu opornościowego rys. 52, może być kołem prądowego przy skali prądowej —

$$a = \frac{U}{n \cdot \rho^2} \quad 191.$$

W czym U — napięcie w woltach, ρ styczna do koła z początku układu w mm.

Kreśląc wykres w sposób wyżej pokazany na zasadzie bądź oporności bądź też prób biegu jałowego i zwarcia t. j. punktów U i Z przy opornościach nie ulegających zmianie, otrzymamy koło będące geometrycznym miejscem końców wektorów prądu.

Przy kreśleniu wykresu praktycznego przyjmowaliśmy, że rzędna środka koła równa się w przybliżeniu połowie odcinka UZ_1 , rys. 24a. Jak widać jest z wzoru 188, rzędna ta jest proporcjonalna do oporności R_1 , zwiększonej o bardzo małą wartość t. j. oporność R_2 , pomnożoną przez stosunek X_2 i $X + X_2$ jeśli $a Z_1$ będzie w przybliżeniu proporcjonalne do sumy $R_1 + R_2$, na rys. 24c.

Zastrzeżenia co do niezmienności oporności urojonych mogą powodować znaczne odbiegania od rzeczywistości. W wielu wypadkach dla silników mniejszych lub dwuklatkowych zmuszeni jesteśmy do wykonywania kilku wykresów, np. jednego dla biegu jałowego, drugiego dla pracy znamionowej z $X_2 = 0$, a X i X_1 , o pewnych wartościach odmiennych, niż przy

zwarcu, oraz trzeciego wykresu dla warunków zwarcia. Dwa lub trzy wykresy na zakresie od biegu jałowego do maksymalnej mocy pozwolą nam w przybliżeniu nakreślić krzywą końców wektora prądu, która tu może nie być łukiem koła.

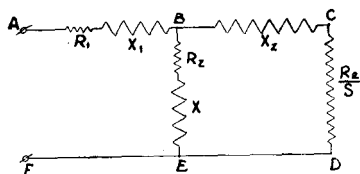
9. Wykres E. Arnolda I. L. la Coura.

W książce „Die Induktionsmaschinen“, na str. 80 podany jest wykres prądowy, wyprowadzony przez kilkakrotną inwersję. Wyprowadzenie opiera się na wzorze dla obwodu wtórnego:

$$I_2 = \frac{E \cdot s}{\sqrt{(X'_2 s)^2 + R'^2_2}} \quad 192.$$

W powyższym E jest SEM wzniesioną przez strumień główny Φ , która to pokonywa całkowitą oporność obwodu wtórnego (wektor OL rys. 8). Przy biegu silnika i poślizgu powyższa SEM zmniejsza się w stosunku do poślizgu, lecz jednocześnie zmniejsza się oporność urojona $X_2 s$. Dzieląc licznik i mianownik wzoru 192 przez s , otrzymamy:

$$I_2 = \frac{E}{\sqrt{(X'_2)^2 + \left(\frac{R'_2}{s}\right)^2}} \quad 193.$$



Rys. 53.

Wzór 193 odpowiada schematowi zastępczemu, rys. 53 i jest matematycznie przez to wygodniejszy, że zmiany s od $-\infty$ do $+\infty$ dają wszystkie stany maszyny indukcyjnej na całym okręgu koła. Należy jednak pamiętać, że zmiana s od 0 do 1 odpowiada zmianie oporności R_n od ∞ do 0 na rys. 50, z tą małą różnicą, że przy $R_n = 0$ pozostaje prócz oporności rzeczywistego wtórnego R_2 jeszcze R_t , t. j. oporność tarcia, — potrzebna dla oceny stanu pracy znamionowej, zbędna przy istotnym zwarcu silnika.

Wzór 193 i schemat rys. 53, dają: przy $s = 0$ bieg jałowy idealny, przy $s = 1$ zwarcie, przy $s = \infty$ przechodzimy na prostą momentów, we wzorze 192. SEM wtórnego obwodu wzrasta do nieskończoności, a z nią wzrasta oporność urojona $X_2 s$. Ze wzoru 192 trudno określić, jaki będzie prąd I_2 , lecz daje to wzór 193. Całkowite zjawisko musiałoby przejść tak, jak gdyby oporność rzeczywista wtórnego zmalała do zera, czym tłumaczymy zmniejszenie do zera strat w uzwojeniu wirnika przy przejściu na prostą momentów t. j. po łuku wykresu od $s = 1$ do $s = \infty$.

Dla otrzymania wykresu prądowego z schematu zastępczego, rys. 53, wykonywamy najpierw wykres oporności obwodu wtórnego, przy oporności pozornej tego obwodu:

$$Z_{2s} = \sqrt{X_2'^2 + \left(\frac{R_2'}{s}\right)^2} \quad \dots\dots\dots 194.$$

Od punktu O, rys. 54, odkładamy w lewo t. j. na osi odciętych w kierunku ujemnym X_2' , a z punktu A przeprowadzamy rzędną AP jako miejsce geometryczne końców wektorów Z_{2s} , o początku w punkcie O, przy zmianie s lub też wektora

$$AP = \frac{R_2'}{s} \quad \dots\dots\dots 195.$$

o początku w A. Przy $s = 0$ punkt P odsuwa się do nieskończoności, przy $s = 1$ przechodzi do punktu P_z , a przy $s = \infty$ do punktu A. Przy wszystkich dodatnich wartościach S , wierzchołek wektora Z_{2s} przesuwa się po górnej części wykresu, przy ujemnych w dół od A. O'P wyznacza Z_{2s} . Prosta P jest wykresem oporności obwodu BCDE na rys. 53. Aby określić wpływ gałęzi BE t. j. oporności stałej —

$$Z = \sqrt{X^2 + R_z^2}$$

znajdujemy przewodności obu gałęzi i składamy je na rysunku w ten sposób, że zmienną przewodność

$$y_{2s} = \frac{1}{Z_{2s}} \quad \dots\dots\dots 196.$$

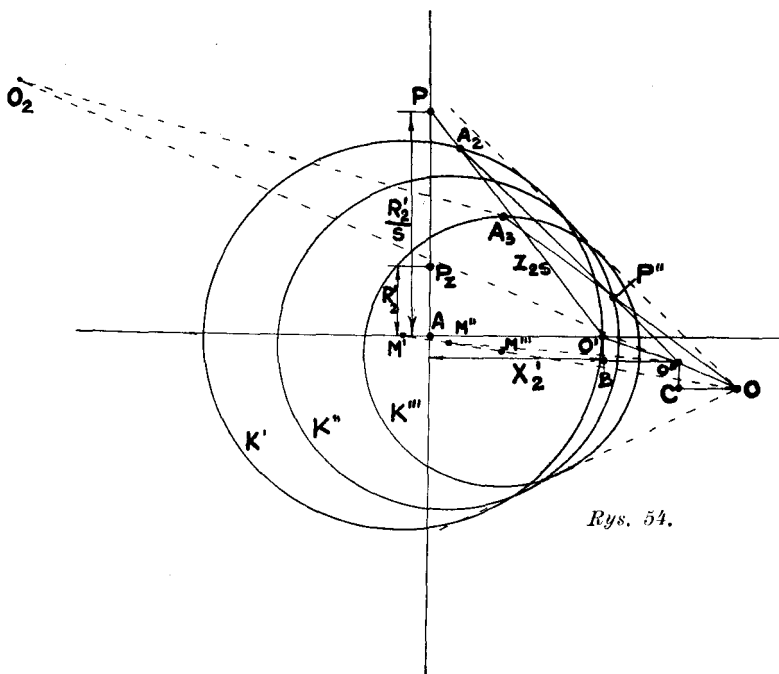
określimy jako krzywą inwersyjną do prostej P. Jak wiadomo, krzywa inwersyjna do prostej jest to koło przechodzące przez środek inwersji. Promień koła znajdziemy z warunków inwersji i stosunku skal opornościowej i przewodnościowej. Niech koło K' będzie tym poszukiwanym kołem t. j. wykresem przewodnościowym obwodu wtórnego, rys. 53. Jeśli wektor O'P oznacza oporność pozorną Z_{2s} to wektor —

$$O'A_2 = \frac{1}{Z_{2s}} \quad \dots\dots\dots 197.$$

wyznacza odpowiednią przewodność —

$$y_{2s} = \frac{1}{\sqrt{X_2'^2 + \left(\frac{R_2'}{s}\right)^2}}$$

Rys. 53 wskazuje na dwa obwody równoległe: wprost od B do E o oporności Z , a drugi po BCDE o oporności Z_{2s} . Przepływać tam będą prądy przesunięte w fazie: I_2 i I_m . Oporność zastępczą dla obu obwodów otrzymać możemy w sposób podobny jak w wzorach 115 i 116 oraz zamieniając oporności poszczególne na przewodności, składając przewodności i otrzymując zastępczą oporność z przewodności. Dla wykonania wykresu powyższe czynności musimy wykonać dla stanu zwarcia t. j. przy $s = 1$.



Rys. 54.

Do przewodności zmiennej Y_{2s} wyrażanej przez cięciwy koła K' , wychodzące z punktu O' , możemy dodać w tejże skali przewodność stałą —

$$Y = \frac{1}{\sqrt{X^2 + R_z^2}} \dots\dots\dots 198.$$

$$\text{jako: } OB = g_a = \frac{R_z}{X^2 + R_z^2} \dots\dots\dots 199.$$

$$\text{oraz: } BO'' = b_a = \frac{X}{X^2 + R_z^2} \dots\dots\dots 200.$$

przez co otrzymujemy graficznie wyrażoną przewodność zastępczą obu gałęzi równoległych, rys. 53, BE i BCDE jako wektory o początku w O'' i końcu na obwodzie koła K' przy wszelkich s od $-\infty$ do $+\infty$.

Aby dodać szeregowo połączone oporności R_1 i X_1 , zamienimy przez inwersję wykres przewodnościowy koła K' na opornościowy, który to też będzie kołem większym lub mniejszym. Niech koło K'' z środkiem w M'' będzie wykresem opornościowym, względem środka inwersji O'' .

Wektory, wykreślane z O'' jako początku do obwodu koła wyrażać będą oporności zastępcze obu równoległych gałęzi przy zmianie s od $-\infty$ do $+\infty$. Punkt P'' będzie końcem wektora $O''P''$ oporności zastępczej dla obu gałęzi o przewodności Y_{2s} i Y . Przenosząc początek układu do punktu O odległego na $OC = R_1$ i $CO'' = X_1$, otrzymujemy wykres opornościowy dla obwodu schematu zastępczego rys. 53, podobny do wykresu rys. 51. Mnożąc oporność przez stały prąd I_1 , otrzymamy wykres napięciowy.

OP'' będzie napięciem przyłożonym na zaciskach AH rys. 53, a $O''P''$ będzie SEM-E wzniecaną przez strumień Φ .

Z punktu O , jako środka inwersji, wykreślamy ostateczne koło wykresu przewodnościowego K''' , które po przemnożeniu przez napięcie staje się wykresem prądowym.

Gdybyśmy dobrali w odpowiedni sposób skalę prądową i napięciową, to koło wykresu opornościowego może się stać kołem wykresu prądowego. Widzimy i tu, że środek M''' koła K''' będzie miał rzędną nieco większą od R_1 , gdyż $O'B$ będzie bardzo małe, normalnie znacznie mniejsze niż na rysunku.

Otrzymany w sposób powyższy wykres prądowy nie będzie się różnił od otrzymanego przez inwersję z rys. 51.

SEM wzniecona przez strumień główny Φ zostaje na wykresie opornościowym i napięciowym wyrażona przez $E = O''P''$, jeśli OP'' jest napięciem przyłożonym U .

Trójkąty $OO''P''$ i OA_3O_2 są podobne, gdyż:

$$OO_2 = \frac{1}{OO''} \dots\dots\dots 201.$$

a więc: $OO_2 : OA_3 : O_2A_3 = OP'' : OO'' : O''P'' = U_1 : I_1 Z_1 : E$

Ponieważ jednak $OA_3 = I_1$, więc:

$$O_2A_3 = \frac{E}{Z_1} \dots\dots\dots 202.$$

będzie miarą siły elektromotorycznej, wzniecanej przez strumień główny w skali prądowej.

10. Moc i straty.

Moc pierwotną, czyli moc doprowadzoną wyraża rzędna punktu A na wykresie prądowym, rys. 55.

$$P = k_f \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi \dots\dots\dots 203.$$

w czym k_f współczynnik fazowy. Dla prądu trójfazowego $k_f = 3$.

Oś odciętych jest prostą *mocy doprowadzonej* lub *mocy pierwotnej*, a równanie tej prostej $W = 0$ zostało określone wzorami 158, 159. Odstępy od tej prostej wyznaczają moc doprowadzoną. Oś odciętych dzieli koło wykresu na dwie części: górną, gdzie moc jest doprowadzana do silnika i dolną-otrzymywaną. Oba punkty przecięcia a i b osi odciętych leżą poza synchronizmem, lecz tym niemniej moc pobierana równa się tam zeru, gdyż generator zużywa tu tyle, ile oddaje.

Straty w uzwojeniu stojana w odpowiedniej skali wyraża odległość AB punktów okręgu koła od półbiegunowej $V_1 = 0$.

Straty w żelazie stojana są ze znacznym prawdopodobieństwem proporcjonalnie do kwadratu SEM wzniecanej głównym strumieniem. Choć część linii sił rozproszenia strumienia w żłobkach i szczelinie przechodzi przez żelazo stojana, możemy przyjąć poniższe uproszczenie.

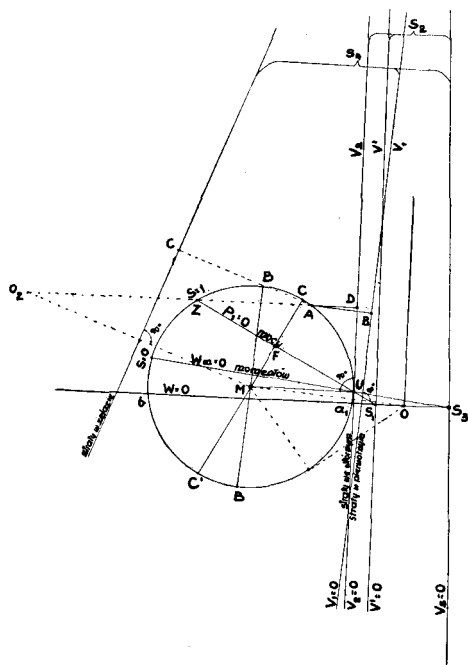
$$V_2 = kE^2 \dots\dots\dots 204.$$

Jak uprzednio zostało wykazane, wzór 202, odstęp O_2A z rys. 55 wyraża siłę elektromotoryczną E , a więc odstęp AC punktu A od półbiegunowej $V_z = 0$ punktu O_2 , wyraża w pewnej skali straty w żelazie. Nazwiemy też prostą $V_z = 0$ „prostą strat w żelazie“.

Wypadkowe straty stojana, składające się ze strat w uzwojeniu i strat w żelazie, może wyrazić prosta, przechodząca przez punkt przecięcia się $V_1 = 0$ i $V_2 = 0$. Drugi punkt prostej *strat wypadkowych stojana* otrzymamy przy rozważaniu momentów.

Prosta momentów.

Moc pobraną przez wirnik t. j. moc pobraną przez stojan mniej straty stojana, można też wyrazić przez odstęp punktów okręgu koła wykresu od



*Rys. 55. *)*

pewnej prostej, którą nazwiemy „prostą momentów“. Prosta momentów musi przechodzić przez punkty, dla których moment obrotu równa się zeru. Takimi punktami są: punkt U biegu jałowego dla $s = 0$ i punkt, dla którego $s = \infty$. Przy synchronizmie w wirniku nie może być strat i dlatego moment obrotu musi się tu równać zeru. Przy $s = \infty$, jak widoczne jest z wzoru 194, oporność rzeczywista maleje do zera, lub też możemy przyjąć, że oporność urojona X_2 staje się nieskończenie wielka.

Jak widoczne jest z rys. 10, kąt φ_2 zbliża się do 90° , a przez to następuje przesunięcie w fazie między maks. prądem na obwodzie wirnika i polem w szczelinie, tak, iż wzór 48c wskazuje, że moment obrotu musi się stać równy zero.

Prosta momentów: $W_m = 0$

musi przechodzić przez punkty $s = \infty$ i $s = 0$ na rys. 55.

Wracając do poprzedniego rozdziału o prostej wypadkowej strat stojana $V_s = 0$, zauważymy że musi ona przechodzić przez punkt przecięcia się prostych $W_m = 0$ i $W = 0$, co oznacza, że wypadkowe straty stojana będą w punkcie przecięcia się równe zeru.

Prosta momentów wyznacza moc przenoszoną na wirnik. Jeśli moc pobierana równa się zeru i moc przenoszona na wirnik równa się zeru, to i straty w stojanie muszą się równać zeru, gdyż jeśli suma i jeden ze

*) Na rys. 55 z lewej strony przecięcia prostej momentów $W_m = 0$ przez koło wykresu powinno być $s = \infty$ zamiast $s = 0$, z prawej zaś strony w punkcie U będzie $s = 0$.

składowików równają się zero, to drugi składowik też musi być zerem. Jeśli więc $W = 0$ i $W_m = 0$, to przez punkt przecięć się tych prostych S_3 musi przechodzić prosta strat wypadkowych stojana $V_s = 0$.

Straty w miedzi wirnika.

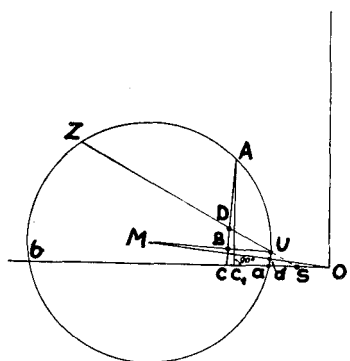
Prąd w wirniku jest proporcjonalny do odcinka AU . Ponieważ punkt U leży na okręgu koła, to półbiegunowa staje się styczną $V_2 = 0$. Straty w miedzi wirnika wyrazi odstęp AD na rys. 55.

Moc mechaniczną silnika otrzymujemy jako różnicę mocy W_m i strat V_2 w wirniku, co wyraża graficznie odstęp od *prostej mocy* $P_1 = 0$. Prosta mocy musi przeciąć koło wykresu w punktach, dla których moc przetwarzana na energię mechaniczną równa się zero t. j. w punktach U i Z synchronizmu i spoczynku przy zwarcu.

Prosta strat ogólnych t. j. strat stojana i wirnika musi przecinać punkt przecięcia się $V_s = 0$ i $V_2 = 0$, oraz musi przecinać punkt S_1 przecięcia się $P_1 = 0$ i $W = 0$ t. j. punkt, w którym moc doprowadzona i energia przetwarzana na mechaniczną równa się zero. Prosta strat ogólnych nazwiemy

$$V' = 0$$

Jak widoczne jest z rysunku 55, kierunek prostej strat ogólnych będzie zbliżony do prostej strat w wirniku $V_2 = 0$ choć może być też nieco odmienny.



Rys. 56.

Kierunek prostej $V' = 0$ jest ważny dlatego, że pg. zasady podanej na str. 81, skale mocy pobranej i użytecznej będą równe w kierunku równoległym do prostej, dla której obie powyższe moce są równe. Będzie to miało miejsce, jeśli straty ogólne będą równe zero, co będzie możliwe na samej prostej strat ogólnych.

Jeśli więc prosta AC , rys. 56, będzie równoległa do prostej strat ogólnych, to stosunek odcinka AD do AC wyrazi sprawność i jeśli AC wyrazi w pewnej skali moc pobraną, to AD — moc użyteczną w tejże skali. Skalę mocy pobranej w kierunku rzędnych, t. j. kierunku AC_1 , otrzymamy ze skali prądu $1 \text{ mm} = a \text{ Amp.}$ gdyż:

$$m_w = 3 U \cdot a$$

Skala mocy w kierunku AC będzie:

$$m'_w = m_w \frac{C_1 A}{CA} \dots\dots\dots 205.$$

Jeśli kąt CAC_1 jest mały, to różnicę między $C_1 A$ i CA musimy pominąć, gdyż nie będziemy mogli określić jej cyrklem.

Dla wypadków najczęstszych, gdy punkt U znajduje się powyżej prostej OM , łączącej początek układu O ze środkiem koła M , prosta $V' = 0$ ma kierunek zbliżony do stycznej do koła w punkcie U . Jeśli punkt idealnego biegu jałowego U znajduje się pod prostą OM , to kierunek $V' = 0$ wypada często pośredni między $V_2 = 0$ i $V_1 = 0$ t. j. między styczną do koła w punkcie U i półbiegunową z początku układu, czyli styczną do koła w punkcie przecięcia się OM z kołem.

W każdym bądź razie, w ścisłych wykresach należy określać kierunek $V' = 0$.

Na wykresach rys. 24b i następnych, w przykładach obliczeń nie były zachowywane wyżej wymienione ścisłości, a to dlatego, by wykresy te wypadły wyraźniej i uwydatniły cechy niezbędne do początkowego obznajmiania się z wykresami.

Ścisłe wykresy dla stanu biegu jałowego, pracy znamionowej lub zwarcia będą ważne dla silników małych, np. poniżej 0,5 KM na małe obroty, lub przy badaniach silników dwukłatkowych.

By otrzymać wyniki możliwie zbliżone do rzeczywistości, należy wykonać wykresy przynajmniej dla warunków biegu jałowego, pracy znamionowej i zwarcia. Interesuje nas najwięcej stan pracy znamionowej; stan zwarcia przy różnych napięciach potrzebny jest dla porównania z wynikami doświadczeń, lub dla badań warunków rozruchu silników zwartych.

Oporność zwarcia.

Wzory 48 i 45b wyznaczają oporność zwarcia dla transformatora powietrznego, t. j. bez strat w żelazie.

Rozważmy w jaki sposób oznaczona będzie oporność zwarcia dla schematu zastępczego, rys. 50, t. j. dla transformatora ze stratami w żelazie lub dla silnika asynchronicznego. Choć straty w żelazie są zależne niemal od kwadratu napięcia, to przyjmiemy dla uproszczenia, że są wprost proporcjonalne, t. j. że mogą być zastąpione przez oporność stałą R_z , połączoną szeregowo z opornością urojoną X , również stałą. Obie oporności tworzą oporność pozorną Z . Rys. 56A przedstawia wykres oporności przy stanie zwarcia, który to nas szczególnie będzie interesował ze względu na rozruch silników zwartych. Jak na rys. 51, w kierunku odciętych odkładamy oporności urojone, a w kierunku rzędnych — rzeczywiste. Przyjmiemy, że stosunek $I_{1z} : I_{2z} = y$. Jeśli oporności, przez które przepływa prąd I_{1z} , będą odkładane w pewnej skali, to oporności opływane przez prąd I_{2z} , odkładać będziemy w skali tejże, mnożonej przez y . Na rys. 56A w obwodzie prądu I_{1z} oznacza: $AB = X_1$, $BC = R_1$, $CU = Z$, $CK = X$, $UK = R_z$ w obwodzie prądu I_{2z} oznacza: $ZU = Zy$, $CZ = Z_2y$, $ZE = CD = R_2y$, $CE = X_2y$.

przez prąd namagnesowania strumienia głównego lub wypadkowy z I_{2z} i I_{1z} . Prąd ten I_m równać się będzie ilorazowi z SEM, wzniecanej przez główny strumień, przez oporność Z , co wynika z rys. 10. Podobnie, jak we wzorze 36:

$$I_{mz} Z = I_{2z} Z_2 \dots\dots\dots 208.$$

gdyż strumień rozproszenia Φ_2 przy zwarcu musi się równać strumieniowi głównemu, a więc:

$$I_{mz} = I_{1z} y \left(\frac{Z_2}{Z} \right) \dots\dots\dots 209.$$

Ponieważ straty są proporcjonalne do kwadratu prądu, więc wyrażenie wzoru 209 wchodzi w kwadracie do wzoru 207. Prąd I_{mz} jest mniejszy od prądu I_m przy biegu jałowym w stosunku do SEM wniecanych przez strumień główny. W rozważaniach naszych R_z jest więc stałe, jak na schemacie rys. 50.

Z rys. 56 A możemy znaleźć, że:

$$X_z = X_1 + X_2 y^2 + X_2 \frac{y^2}{Z^2} (X X_2 + R_z R_2) + R_2 \frac{y^2}{Z^2} (R_2 X - R_z X_2) \dots\dots\dots 210.$$

po przekształceniu —

$$X_z = X_1 + X_2 y^2 + X y^2 \left(\frac{Z_2}{Z} \right)^2 \dots\dots\dots 211.$$

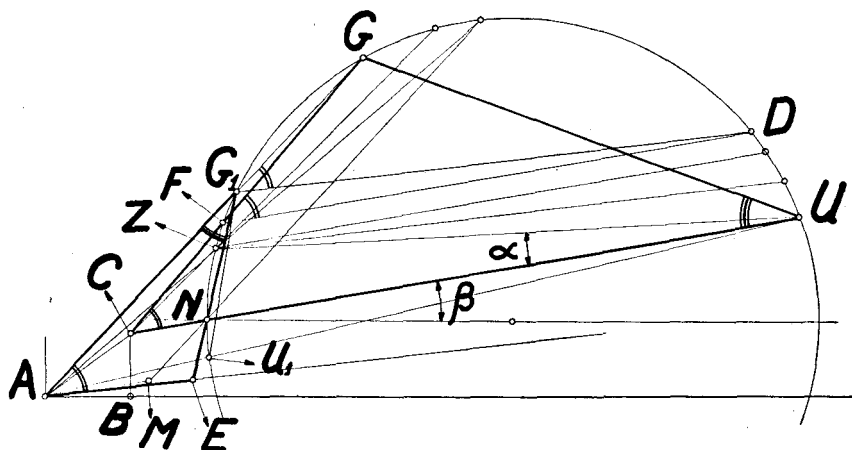
stosunek zaś obu prądów —

$$y = \frac{\sqrt{R_2^2 + X^2}}{\sqrt{(X + X_2)^2 + (R_z + R_2)^2}} = \frac{Z}{\bar{Z} + \bar{Z}_2} \dots\dots\dots 212.$$

Wzory od 206 do 212 pozwalają nam wykonać ściśle wykres opornościowy, rys. 51, z którego już łatwo przez inwersję przejść do prądowego. Choć dla silników większych wzory 45 i 46 wystarczają, a wzory 48 i 45b dają już znaczniejszy stopień ścisłości, to przy badaniu silników mniejszych lub określaniu wpływu wyższych harmonicznych, przy niepewności co do wielkości nieścisłości, wzory 207-212 ułatwią orientację i uchronią nas od mylnych wniosków o jakiejś bardzo skomplikowanej zależności.

Prąd w wirniku.

Koło wykresu otrzymanego na zasadzie wzorów 206 i 212, jak na rys. 51, jest w zupełności zgodne z kołem, otrzymanym sposobem podanym przez Arnolda i Cour'a rys. 54. Zaletą wykresu, rys. 51, będzie możność wyznaczenia prądu w wirniku i prądu wypadkowego z prądu stojana i wirnika, t. j. prądu nazwanego też prądem namagnesowania strumienia głównego, a właściwie prądów dla schematu, rys. 50.



Rys. 57 A.

Rys. 57 A jest wykresiem napięciowym lub opornościowym, przekształconym przez inwersję na wykres prądowy przy tym samym kole wykresu. Punkt G na wykresie napięciowym oznacza pewien stan obciążenia. Na wykresie napięciowym $CU = I_1 Z$, $UG = I_2 Z$, a $CG = I_m Z$. Trójkąt więc CUG wyrazi nam stosunkową wielkość prądów I_1 , I_2 i I_m , co jest podstawą konstrukcji wykresu. Na wykresie prądowym prąd pierwotny wyznaczy AG_1 . Trójkąt AEG_1 będzie podobny do trójkąta CGU, gdyż kąt $AG_1E = GUC$ z czworokąta wpisanego NGG_1U . Przez punkt F przeprowadzona jest FD równoległa do CU . Kąty $GG_1D = GFD = GCU$. Prosta AE równoległa do G_1D tworzy kąt $GAE = GCU$. Jeśli $I_1 = AG_1$, to $G_1E = I_2$, a $AE = I_m$. Prądem wirnika nie będzie więc cięciwa G_1U_1 , jak przyjęte było w wywodach la Cour'a, do rys. 55. Kierunek więc prostej $V_2 = 0$ będzie tylko zbliżony do stycznej w punkcie U_1 , idealnego biegu jałowego. Różnica jednakże w kierunku prostej $V_2 = 0$ będzie bardzo nieznaczna w silnikach niezbyt małych. W silnikach R_2 zmniejsza się silnie przy zmniejszeniu napięcia, a X zwiększa się, oporność zaś X_2 maleje do zera przy pracy znamionowej, co należy uwzględnić przy badaniach ścisłych.

Oddzielne wykresy w rodzaju rys. 57 A dla biegu jałowego, pracy znamionowej i zwarcia będą pomocne przy badaniach silników.

Prosta AU_1 na wykresach prądowych, rys. 24 a, b i c, oznacza tylko prąd idealnego biegu jałowego, lecz nie ma żadnej podstawy do przyjmowania tego prądu za wypadkowy z prądów w stanie i wirniku. Prąd ten jest zbliżony do prądu namagnesowania głównego strumienia przy biegu jałowym, lecz jest to prąd, płynący w stanie, a koniec wektora AU_1 wyznacza jeden punkt koła wykresu.

IV. Przykłady badań silników.

Przytoczone tu próby badań mają wskazać w jaki sposób są robione badania rozmaitych zależności w silnikach. Oczywiście jest, że należy nadzwyczaj dokładnie sprawdzić i uzgodnić wszystkie przyrządy miernicze, jak amperomierze, watomierze i woltomierze. Pomiary oporów omomierzem muszą być uzgodnione z pomiarami watomierzem przy cienkich przekrojach. Badania należy powtarzać kilka razy w odmiennych warunkach, by otrzymać liczby lub zależności rzeczywiście istniejące. Jeden dorywczy pomiar nic nam nie daje, może natomiast wprowadzić na manowce. Można powiedzieć, że najtrudniejszą rzeczą przy zaznajamianiu się z silnikami będą dobrze wykonywane badania, gdyż wymagają znajomości konstrukcji i teorii silników, wielkiej umiejętności dokonywania pomiarów i braku obawy przed koniecznymi częstymi przeliczeniami. By móc wyciągnąć jakiś najmniej ważny wniosek z najprostszych badań, należy je przeprowadzić z zachowaniem wszelkich ostrożności i sprawdzić innym badaniem. Należy się liczyć z tym, że wyniki badań są często poprostu wynikami zawikłanych obliczeń lub rozważań. Otrzymanie dobrego wyniku badań wymaga często odwagi przekreślenia pracy kilkutygodniowej i zaczęcia dociekań od początku. Uważnie i wytrwale przeprowadzane doświadczenia otwierają zato przed nami świat zjawisk nowych lub zależności przedtem nam nieznanych.

1. Przekładnia zwojów.

Przy wszelkich badaniach silnika musimy znać dokładną ilość zwojów. Najprościej i najlepiej określić ją, jeśli można, przez przeliczenie choćby jednej fazy stojana i jednej wirnika. Przeliczać należy kilkakrotnie, by uniknąć omyłek. Dobrze jest, jeśli przelicza lub sprawdza ilość zwojów kilka osób, gdyż później przy kosztownych badaniach, omyłki w obliczeniu ilości zwojów mogą sprowadzić do zera wartość kilkudniowych badań i wyliczeń. Nie można opierać się na przeliczeniu przewodów jednego żłobka, gdyż w różnych żłobkach mogą być rozmaite ilości przewodów.

Przyjmijmy, że ilość przewodów na fazę pierwotnego uzwojenia jest z_1 , a wtórnego z_2 . Będziemy starali się określić lub potwierdzić doświadczalnie stosunek:

$$n = \frac{z_1}{z_2}$$

Badany był silnik 1,5 KM, 220/380 V, pierścieniowy. Przekładnia określana była woltomierzami przy włączeniu trójfazowym; jednym woltomierzem ze strony pierwotnej o skali do 150-300-600 V i dwoma ze strony wtórnej o skali do 75 i do 60 V. W każdym wypadku notowane były wartości

w dobrze widocznym miejscu, nie mniej niż na czwartej części skali. Sprawdzona była równość przekładni jednofazowo z obu stron t. j. jednej fazy stojana z każdą wirnika i odwrotnie.

Najpierw był przyłączony stojan i otrzymano napięcie stojana U_1 i wirnika U_2 . Następnie był przyłączony wirnik i notowane napięcie wirnika U_{2w} i napięcie stojana U_{1w} . Otrzymano wyniki podane w poniższej tablicy.

TABLICA 2.

stojan przyłączony					
	1	2	3	4	5
	U_1	U_2	U_2	U_2	U_1/U_2
	V	V	V	średnio V	
1	376	30,5	30,3	30,4	12,4
2	404	32,7	32,5	32,4	12,4
3	296	24,2	23,8	24,00	13,33
4	240,8	19,7	19,4	19,55	12,20
5	285,4	23,00	23,00	23,00	12,40
6	424	34,2	34,00	34,1	12,43
7	444	35,6	35,5	35,55	12,50
8	478	38,2	38,0	38,10	12,55
średnia					12,40

wirnik przyłączony			
	6	7	8
	U_{2w}	U_{1w}	U_{1w}/U_{2w}
1	27,5	266	9,69
2	28,8	282	9,80
3	33,3	328	9,86
4	39,9	364,8	9,98
średnia			9,83

Możnaby przypuścić, że pewne błędy do 1% posiadały przyrządy miernicze, a następnie, że przekładnia napięć przy biegu jałowym określa się w sposób podobny do wzoru 34, danego właściwie dla transformatora powietrznego. Z rys. 50 i wykresu rys. 51, widoczne jest, że przy biegu jałowym punkt G przechodzi do punktu U. Wobec braku prądu po stronie wtórnej napięcie po tej stronie wyznaczy odcinek CU przy napięciu ze strony pierwotnej AU. Wobec tego —

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{\bar{Z} + \bar{Z}_1}{Z} n \quad \dots\dots\dots 213a.$$

Przy przyłączeniu zaś ze strony wtórnej, odpowiednio:

$$\frac{U_{2w}}{U_{1w}} = \frac{1}{n} \frac{\bar{Z} + \bar{Z}_2}{Z} \quad \dots\dots\dots 214a.$$

W powyższych:

$$\bar{Z} + \bar{Z}_1 = \frac{U_1}{I_0} \quad \dots\dots\dots 215.$$

$$\bar{Z} + \bar{Z}_2 = n \frac{U_{2w}}{I_{0w}} \quad \dots\dots\dots 216.$$

Przy 240 V, $I_0 = 0,88$ A, a przy 0,88 A w zwarcu $Z_2 = 34 \Omega$

Przy 478 V, $I_0 = 2,85$ A, a przy 2,85 A w zwarcu $Z_2 = 32,5 \Omega$

Możemy przypuścić, że Z_1 w doświadczeniu 4 będzie nieco większe niż w doświadczeniu 8, choć oporność $\bar{Z} + \bar{Z}_1$ będzie w doświadczeniu 4 równa 158 omom, a w doświadczeniu 8 równa 97 omom. Przyjmując, że Z_1 i Z_2 są równe i dzieląc wzór 213 przez 214, otrzymamy:

$$n^2 = \frac{U_1 \cdot U_{1w}}{U_2 \cdot U_{2w}} \dots \dots \dots 217.$$

Podstawiając wartości średnie z doświadczeń, podanych w tablicy 2, otrzymamy:

$$n = \sqrt{12,40 \cdot 9,83} = 11,05$$

W badanym silniku ilość zwojów powinna była być pg. notowań nawijalni: $K_1 = 24$ żłobki, $C_1 = 92$ przewody w żłobku stojana, $K_2 = 18$, $C_2 = 11$, tak, iż:

$$n = \frac{24 \cdot 92}{18 \cdot 11} = 11,15$$

Nieznaczne różnice mogą powodować: nieścisłość wzorów, wahania prądu i napięcia przy pomiarach, nieścisłości przyrządów, bądź też różnice w ilościach przewodów w żłobkach w stosunku do notowań nawijalni.

Przekładnia prądów przy zwarcu.

Przypuszczając, że przekładnia prądów przy zwarcu będzie więcej zbliżona do n , wykonano pomiary prądów przy zwarcu. Trójfazowe przyłączenie wymagało włączenia trzech amperomierzy o równej oporności w uzwojenia zwarte i trzech, do trzech faz przyłączonych do napięcia.

Próby wykonane z dwoma amperomierzami zwierającymi uzwojenie wtórne i dwoma amperomierzami ze strony pierwotnej, dały wyniki zgodne z przyłączeniem jednofazowym. Należy jednakże pamiętać, że oporności Z_1 i Z_2 przy jednofazowym przyłączeniu będą większe, niż przy trójfazowym. Przy jednofazowym przyłączeniu należy obracać powoli wirnik, póki nie otrzymamy maksymalnych wychyleń amperomierzy.

Doświadczenie wykonano początkowo od strony wirnika, oznaczając prądy przez I_{2w} w wirniku i I_{1w} w stojanie.

TABLICA 3.

Zwarcie jednofazowe ze strony stojana, napięcie przyłączone do uzwojenia wirnika.

	1	2	3	4	5	6	7	8
	U_z	I_{2w}	I_{1w}	I_{2w}/I_{1w}	Bieg jałowy		Z_z	$Z'_z = Z_z \left(\frac{z_1}{z_2} \right)^2$
	V	A	A		V	A	Ω	Ω
1	18,2	30	2,4	12,5	9,1	3,0 A	0,61	75
2	20,0	33,5	2,68	12,5	10	3,3 „	0,60	74
3	20,5	34	2,73	12,4	10	3,3 „	0,60	74
4	25	46	3,70	12,4	12,5	4,3 „	0,541	66,6

TABLICA 4.

Zwarte jednofazowo uzwojenie wirnika, napięcie przyłączone do uzwojenia stojana.

	1	2	3	4	5
	U_1	I_{1z}	I_{2z}	I_{2z}/I_{1z}	Z_z
1	75	1,0	9,6	9,6	75
2	124	1,7	16,6	9,72	73
3	137	1,89	18,4	9,8	72,5

Pg. wzoru 38 i rys. 52 widoczne jest, że przy zwarcu ze strony stojana i przyłączeniu do napięcia wirnika, jak podaje tablica 3:

$$\frac{I_{2w}}{I_{1w}} = n \cdot \frac{\bar{Z} + \bar{Z}_1}{Z} \dots\dots\dots 218.$$

odwrotnie więc przy zwarcu wirnika i przyłączeniu stojana:

$$\frac{I_{1z}}{I_{2z}} = \frac{1}{n} \cdot \frac{\bar{Z} + \bar{Z}_2}{Z} \dots\dots\dots 219.$$

Określając przekładnię zwojów podobnie do wzoru 217, otrzymamy:

$$n = 11,00$$

t. j. wartość, zbliżoną do wartości otrzymanej z napięć przy biegu jałowym.

Mając dokładnie sprawdzoną przekładnię zwojów, moglibyśmy ściślej określać doświadczalnie różnicę między I_{1z} i I_{2z} , która to przy małych napięciach i prądach zwarcia utrzymuje się wskutek wzrostu oporności X_1 i X_2 .

Gdybyśmy określili $\bar{Z} + \bar{Z}_1$ dla napięcia biegu jałowego równego ok. połowie napięcia zwarcia, to otrzymalibyśmy oporność zbliżoną do tej, jaka powstaje przy zwarcu, gdyż pg. rys. 10, SEM wzniecona we wtórnym równa się ok. połowie napięcia zwarcia.

W tablicy 3 podane są prądy biegu jałowego, określone przy napięciach równych połowie napięcia zwarcia jednofazowego.

W kolumnie 7 podane są oporności zwarcia Z_z , określone przy prądach kolumny 2 i napięciach kolumny 1.

Zauważymy w końcu, że przy trójfazowym zwarcu różnica między prądami I_{1z} i I_{2z} powinna być mniejsza, niż przy jednofazowym i tym mniejsza, im przy niższym napięciu wykonywamy zwarcie. Uwzględnienie różnicy między I_{1z} i I_{2z} może być pożyteczne przy badaniu strat dodatkowych.

*) Z rys. 52 widoczne, że CU odpowiada I_{1z} , UZ odpowiada I_{2z} .

a $CU = \overline{UZ} + \overline{CZ} = \bar{Z} + \bar{Z}_2$. Jak widoczne z rys. 52 jest to zwykła suma geometryczna. Wartości wzorów 213, 214, 218 i 219 są równe, o ile X_1 X_2 X , R_1 R_2 i R_z są równe.

2. Wydzielenie strat biegu jałowego.

a) Jak wiadomo, przy biegu jałowym mamy straty:

$$P_0 = P_z + P_{0u} + P_t + P_p \text{ } 220.$$

w czym P_z straty w żelazie, $P_{0u} = 3R_1 I_0^2$, P_t straty na tarcie, a P_p na przewietrznik.

Powyższe możemy wydzielić za pomocą amperomierzy, watomierzy i omomierza. Najpierw określamy ogólne straty, następnie straty po zdjęciu przewietrznika. By osiągnąć dokładność, oba pomiary wykonać można przy rozmaitych napięciach ze strony jak stojana, tak i wirnika.

Straty w miedzi stojana przy cienkich przewodach określone będą dość dokładnie za pomocą omomierza przez pomiar oporności R_1 , w temperaturze badań. Pozostanie więc suma:

$$P_z + P_t$$

Straty w żelazie są z dość znaczną dokładnością proporcjonalne do kwadratu napięcia. Możemy wykonać kilka pomiarów przy napięciu o 10% wyższym, a następnie niższym na np. 75 i 50% napięcia znamionowego, licząc, że straty na tarcie pozostaną bez zmiany, a straty w żelazie zmniejszą się w stosunku do kwadratu napięcia.

Przez pomiary powyższe zmierzimy straty w żelazie stojana i straty na tarcie.

b) Przy spoczynku i biegu jałowym, gdy silnik nie obraca się, możemy określić:

$$P_0 = P_{zst} + P_{zw} + P_{0u} \text{ } 221.$$

Przy różnych napięciach, lecz możliwie tych samych, co w poprzednim przykładzie, określimy tu sumę:

$$P_{zst} + P_{zw}$$

jeśli odejmiemy $P_{0u} = 3R_1 I_0^2$.

Przy przyłączeniu do sieci ze strony wirnika, stosunek indukcji w stojanie i wirniku zmieni się. Można przyjąć, że zmiana wyniesie różnicę części rozproszenia. Rozproszenie stojana nie przenika wirnika, lecz rozproszenie w czołach uzwojeń stojana również nie tworzy indukcji żelaza stojana. Przyłączając silnik stroną uzwojenia wirnika do sieci, otrzymamy również straty w żelazie stojana i wirnika, lecz w odmiennym stosunku silniejszej i słabszej indukcji. Pewne wzory mogłyby nam dopomóc do związania zależności obu wyników. Stosunek strumieni Φ_1 i Φ przy biegu jałowym odpowiada stosunkowi Z_0 i Z^* , określanemu już wzorami 213 i 214. Oznaczmy straty w żelazie stojana przy napięciu znamionowym przez P_{zst} , a wirnika przez P_{zw} . Załóżmy, że przy badaniu ze strony stojana i spoczynku otrzymano:

$$*) Z_0 = \bar{Z} + \bar{Z}_1, \text{ a } Z_{zw} = \bar{Z} + \bar{Z}_2$$

$$P_{\dot{z}st} + \left(\frac{Z}{Z_0}\right)^2 \cdot P_{\dot{z}w} = P_{\dot{z}st} + \left(\frac{U_2}{U_1}\right)^2 \cdot P_{\dot{z}w} = A$$

a badając ze strony wirnika przy napięciu $U_1: n$, otrzymano:

$$\left(\frac{U_2}{U_1}\right)^2 \cdot P_{\dot{z}st} + P_{\dot{z}w} = B$$

Z dwóch równań z dwiema niewiadomymi możemy określić:

$$P_{\dot{z}st} = \frac{B \cdot \left(\frac{U_2}{U_1}\right)^2 - A}{\left(\frac{U_2}{U_1}\right)^4 - 1} \quad 222.$$

$$P_{\dot{z}w} = \frac{A \cdot \left(\frac{U_2}{U_1}\right)^2 - B}{\left(\frac{U_2}{U_1}\right)^4 - 1} \quad 223.$$

Przykład powyższy dany tu jest tylko dlatego, aby wykazać jak ściśle muszą być pomiary i zależności, by móc z nich otrzymać dość dobre wyniki. Np. jeśli $\frac{U_2}{U_1} = 0,95$ to kwadrat $\left(\frac{U_2}{U_1}\right)^2 = 0,9025$, a $\left(\frac{U_2}{U_1}\right)^4 = 0,81$ tak, iż $\left(\frac{U_2}{U_1}\right)^4 - 1 = -0,19$.

Różnice, otrzymywane w liczniku mają też wielki wpływ na wyniki. Pięć procent nieściśłości w pomiarach A i B może dać 50% różnicy w wartości otrzymanej dla $P_{\dot{z}st}$ lub $P_{\dot{z}w}$. Badania takie są też bardzo trudne i wymagają wielkiej umiejętności, by wyniki były uzgodnione z pomiarami strat w żelazie stojana przy biegu.

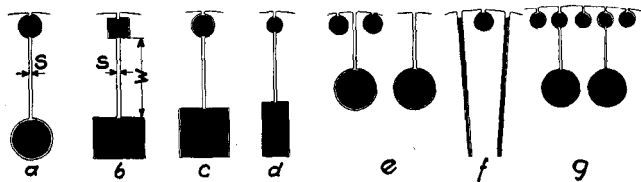
c) **Straty w żelazie wirnika** przy biegu możemy określić w sposób podobny do pomiaru strat w żelazie stojana, załączając uzwojenie wirnika do napięcia $U_1 \cdot \frac{1}{n}$. Po oddzieleniu strat na tarcie i w uzwojeniu wirnika od prądu biegu jałowego, otrzymamy $P_{\dot{z}w}$, podobne do otrzymywanych przy spoczynku, lecz mogących posiadać pewną różnicę wskutek dodatkowych strat, powstających lub zanikających przy biegu.

3. Oporności wirnika dwukłatkowego.

W przykładach obliczeń silników dwukłatkowych nie był podany sposób obliczenia współczynnika X_w , oporności urojonej klatki wewnętrznej. Wzory 115 i 116 brane do obliczeń oraz różne współczynniki muszą mieć doświadczalne potwierdzenie, by móc się na nich opierać. Różnorodne konstrukcje żłobków wirników dwukłatkowych i skomplikowane zależności, powstające tam, nie pozwalają na szablonowe obliczenia.

Dla oceny oporności, powstających w wirniku dwuklatkowym, można postąpić w następujący sposób: a) zbadać wirnik typu, jak na rys. 33, na zwarcie tylko o jednej klatce wewnętrznej przy różnych napięciach zwarcia lub przy różnych prądach; b) to samo z klatką zewnętrzną przy różnych szczelinach, np. 0,3; 0,5 i 0,8; c) to samo z obu klatkami przy szczelinie 0,8. Dla określenia wpływu oporności rzeczywistej klatki zewnętrznej można wykonać tę klatkę o różnych przekrojach prętów i pierścieni, oraz z różnych materiałów, np. z mosiądzu o wielkiej zawartości miedzi i t. p.

Próby mogą wykazać bardzo ciekawe własności pól rozproszenia rozmaitych konstrukcji żłobków każdej z klatek, oraz obu razem. Na podstawie prób, znajdując pewną zależność, możemy poprawić moment rozruchu przy pewnym prądzie zwarcia, lub zmniejszyć uderzenie prądu przy pewnym momencie obrotu. Badania takie wykażą wpływ rozmaitych czynników na dobór współczynników przy obliczeniach lub na wzory 115 i 116.



Rys. 57.

Rys. 57 przedstawia rozmaite sposoby wykonania dwóch klatek wirników dwuklatkowych. Jeśli między żłobkami obu klatek nie ma przerwy po-

wietrznej w obwodzie pola magnetycznego rozproszenia, t. j. jeśli pęki linii sił pola rozproszenia klatki wewnętrznej przepływają też w żelazie, to przy kształcie żłobków, jak na rys. 33 i 35, oporność urojona jednej klatki wewnętrznej zmniejszy się w miarę nasycania żelaza t. j. w miarę powiększania prądu. Np. przy zwiększaniu prądu zwarcia od wartości równej prądowi znamionowemu do 4-krotnie większej, oporność urojona klatki wewnętrznej zmniejszyła się 3,5-krotnie. Przy nałożeniu jednakże klatki zewnętrznej przy odpowiednim stosunku prądów lub oporności, otrzymano zespół, którego oporność pozorna zwarcia wzrastała przy powiększaniu prądu zwarcia w sposób podobny, jak podano w tablicy 6 i 7.

4. Moment obrotowy rozruchu.

Problem momentu obrotowego przy rozruchu należy do najpoważniejszych w konstrukcji silników zwartych. W silnikach wielożłobkowych dąży się do otrzymania możliwie wielkiego momentu przy rozruchu. Moment obrotowy tworzą siły między indukcją magnetyczną na obwodzie wirnika i prądami w przewodach wirnika. Przy sinusoidalnym rozkładzie prądów i indukcji magnetycznej przesunięcie wzajemne na kąt φ_2 , rys. 10 i 11, powoduje zmniejszenie momentu w stosunku do:

$$\cos \varphi_2 = \frac{R_2}{Z_2} \dots\dots\dots 224.$$

Na rys. 10, $OL = I_{2Z} Z_2$, a $OM = I_{2Z} R_2$.

Strumień Φ przy zwarcu jest zmniejszony w stosunku do strumienia przy pracy znamionowej, jak:

$$\frac{Z_2 \cdot Z \cdot U_1}{Z_Z \cdot (\bar{Z} + \bar{Z}_2) \cdot E} \dots\dots\dots 225.$$

w czym Z oznacza oporność pozorną głównego strumienia przy zwarcu, którą możemy obliczyć z amperozwojów obwodu magnetycznego przy SEM niemal dwa razy mniejszej niż przy biegu jałowym.

Prąd przy zwarcu w wirniku I_{2Z} jest znacznie większy od prądu I_2 przy pracy znamionowej. Moment przy zwarcu M_Z będzie zwiększony w stosunku do momentu przy pracy znamionowej M_1 pg. rys. 10, jak:

$$\frac{M_Z}{M_1} = \frac{I_{2Z} \cdot Z_2 \cdot Z \cdot U_1 \cdot R_Z}{I_2 \cdot Z_Z \cdot (\bar{Z} + \bar{Z}_2) \cdot E \cdot Z_2} \dots\dots\dots 226.$$

Skracając przez Z_2 i podstawiając za I_{2Z} wyrażenie z wzoru 190, otrzymujemy:

$$\frac{M_Z}{M_1} = \frac{I_{1Z} \cdot R_Z \cdot Z^2 \cdot U_1}{I_2 \cdot Z_Z \cdot (\bar{Z} + \bar{Z}_2)^2 \cdot E} \dots\dots\dots 227.$$

Przy badaniu na zwarcie określamy watomierzem pg. wzoru 48:

$$R_Z = R_1 + R_2 \cdot \left(\frac{Z}{\bar{Z} + \bar{Z}_2} \right)^2 \dots\dots\dots 228.$$

więc: $R_2 \cdot \left(\frac{Z}{\bar{Z} + \bar{Z}_2} \right)^2 = R_Z - R_1 \dots\dots\dots 229.$

Podstawiając wyrażenie wzoru 229 do wzoru 227, otrzymujemy:

$$\frac{M_Z}{M_1} = \frac{I_{1Z} \cdot (R_Z - R_1) \cdot U_1}{I_2 \cdot Z_Z \cdot E} \dots\dots\dots 230.$$

Moment obrotowy przy pracy znamionowej:

$$M_1 = k \cdot I_2 \cdot E \dots\dots\dots 231.$$

w czym I_2 prąd w wirniku, E -SEM wzniesiona przy pracy znamionowej, a k współczynnik —

$$E = \bar{U}_1 - \bar{I}_1 \bar{Z}_1 \dots\dots\dots 232.$$

Zauważymy tu, że prądy wirnika I_2 i I_{2Z} nie wyrażają na wykresach rys. 24a, b i c cięciwy DU i UZ , gdyż AU oznacza tam prąd biegu jałowego niezależnie od spadków napięcia powstających przy obciążeniu.

Podstawiając wyrażenia wzorów 231 do 230, otrzymamy:

$$M_Z = k \cdot \frac{I_{1Z} \cdot U_1 \cdot (R_Z - R_1)}{Z_Z} = k \cdot I_{1Z}^2 \cdot (R_Z - R_1) \dots\dots\dots 233.$$

co oznacza, że moment przy zwarcu równa się iloczynowi k przez energię przenoszoną na wirnik.

Rezygnując ze ścisłości, wzór 233 możemy przekształcić na:

$$M_z = k \cdot \frac{I_{1z} \cdot U_1 \cdot R'_2}{Z_z} = k \cdot \frac{I_{1z} \cdot U_1 \cdot R_z \cdot R'_2}{Z_z \cdot R_z} \quad 234.$$

Z wzoru 234 widoczne jest, że otrzymane przez nas wyrażenie dla momentu przy zwarciu odpowiada wartości określonej z wykresu, gdzie —

$$\frac{I_{1z} \cdot U_1 \cdot R_z}{Z_z}$$

oznacza rzędną punktu zwarcia, która przemnożona przez:

$$\frac{R'_2}{R_z}$$

wyraża odległość punktu Z do prostej momentów ZK w skali momentów.

Doświadczalne określenie momentu przy rozruchu.

Rys. 58 przedstawia prosty przyrząd do określania momentów, a mianowicie hamulec zaciskany na kole silnika. Przy prądach dość wielkich koniec hamulca naciskiem na talerzyk wagi A podniesie ciężar na talerzyku B, a więc pozwoli określić moment obrotu. Przed doświadczeniem należy dobrze wyważyć wagę z hamulcem, aby języczki wagi stały na poziomej linii przy lekkim opieraniu się końca hamulca o talerzyk. Przy podnoszeniu napięcia w pewnym momencie nacisk hamulca zacznie przeważać ciężar na talerzyku B. Jeśli np. ciężar będzie 3 kg., to moment będzie:

$$3 \text{ kgm lub } = 300 \text{ kgcm.}$$

Można sprawdzić ile gramów, ułożonych na końcu dźwigni hamulca, będzie przeważało wagę, t. j. będzie odczuwalnych.

Zamiast podnoszenia napięcia można regulować ciężarkami przy stałym napięciu, póki nie otrzymamy ciężarów podnoszonego i niepodnoszonego o nieznacznej różnicy, oznaczających graniczny moment obrotu.

Przykład I określania momentu.

Silnik 2,1 KM zwarty jednoklatkowy, 1000 obr./min., 220/380 V, o 54-ch żłobkach stojana i 48-miu wirnika. Żłobki wirnika skośne w przybliżeniu na jeden żłobek. Prąd stojana, znamionowy, $I_1 = 3,5 \text{ A}$; prąd wirnika 2,9 A, $\eta = 0,83$. Wartości określone doświadczalnie: $R_1 = 3,5 \Omega$ przy 25° C. , $I_0 = 2,00 \text{ A}$, $P_0 = 150 \text{ W}$, z czego na tarcie $P_t = 75 \text{ W}$. $Z_z = 13,9 \Omega$ przy 25° C. , $R_z = 7 \Omega$. Zwarcie zostało wykonane przy 103,5 V i przy $I_1 = 4,3 \text{ A}$, jako prądzie zwarcia. Prąd zwarcia był więc nieco większy od prądu znamionowego. Przy 380, czyli 220 V napięcia fazowego otrzymywało się z przeliczenia, jako prąd zwarcia przy napięciu znamionowym $I_{1z} = 15,8 \text{ A}$. Przy

próbie zaś na 380 V prąd zwarcia wynosił 17,4 A, przy czym jednakże uzwojenia nagrzały się tak, iż oporność rzeczywista zwarcia wzrosła do $R_z = 8,2 \Omega$, co daje oporność pozorną zwarcia —

$$Z_z = \frac{220}{17,4} = 12,62 \Omega$$

oraz oporność urojoną zwarcia —

$$X_z = \sqrt{12,6^2 - 8,2^2} = 9,6 \Omega$$

podczas, gdy przy próbie na zwarcie prądem 4,3 A:

$$X_z = \sqrt{13,9^2 - 7^2} = 12 \Omega$$

Powyższe oznacza zwiększenie się oporności urojonej o 25%.

Moment obrotu znamionowy przy 930 obr. 2,1 KM, liczony na czopie wału wyniesie:

$$M_1 = \frac{2,1 \cdot 75 \cdot 60}{930 \cdot 6,28} = 1,61 \text{ kgm.}$$

Spadek napięcia w uzwojeniu stojana wskutek oporności pozornej Z_1 przy prądzie $I_1 = 3,6 \text{ A}$ wyniesie ok. 9%, tak, iż:

$$E = 0,895 \cdot 220 = 197 \text{ V}$$

Stosunek więc:

$$\frac{E}{U_1} = \approx 0,895$$

Energia, przenoszona na wirnik przy pracy znamionowej wynosiła:

moc pożyteczna	1545 W
straty w miedzi wirnika	89 W
straty na tarcie	75 W
razem	<u>1709 W</u>

a więc prąd wirnika nie mniejszy, niż —

$$I'_2 = \frac{1709}{3 \cdot 197} = 2,9 \text{ A}$$

Z wykresu, wykonanego na opornościach podanych wyżej dla warunków pracy znamionowej przy prądzie namagnesowania $I_m = 2 \text{ A}$ i $X_2 = 0$ w sposób podobny jak na rys. 52, wyznaczony został prąd w wirniku przy zwarcu I_{2z} w stosunku do prądu w stojanie I_{1z} , jako zależność U_Z do U_C ; określony został też prąd $I_2 = 2,9 \text{ A}$ przy prądzie stojana 3,5 A i prądzie namagnesowania $I_m = 2 \text{ A}$.

TABLICA 5.
silnik 2,1 KM jednoklatkowy, 1000 obr., 220/380 V.

			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
1	U_1	V	129	174	208	218	254	272	294	380	274	232	205	170	148	124
2	I_{1z}	A	5,5	7,8	9,1	9,9	11,6	12,5	13,5	17,4	12,5	10,2	8,8	7,6	6,5	5,4
3	M_z	kgm	0,25	0,5	0,75	0,875	1,25	4,5	1,75		1,5	1,0	0,75	0,5	0,375	0,25
4	R_1	Ω	3,5	3,65	3,7	3,8	3,9	4,0	4,0		4,0	4,0	4,0	3,9	3,8	3,8
5	$R'_z - R_1$	Ω	3,5	3,65	3,7	3,8	3,9	4,0	4,0		4,0	4,0	4,0	3,9	3,8	3,8
6	Z_z	Ω	13,5	12,9	13,25	12,75	12,65	12,6	12,6		12,6	13,1	13,5	12,9	13,1	13,1
7	$\frac{M_z}{M_1}$ dośw.		1,36	1,47	1,55	1,66	1,75	1,81	1,81		1,81	1,68	1,59	1,58	1,55	1,51
8	$\frac{M_z}{M_1}$ oblicz.		1,60	1,83	1,76	1,95	2,03	2,10	2,10		2,10	1,94	1,82	1,95	1,85	1,84
9	$\frac{\text{oblicz.}}{\text{dośw.}}$	0/0	24	30	18	23	22	22	22		22	22	20	29	25	28
10	I_{1z} na 380 V.	A	16,2	17,1	16,6	17,25	17,4	17,4	17,4	17,4	17,4	16,8	16,3	17,0	16,8	16,8

W tablicy 5 podane są wyniki badań momentu rozruchowego:

w wierszu 1 — napięcie próby;

„ „ 2 — prąd przy próbie;

„ „ 3 — moment obrotowy w kgm.;

„ „ 4 — oporność rzeczywista uzwojenia stojana;

„ „ 5 — „ „ wirnika, przeliczona, jako różnica $R_z - R_1$;

„ „ 6 — oporność pozorna zwarcia, jako iloraz danych wiersza 1 przez dane wiersza 2 i przez 1,73;

„ „ 7 — moment określony doświadczalnie w stosunku do znamionowego, na czopie wału;

„ „ 8 — moment zwarcia w stosunku do znamionowego, obliczony w sposób wyżej podany wg wzoru 230 przy wartościach wziętych doświadczalnie i podanych w wierszach:

10-tym: I_{1z} , 5-tym: R'_z , 6-tym: Z_z przy stosunku:

$$\frac{E}{U_1} = 0,895$$

„ „ 9 — na ile procent wartość obliczonego momentu z uwzględnieniem tarcia jest większa od określonego doświadczalnie;

„ „ 10 — prąd zwarcia obliczony przy oporności Z_z , podanej w wierszu 6-tym.

Np. w kolumnie 1 dla: $U_1 = 129$ i $I_{1z} = 5,5$ A

$$Z_z = \frac{129}{1,73 \cdot 5,5} = 13,5 \Omega$$

$$I_{1z} = \frac{220}{13,5} = 16,3 \text{ A}$$

Moment obrotu, wzrastający proporcjonalnie do kwadratu prądu byłby obliczony na:

$$M_z = 0,25 \cdot \left(\frac{16,2}{5,5} \right)^2 = 2,17 \text{ kgm}$$

co stanowi: $\frac{2,17}{1,61} = 1,35$ -krotność znamionowego.

Z obliczenia otrzymano moment w wierszu 8:

$$\frac{M_z}{M_1} = \frac{16,2 \cdot 3,5}{2,9 \cdot 13,5 \cdot 0,895} = 1,62$$

w czym: $I_{1z} = 16,2 \text{ A}$, $R_z - R_1 = 3,5$, $I_2 = 2,9 \text{ A}$, $Z_z = 13,5 \Omega$

W podobny sposób otrzymane są liczby innych kolumn.

Z doświadczeń wynika, że momenty są istotnie w przybliżeniu proporcjonalne do kwadratu prądu i zmiany oporności wirnika. Przy większych prądach zwarcia oporność urojona zmniejszała się, co stwarzało warunki do wzrostu momentu. Np. między wartościami kolumny 1 i 7-ej moment wzrósł 7-krotnie.

Wynikło to wskutek wzrostu prądu z 5,5 na 13,5 A, co dało 6-krotny wzrost momentu, a następnie wzrost oporności pozornej na:

$$4 : 3,5 = 1,14$$

co razem stanowi:

$$6 \cdot 1,14 = 6,85$$

zamiast 7. Różnicę mogą wytworzyć inne warunki, nieuwzględniane przez wzór przy prądach większych, lub błędy pomiarów.

Badając silnik przy prądzie zwarcia bliskim prądowi znamionowemu, jak w kolumnie 1, otrzymamy z doświadczenia —

$$M_z = 1,35 \cdot 1,61 = 2,17 \text{ kgm}$$

z wykresu lub obliczenia:

$$M_z = 1,62 \cdot 1,69 = 2,58 \text{ kgm}$$

Badając tenże silnik przy napięciu bliskim znamionowemu, otrzymamy wartości kolumny 7, z doświadczenia:

$$M_z = 1,81 \cdot 1,61 = 2,91 \text{ kgm}$$

z wykresu:

$$M_z = 2,1 \cdot 1,69 = 3,55 \text{ kgm}$$

Uderzenie prądu pg. kolumny 8 wynosić będzie:

$$n = \frac{17,4}{3,5} = 5 \text{ czyli 5-krotność prądu znamion.}$$

W wierszu 9 dane są różnice procentowe między wynikami badań i obliczeń, wynoszące od 13,6 do 25⁰/₀, a średnio 18,2⁰/₀. Można by przypisać tę różnicę wpływom nierówności indukcji i rozkładu prądu na obwodzie wirnika czyli skażenia odpowiednich sinusoid przez wyższe harmoniczne, gdybyśmy byli zupełnie pewni, że wszelkie warunki ścisłości w doświadczeniach były zachowane. Przypiszemy więc owe 18,2⁰/₀ różnicy nieścisłości pomiarów amperomierzy, watomierzy i woltomierzy, nieścisłości pomiaru temperatury czyli oporności rzeczywistej miedzi wirnika, nieścisłości w pomiarze wagą i t. p., tak, iż wpływ wyższych harmonicznych mógłby być większy lub mniejszy od otrzymanych 18,2⁰/₀.

Przykład badań ma na celu tylko wskazanie z jakimi trudnościami spotykamy się przy wykonywaniu badań. W danym wypadku nieścisłość w pomiarze $R_z = 7$ mogłaby być powodem poważnych różnic. Następne doświadczenia wykonane ściślej dały różnice mniejsze, lecz za to wykazały większy wzrost temperatury, zmieniając wywody, lecz komplikując znacznie rozważania. Pozostaniemy więc przy naszych wynikach badań, z których wyciągniemy wnioski ogólnie potwierdzające się:

- 1) moment obrotu przy zwarcu jest proporcjonalny do kwadratu prądu przy zwarcu w przybliżeniu pg. wzoru 233;
- 2) proporcjonalny do oporności rzeczywistej wirnika;
- 3) oporności urojone X_1 i X_2 w silniku zwartym jednoklatkowym zmniejszają się przy wzroście prądu zwarcia.

Wniosek zaś praktyczny: przy uruchamianiu silnika zwartego jednoklatkowego przełącznikiem gwiazda-trójkąt zmniejszamy uderzenie prądu nieco więcej, niż 3-krotnie, a więc 3,15–3,2-krotnie, a moment rozruchu zmniejsza się 3,3–3,5-krotnie.

Przykład II.

Badanie momentu rozruchowego silnika zwartego dwuklatkowego 3,3 KM, 1000 obr., 220/380 V. Żłobki wirnika skośne; ilość żłobków $K_1 = 54$, $K_2 = 48$. Moment znamionowy $M_1 = 2,51$ kgm. Próby wykonane zostały przy czterech rozmaitych obciążeniach talerzyków wagi, wywiązujących momenty 0,75, 1,25, 2,00 i 2,5 kgm. Napięcie było podnoszone do chwili przeważenia wagi. W tym momencie były notowane: napięcie U_1 , prąd zwarcia I oraz moc pobrana przez watomierz. Dzieląc trzecią część danych watomierza przez kwadrat prądu I , otrzymywano oporność rzeczywistą R_z , jaka utworzyła się w warunkach próby. Oporność R_1 była mierzona szybko po próbie (30 sek.). Spadek oporności wskutek opóźnienia pomiaru i ochładzania przewodów był określany przez pomiar oporności w kilku odstępach 30-sekundowych. Stosunek momentu rozruchowego przy zwarcu przy napięciu znamionowym M_z do momentu przy pracy znamionowej M_1 był wyprowadzony w ten sposób, że otrzymywany z doświadczeń moment obrotowy był mnożony przez kwadrat stosunku prądu zwarcia przy 380 V do prądu przy próbie. Np. dane kolumny 1, próby przy 143 V i $I_1 = 7,1$ A dają oporność

pozorną zwarcia $Z_z = 11,62 \Omega$. Z notowań watomierzów wyprowadzono $R_z = 8,35 \Omega$. Pomiar omomierzem po próbie dał $R_1 = 2,4 \Omega$ a więc:

$$R'_2 = 8,35 - 2,4 = 5,95 \Omega$$

Wartość R'_2 jest wartością, którą wyrażaliśmy wzorem 115. Wzory 115 i 116 wskazują, że np. zmniejszenie X_w może powodować nawet zwiększenie X'_2 . Wartość $R'_2 = 5,95 \Omega$ będzie więc wartością, otrzymaną z doświadczenia.

Stosunek momentów, obliczony pg. wzoru 230:

$$\frac{M_z}{M_1} = \frac{18,85 \cdot 5,95}{4,47 \cdot 11,62 \cdot 0,89} = 2,42$$

W powyższym $18,85 = I_{1z}$ obliczone z oporności $Z_z = 11,62 \Omega$ a $4,47 = I_2$.

TABLICA 6.

	U	I	Z_z	R_z	R_1	R'_2	M	I_{1z}	$\frac{M_z}{M_1}$	$\frac{M_z}{M_1}$
	V	A	Ω	Ω	Ω	Ω	kgm	A	z dośw.	z oblicz.
1	143	7,1	11,62	8,35	2,4	5,95	0,75	18,88	2,11	2,42
2	192	9,2	12,10	8,3	2,5	5,80	1,25	18,15	1,95	2,21
3	252	12	12,15	8,4	2,55	5,85	2	18,2	1,85	2,23
4	280	13,8	11,62	8,26	2,45	5,81	2,5	18,75	1,83	2,35

Wyniki doświadczeń tablicy 6 są wybrane z rozmaitych prób w różnych warunkach t. j. przy większym lub mniejszym nagrzewaniu się uzwojeń. Rozruch przy silniejszym prądzie powoduje znaczne nagrzanie się klatki zewnętrznej, wzrost zaś prądu przy zwarcu zmniejsza oporność urojoną klatki wewnętrznej. Przy zwarcu silników dwuklatkowych powstają zjawiska daleko więcej skomplikowane, niż w jednoklatkowych.

Z tablicy 6 widoczne jest, że oporność pozorna zwarcia nie maleje w miarę wzrostu prądu, lecz różnica między momentem obrotu, otrzymanym doświadczalnie i obliczeniowo, w miarę wzrostu prądu wzrasta silnie i w doświadczeniach wzrasta z 14 na 29%.

Prąd znamionowy silnika wynosił 5,5 A, tak, iż 18,7 A stanowi tylko 3,4-krotny prąd znamionowy.

Silnik więc dwuklatkowy przy znamionowym napięciu wykazuje uderzenie prądu = 3,4-krotności prądu znamionowego.

Przykład III.

Badany silnik 12 KM, dwuklatkowy, 380/660 V, 600 obr. n/min., $K_1 = 90$, $K_2 = 96$. Kształt żłobków podobny do rys. 35. Prąd stojana $I_1 = 10,3$ A, prąd wirnika $I_2 = 9$ A, moment znamionowy $M_1 = 14,95$ kgm.

TABLICA 7.

	U_1	I	Z_z	R_z	R_1	R_2'	I_{1z}	M	$\frac{M_z}{M_1}$	$\frac{M_z}{M_1}$
	V	A	Ω	Ω	Ω	Ω	A	kgm	dośw.	oblicz.
1	147	10	8,5	5,8	1,35	4,45	44,8	2	2,68	2,84
2	210	13,8	8,79	5,88	1,37	4,51	43,2	4	2,62	2,68
3	260	16,8	8,94	5,93	1,40	4,53	42,5	6	2,56	2,59
4	338	21,8	8,96	6,01	1,45	4,62	42,4	10	2,54	2,64

Przy badaniu silnika 12 KM podane wartości były wyznaczane tak samo, jak w poprzednim przykładzie.

Watomierzami określone R_z przy prądzie I. Omomierzem – R_1 , a R_2' otrzymywało się jako różnica:

$$R_2' = R_z - R_1$$

Prąd zwarcia I_{1z} określany był z napięcia znamionowego i oporności pozornej Z_z . Moment kolumny 8 był mnożony przez kwadrat stosunku prądów kolumny 7 i 2.

Kolumna 9 podaje stosunek momentu otrzymanego do momentu znamionowego 14,95 kgm.

Dane kolumny 10 otrzymane pg. wzoru 230, przy czym I_{1z} brane z kolumny 9; R_2' z kolumny 6; Z_z z kolumny 3, przy prądzie wirnika 9 A i spadku napięcia przy pracy znamionowej wskutek oporności $Z_1 - 0,92$.

Tablica 7 wskazuje, że moment przy zwarcu w badanym silniku nieznacznie maleje w miarę wzrostu prądu, a różnica między wartością z doświadczenia i obliczenia waha się w granicach do 6%, a więc jest nieznaczna.

Dane tablicy 6 i 7 wskazują, że mogą powstawać pewne różnice między momentem obrotowym, określonym doświadczalnie i obliczonym na zasadzie zmniejszenia się strumienia, zwiększenia prądu zwarcia i zmiany kąta między strumieniem i prądem.

5. Wyższe harmoniczne.

W pewnych warunkach powstają silne zawikłania w pracy silników, spowodowane najczęściej przez nieodpowiedni dobór ilości żłobków stojana i wirnika.

Przy pewnym stosunku żłobków i wogóle, jeśli żłobki nie są skośne, to silnik wydaje dość silny dźwięk przy pracy i przy uruchamianiu. Przypuszczenie, że dźwięk ten wywierają wyższe harmoniczne pól magnetycznych, opiera się na tym, że po zamianie wirnika z prostymi żłobkami na żłobki skośne, dźwięk wydawany w znacznym stopniu zanika.

Jeśli ilość żłobków stojana równa się ilości żłobków wirnika, to silnik nie rusza przy zwarcu. To samo powstaje przy stosunku żłobków, jak 1 : 2 lub 1 : 3.

Tablica 8 podaje najdogodniejszy stosunek żłobków stojana i wirnika.

Indukcje na obwodzie wirnika zniekształcają się przez zęby, przez fazowe uzwojenie stojana. Zawsze możemy przypuszczać, że bądź w strumieniu, bądź też w prądach wytworzą się strumienie i prądy wyższych harmoniczných. Wyższe harmoniczne, pojawiające się jednocześnie w prądach i polach magnetycznych mogą dodawać lub odejmować swój moment, a niezależnie od oddziaływania na moment, mogą wytwarzać dodatkowe straty jak w żelazie tak i w miedzi uzwojeń.

TABLICA 8.

Ilość żłobków stojana i wirnika silników zwartych o ukośnych żłobkach wirnika.

p	K_1	K_2
1	24	28, 16, 22
	36	24, 28, 48, 16
	48	40, 52
	60	48
2	36	24, 40, 42, 60, 30, 44
	48	60, 84, 56, 44
	60	72, 48, 84, 44
3	36	42, 48, 54, 30
	54	72, 88, 48
	72	96, 90, 84, 54
4	36	48
	48	72, 60
	72	96, 84

Powyższa tablica podaje stosunki żłobków stojana i wirnika podane w książce R. Richtera „El. Maschinen” tom IV str. 211, jako wartości, które się w praktyce najczęściej przyjęły dla silników zwartych o ukosie żłobków wirnika od t_{zw} do $2 t_{zw}$. Literatura podaje bardzo dużo rozmaitych zależności między żłobkami wirnika i stojana często sobie przeczących, opartych na teoretycznych podstawach. W wytwórniach maszyn elektrycznych szukano rozwiązania w ten sposób, iż do jednego stojana, naprz., o 24 żłobkach

wykonano kilka wirników o różnej ilości żłobków, naprz.: 18, 21, 27, 30 i 36 i badano następnie przy żłobkach prostych i skośnych, które wydają najmniejszy dźwięk przy pracy znamionowej przy przeciążeniu lub przy uruchomieniu i które wykazują najlepszy moment obrotowy przy rozruchu.

W przykładach badań momentów nie były brane w rachubę straty w żelazie przy zwarcu, gdyż określenie ich, a szczególnie napięcia, przy którym mają być określone, wymagałoby dokonania szeregu badań i dość skomplikowanych przeliczeń. Przy silnikach jednak mniejszych, np. 0,5 KM, na wolniejsze obroty, uwzględnienie wzorów 207 i następnych, może być konieczne. Zauważymy przy tym, że przy próbie na zwarcie straty w żelazie powstają jak w stojanie tak i wirniku, a te ostatnie wobec wysokiej indukcji w zębach wirnika i małego spadku napięcia w uzwojeniu stojana, mogą otrzymać wartość wpływającą na określenie momentu. Naogół straty w żelazie maleją z kwadratem napięcia, lecz część linii sił rozproszenia, a mianowicie linie sił rozproszenia w żłobku i szczelinie przepływają przez żelazo rdzeni, oraz mogą przepływać przez inne części żelazne, powodując w nich straty w żelazie. Przy próbach na zwarcie wykonywanych przy różnych napięciach, straty w żelazie mogą rozmaicie się zmieniać. Próba zwarcia przy prądzie znamionowym będzie wykonana przy innym stosunku strat w żelazie do całkowitych, niż próba przy napięciu znamionowym. Przy zwarcu pola rozproszenia są równe do pola głównego, możliwe jest więc, że linie sił rozproszenia w żelazie dadzą straty niemal równe do strat pola głównego.

Oporność R_z , t. j. oporność żelaza otrzymujemy dzieląc straty w żelazie przy zwarcu przez 3 i przez kwadrat prądu namagnesowania. Wyrasza z prawej strony równości 207 przy uwzględnieniu wzoru 209, oznacza trzecią część strat w żelazie przy zwarcu podzieloną przez kwadrat prądu pierwotnego przy zwarcu. Wyrasza więc, znajduje się w takim stosunku do obu pozostałych, jaki stanowią straty w żelazie do strat w uzwojeniu przy zwarcu. O stosunek strat w żelazie przy zwarcu do strat w uzwojeniu wirnika, będzie też zmniejszony moment przy zwarcu.

Powyższe pytania będą wymagały doświadczalnego rozwiązania, zanim różnicę między obliczonym i doświadczalnym momentem przy rozruchu poczytywać będziemy za wpływ wyższych harmoniczych.

W książeczce niniejszej rozważane były wyłącznie zależności między głównymi falami strumieni i SEM, lecz te zapewne będą mogły być podstawą do badań wpływów wyższych harmoniczych na momenty przy rozruchu i pracy znamionowej, bądź też na straty dodatkowe tworzone przez te fale.

V. Straty dodatkowe.

Różnego rodzaju straty w żelazie i miedzi, nie objęte głównymi wzorami 73, 74 i 80 lub krzywą strat, rys. 16, nazywamy stratami dodatkowymi. Oczywiście dodatkowymi będziemy nazywali straty, związane z konstrukcją maszyn i wypływające z prądów wirowych, rozproszenia strumienia, wyższych harmonicznych w żelazie czynnym i innych częściach żelaznych, wypierania prądu w przewodzie i t. p.

Straty dodatkowe wzrastają silnie z wielkością maszyn. Przy budowie wielkich maszyn problem strat dodatkowych ma pierwszorzędne znaczenie. Musimy wiedzieć, co może być powodem nadmiernego wzrostu strat dodatkowych.

Przy badaniach biegu jałowego i zwarcia watomierz notuje straty dodatkowe w sumie z głównymi. Mogą być jednakże straty przy pracy znamionowej, nie pojawiające się przy zwarcu i biegu jałowym.

Doświadczalne określenie strat dodatkowych jest niekiedy trudne, gdyż mieszczą się one czasami w zakresie nieścisłości przyrządów mierniczych. Należy przeto dbać, by nie poczytywać za straty dodatkowe złego pomiaru. Często będziemy liczyli za straty dodatkowe różnicę między danymi pomiarów i wartościami otrzymanymi z teoretycznego obliczenia strat głównych. Wielkość strat dodatkowych zależy wtedy od sposobu obliczenia strat głównych, od wzorów użytych, od przyjętych indukcji, od stałych materiałowych, które niestety, mogą być różne nawet w blachach jednego transportu. Czasami pojawianie się strat częściej w innej zależności niż straty główne, nasuwa przypuszczenie o stratach dodatkowych.

Podane dalej wzory tylko w przybliżeniu określać będą pewien rodzaj strat dodatkowych, będą więc miały znaczenie orientacyjne i pomocnicze przy badaniach lub dążeniu do wyznaczenia nowych możliwych czynników wpływających na straty dodatkowe.

I. Strumień w szczelinie.

Gdyby wytoczenie stojana i powierzchnia walcowa wirnika były gładkie, bez żłobków, a przewody uzwojeń trzech faz były ułożone na powierzchni wirnika i wytoczenia stojana, to pole w szczelinie byłoby inne, niż przy przewodach w żłobkach. Przy trójfazowym uzwojeniu i zasilaniu ze strony stojana, indukcja w szczelinie układać się będzie w sposób zbliżony do sinusoidy rys. 59.

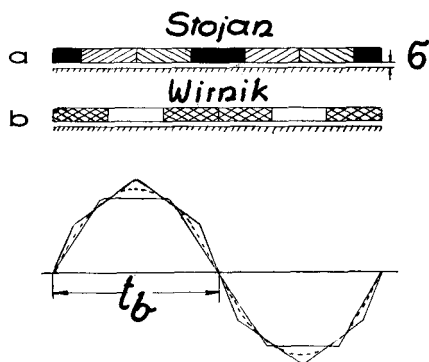
A) Przy gwieździe ze strony stojana, silnym nasyceniu żelaza i małych wpływach amperozwojów szczeliny na amperozwoje całego obwodu magnetycznego powstaną zawikłania jak w transformatorach, szczególnie przy

nierównej szczeliny. Strumień sinusoidalny będzie wymagał trzeciej harmonicznej w prądzie, a ta nie będzie mogła istnieć z powodu połączenia w gwiazdę; sinusoidalny zaś prąd wymagać będzie wyższych fal w strumieniu.

Powyższe zawikłania mogą też tworzyć straty dodatkowe w rdzeniu żelaznym.

B) Przy gładkim stojanie i wirniku bez żłobków i trójfazowym uzwojeniu, jeśli przewody jednej fazy zajmują trzecią część podziałki biegunowej.

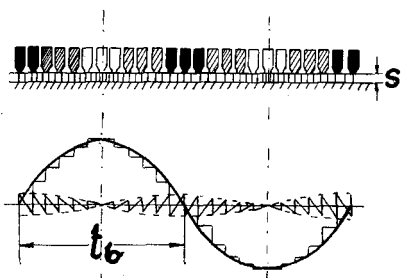
Rys. 59 a i b, przedstawia rozwinięty obwód wytoczenia stojana. Przy dwubiegunowym uzwojeniu sinusoidalny prąd w sześciu krańcowych stanach wytwarza wyższe harmoniczne, pochodzące tylko wskutek drgań wzbudzenia sinusoidalnego. Przy zmianie prądów w trzech fazach mamy stan a, gdy w jednej fazie jest maximum, a w dwóch drugich prądy równe połowie największego, następnie zaś stan b, gdy jedna faza przechodzi przez zero, a w dwóch drugich będą prądy równe i przeciwnie skierowane. Powyższe wahania stworzą fale wyższe w wzbudzeniu. Komplikacje wywołane zostaną przez



Rys. 59 a i b.

prądy stojana i wirnika, jak na rys. 59; pole wypadkowe może mieć silne składowe wyższych harmonicznych, szczególnie przy zwarcu.

C) Przy żłobkach w stojanie i wirniku powstaje jeszcze jeden powód



Rys. 60.

do tworzenia się wyższych harmonicznych w strumieniu. Rys. 60 przedstawia strumień schodkowy, powstający np. przy zasilaniu stojana żłobkowego i wirnika gładkiego. Przy wirniku żłobkowym i stanie spoczynku pole w szczeliny będzie wypadkowym z oddziaływania wyższych harmonicznych stojana i wirnika. Przy różnych ilościach żłobków stojana i wirnika i pewnych przesunięciach prądów I_1 i I_2 mogą powstać silne wyższe harmoniczne. Przy ruchu wirnika działanie tych harmonicznych ulega pewnemu przytłumieniu.

Przy żłobkach *ukośnych* w wirniku wyższe harmoniczne żłobków nie przenikają do strumieni objętych przez uzwojenia.

Wielka szczelina jest dodatnią w znaczeniu tłumienia harmonicznych w szczeliny i zmniejszaniu strat dodatkowych.

Uzwojenia cięciwowe poza zaletami mniejszego obwodu mają też wielkie znaczenie przy tłumieniu wyższych harmonicznych w strumieniu, a więc zmniejszeniu strat dodatkowych. Przy rozpiętości zwojnic równej 0,81 podziałki biegunowej, tłumienie to będzie najsilniejsze.

2) Straty w żelazie.

Straty główne w żelazie rdzeni silników asynchronicznych składają się ze strat na histerezę i prądy wirowe. Krzywa, rys. 16, daje sumę obu rodzajów strat t. j. wartość zbliżoną do:

$$P_{kg} = \sigma_H \cdot \frac{f}{100} \cdot \left(\frac{B}{10.000} \right)^2 + \sigma_W \cdot \left(\Delta \cdot \frac{f}{100} \cdot \frac{B}{10.000} \right)^2 \quad \text{W/kg} \dots\dots\dots 235.$$

W powyższym σ_H i σ_W oznaczają stałe materiałowe dla histerezy i prądów wirowych.

TABLICA 9.

Dla blach o stratności W/kg	σ_H	σ_W
3,6	4,8	19,2
3,0	4,7	10,4
2,3	3,8	6,4
1,7	2,85	4,4

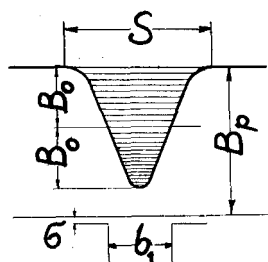
Δ grubość blach w mm. Dla $\Delta = 0,5$ mm $\sigma_H = 2,85$, $\sigma_W = 4,4$ otrzymamy $P_{kg} = 1,7$ W/kg. We wzorze 235 część pierwsza strony prawej oznacza straty na histerezę, a część druga na prądy wirowe.

a) Straty dodatkowe w jarzmach.

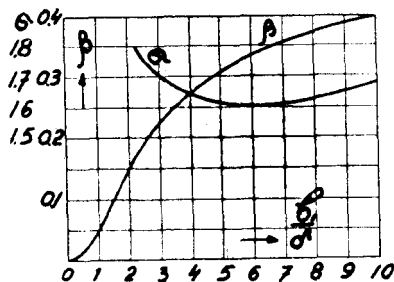
Straty w jarzmach rdzeni ponad wartość wzoru 235 otrzymuje się przy bardzo wielkich przekrojach jarzma t. j. znacznych wymiarach h_j rys. 14, co otrzymujemy przy przewijaniu rdzeni silników z większych na mniejsze obroty. Przy przewożeniu z 3000 na 750, obrotów, przy stosunku średnicy wytoczenia stojana do średnicy zewnętrznej rdzenia równym 0,6, straty na histerezę powiększają się 1,27-krotnie, a na prądy wirowe 2,3-krotnie w porównaniu z wartością wzoru 235, pg. danych Liwschitz'a w książce „El. Masch.“, str. 69 i 70. Straty więc w jarzmie nie zmniejszą się 16-krotnie przy 4-krotnym zmniejszeniu indukcji B.

b) Straty powierzchniowe w wytoczeniu stojana i na powierzchni wirnika są spowodowane wyższą częstotliwością indukcji tworzonej przez otwory żłobkowe. Gdyby wirnik posiadał powierzchnię równą bez otworów żłobkowych, a wytoczenie stojana posiadało te otwory, to przy obracaniu się wirnika powstawałyby na powierzchni wirnika na głębokości części milimetra indukcje o częstotliwości:

$$f_1 = k_1 \cdot \frac{f}{p} = k_1 \cdot \frac{n}{60}$$



Rys. 61.



Rys. 62.

Rys. 61 przedstawia falę indukcji na powierzchni wirnika wytworzoną przez otwór żłobkowy stojana o szerokości b_1 przy indukcji w szczelinie B_p . Amplituda tych fal będzie:

$$B_0 = B_p \beta \quad 236.$$

Przy odstępzie S na rys. 61:

$$S = b_1 \sigma \quad 237.$$

Rys. 62 podaje wartości β i σ dla rozmaitych stosunków szerokości otworów żłobkowych b_1 do grubości δ . Np. dla $b_1 = 3 \text{ mm}$ i dla szczeliny $\delta = 0,4 \text{ mm}$.

$$\frac{b_1}{\delta} = 8 \quad \text{a więc} \quad \beta = 0,375 \text{ i } \sigma = 1,62$$

Wpływ stosunku szerokości otworu żłobkowego do podziałki zębów i szczeliny wyrażają współczynniki:

$$\gamma = \frac{\frac{b_1}{\delta}}{5 + \frac{b_1}{\delta}} \quad 238.$$

$$k_{c1} = \frac{t_{zst}}{t_{zst} - \gamma_2 \delta} \quad 239.$$

$$k_{c2} = \frac{t_{zw}}{t_{zw} - \gamma_1 \delta} \quad 240.$$

Straty powierzchniowe na m^2 w wytoczeniu stojana, utworzone przez otwory żłobków wirnika wyniosą:

$$P_{o1} = \frac{V_{o1} \cdot l_x \cdot \pi D \cdot (t_{zst} - b_{1st})}{2 \cdot t_{zst}} \quad 241.$$

w czym:

$$V_{o1} = k_0 \cdot \left(\frac{K_2 n}{10.000} \right)^{1,5} \cdot \left(\frac{t_{zw} \cdot \beta_2 \cdot k_{c2} \cdot B_p}{1000} \right)^2 \text{ W/m}^2 \quad 242.$$

w czym K_z ilość żłobków wirnika, n – obroty na minutę, k_{c2} współczynnik określony wzorem 240, β_2 wzięte z rys. 62 dla danego stosunku b_1 do δ . We wzorze 241 powierzchnię liczyć należy w metrach kw. Współczynnik $k_0 = 2,5$ dla blach nie obrabianych t. j. nie toczonych lub szlifowanych. Przy obrabianiu blach współczynnik ten może otrzymać wartość 10 lub 25 t. j. odpowiednią dla nabiegunków z żelaza pełnego. Wzór więc 242 może dać wartości 10-krotnie różne od siebie zależnie od warunków.

Przykład obliczenia strat powierzchniowych dla stojana silnika 25 KM, 3000 obr., 500 V, str. 48:

$$P_{01} = 2,5 \left(\frac{24 \cdot 3000}{10.000} \right)^{1,5} \left(\frac{1,95 \cdot 0,4 \cdot 1 \cdot 4780}{1000} \right)^2 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 0,15 \cdot 0,25 \cdot \left(\frac{1,31 - 0,45}{1,31} \right) = 26,4 \text{ W}$$

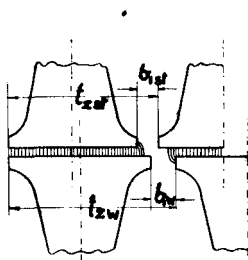
a dla wirnika:

$$P_{02} = 2,5 \cdot \left(\frac{36 \cdot 3000}{10.000} \right)^{1,5} \left(\frac{1,31 \cdot 0,4 \cdot 1 \cdot 4600}{1000} \right)^2 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 0,15 \cdot 0,25 \cdot \left(\frac{1,96 - 0,4}{1,96} \right) = 24,2 \text{ W.}$$

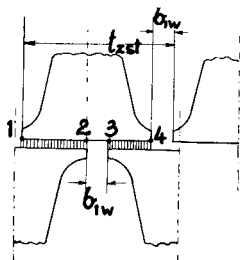
Powyższe wartości przy obróbce mogą wzrosnąć.

c) Straty pulsacji w zębach.

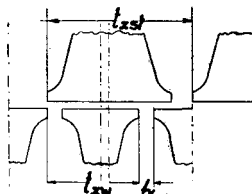
Wzory od 57 do 62 określały indukcję w różnych miejscach zębów, przy maksymalnej indukcji w szczelinie B_p . Indukcje te jednakże będą miały pewne wahania w zależności od tego, czy pod głowicą zęba np. stojana będzie się znajdował otwór żłobkowy czy głowica zęba.



Rys. 63.



Rys. 64.



Rys. 65.

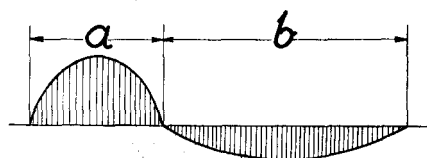
Na rys. 63 pod głowicą zęba stojana znajduje się głowica zęba wirnika, co daje lepsze warunki dla przepływu linii sił, niż w położeniu rys. 64, gdy pod głowicą zęba znajduje się otwór żłobkowy wirnika. Na rys. 65 pod głowicą zęba stojana znajdują się dwa otwory żłobków wirnika. Indukcje w zębach wirnika w położeniu rys. 63 i 64 będą się miały w przybliżeniu jak odległości 1-4, rys. 64 do sumy odległości 1-2 i 3-4, t. j. jak:

$$\frac{B_{\text{maks.}}}{B_{\text{minim.}}} = \sim \frac{t_{\text{zst}} - b_{1\text{st}}}{t_{\text{zst}} - b_{1\text{st}} - b_{1\text{w}}} \dots\dots\dots 243.$$

Jeśli zęby wirnika będą miały małą podziałkę w porównaniu z zębami stojana, jak na rys. 65, to indukcja będzie się wahała w nieco inny sposób, niż w warunkach rys. 63, choć różnica i tu będzie wynosiła:

$$\frac{B_{\text{maks.}}}{B_{\text{minim.}}} = \frac{t_{\text{zst}} - b_{1\text{st}} - b_{1\text{w}}}{t_{\text{zst}} - b_{1\text{st}} - 2b_{1\text{w}}} \dots\dots\dots 244.$$

Powyższe pulsacje będą jednakże nierównomierne, dla rys. 63 i wartość największa będzie trwała krótko, a najmniejsza długo, jak przedstawia rys. 66.



Rys. 66.

W powyższych wzorach nie był uwzględniony wpływ stosunku otworu żłobkowego do podziałki zębowej i szczeliny, wyrażanych przez współczynnik β i σ , rys. 62. Wahania indukcji w zębach stojana wyrazi wzór:

$$B_{\text{ost}} = \frac{b_{1\text{w}} \cdot \frac{b_{1\text{w}}}{\delta}}{2 \cdot t_{\text{zst}} \left(5 + \frac{b_{1\text{w}}}{\delta} \right)} \dots\dots\dots 245.$$

w wirniku zaś:

$$B_{\text{ow}} = \frac{b_{1\text{st}} \cdot \frac{b_{1\text{st}}}{\delta}}{2 \cdot t_{2\text{w}} \left(5 + \frac{b_{1\text{st}}}{\delta} \right)} \dots\dots\dots 246.$$

Straty na kg. wagi żelaza zębów przez powyższą pulsację wyniosą:

$$P_p = \frac{1}{2} \cdot \sigma_w \cdot \frac{1}{36} \cdot \left(\Delta \frac{K_2 \cdot n \cdot B_{\text{ost}}}{1000 \cdot 10.000} \right)^2 \cdot W_z \quad W \dots\dots\dots 247.$$

w czym σ_w stała materiałowa (wzrasta na 80-100% przy obróbce żłobków), Δ grubość blach, K_2 ilość żłobków wirnika, W_z waga zębów wirnika.

Wzór 247 jest odmianą wzoru 235 po podstawieniu wartości

$$\frac{K_2 \cdot n}{60}$$

zamiast częstotliwości f .

3) Straty w miedzi.

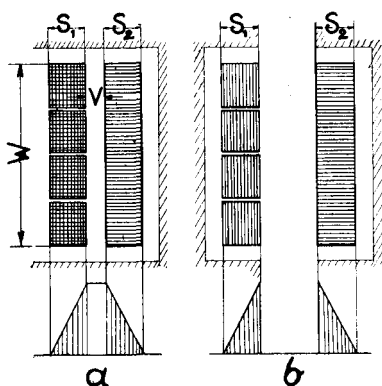
Stratami dodatkowymi w miedzi nazywamy straty, powstające przy prądzie zmiennym ponad straty prądu stałego o natężeniu równym skutecznej wartości prądu zmiennego.

Straty dodatkowe są wywoływane przez: prądy wirowe, wypieranie prądu w równoległych pasmach, przesuwanie w fazie prądów w pasmach równoległych, wyższe harmoniczne odkształcające krzywą prądową i być może inne jeszcze czynniki, powstające w rozmaitych maszynach.

Straty te rosną szybko ze wzrostem mocy maszyn. W pewnych warunkach powiększenie przekroju miedzi przewodów zamiast zmniejszyć — zwiększa straty w miedzi.

Najpierw rozważymy straty w miedzi transformatora jako zjawisko prostsze, by przejść następnie do strat w uzwojeniu silników asynchronicznych

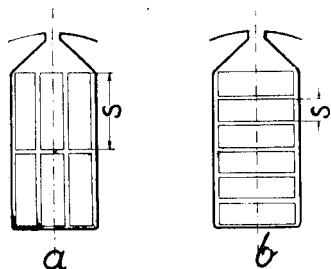
Na rys. 67 a przedstawione jest uzwojenie transformatora o wysokości W i szerokości S_1 i S_2 . Otóż możemy wyobrazić sobie, że oba uzwojenia t. j. pierwotne i wtórne są umieszczone w żłobkach rdzenia żelaznego, jak na



Rys. 67.

rys. 67 b. Linie sił pola magnetycznego, przechodzące od dolnego do górnego jarzma przez uzwojenia będą odpowiadały liniom sił pola rozproszenia w żłobkach. Kierunkiem linii sił w miedzi żłobków będzie kierunek prostopadły do promieni koła wytoczenia, a w transformatorach — kierunek od jarzma do jarzma.

Straty w miedzi zależą w znacznym stopniu od gęstości strumienia rozproszenia. U dołu rysunku pokazany jest wzrost indukcji magnetycznej w kierunku od rdzenia do szczeliny między obu uzwojeniami. To samo będzie w żłobkach. Pole magnetyczne w żłobkach będzie równomiernie wzmagalo gęstość przy przejściu od dna żłobka do szczeliny. By straty na prądy wirowe były możliwie małe, należy baczyć, aby wymiary przewodów w kierunku prostopadłym do linii sił t. j. wymiar s , rys. 68, był możliwie mały.



Rys. 68.

a b
złe dobre
ułożenie przew.

Straty dodatkowe w przewodach ułożonych jak na rys. 68 a, będą znacznie większe, niż przy ułożeniu, jak na rys. 68 b.

Kilka równoległych przewodów, ułożonych nad sobą, wykazuje straty w przybliżeniu podobne do jednego przewodu, o szerokości równej wielokrotności s . Np. gdybyśmy na rys. 68 b przeprowadzili trzy przewody równoległe, to straty dodatkowe w miedzi odpowiadałyby stratom przewodu o szerokości $3s$, czyli byłyby około 9 razy większe, niż przy pojedynczym przewodzie o szerokości s przy połączeniu szeregowym przewodów, gdyż straty te są proporcjonalne do kwadratu szerokości przewodu w kierunku prostopadłym do linii sił.

Straty te są proporcjonalne do kwadratu szerokości przewodu w kierunku prostopadłym do linii sił.

Rozróżniać będziemy czy na całą wysokość żłobka h_a rys. 20 lub szerokość uzwojenia S_1 czy S_2 w transformatorze będziemy mieli jeden przewód czy kilka warstw m t. j. czy s szerokość przewodu w kierunku prostopadłym do linii sił zajmuje cały żłobek, lub całą szerokość uzwojenia, czy też prostopadle do linii sił mamy m przewodów. Na rys. 68a mamy dwie warstwy t. j. $m = 2$, a na rys. 68b mamy sześć warstw prostopadle do linii sił t. j. $m = 6$.

Obliczenia i wzory dotyczą najczęściej warunku kilku warstw przewodów prostopadle do linii sił. Często obliczenia dotyczą nieskończenie wielkiej ilości warstw t. j. warunku $m = \infty$. Otrzymane wzory będą więc już przybliżonymi przy $m = 3, 4 \dots$ i będą już niezbyt pewne przy $m = 2$.

Uzwojenia transformatora, nawinięte jedną spiralą przy walcowym uzwojeniu lub jednym przewodem w żłobku, stwarzają inne warunki dla strat dodatkowych, niż przy $m = 3, 4 \dots$.

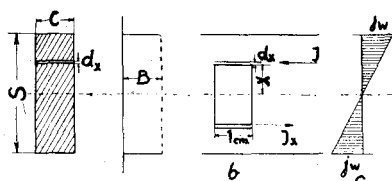
Będziemy więc rozróżniali pytanie strat w *jednym przewodzie* w żłobku lub na szerokość S_1 czy S_2 uzwojenia transformatora oraz *kilku warstw przewodów* prostopadle do linii sił.

Najczęściej obliczenia strat dodatkowych w miedzi opierają się na pracy A. B. Fielda, ogłoszonej w A. I. E. E. z 1905 r. str. 659. Na wzorach Fielda oparte są, między innymi wzory i obliczenia strat dodatkowych w książce Arnolda la Cour'a „Die Transformatoren“, str. 91, oraz Liwshitz'a „El. Masch.“, tom III, str. 87. Ponieważ literatura niemiecka jest u nas dostępniejsza dla wielu niż angielska, przytoczone są poniżej proste obliczenia strat dodatkowych w miedzi E. G. Reed'a, podane w książce „The Essentials of Transformer Practice“ z 1927 r.

a) Obliczenia E. G. Reed'a.

Jeśli wydzielimy przewód z kilku warstw prostopadle do linii sił, to możemy przyjąć, że przewód ten znajduje się w polu magnetycznym o równej indukcji B .

Obliczenie sprowadza się do określenia strat na kg miedzi przy danej częstotliwości, szerokości przewodu s prostopadle do linii sił j amperozwojów na cm. wysokości uzwojenia w kierunku linii sił. Na rys. 69 przedstawiony jest przewód o szerokości s i grubości c , o bardzo wielkiej długości. Przyjmiemy, że indukcja B jest równa na całej szerokości s przewodu. Wytniemy część o długości 1 cm., głębokości 1 cm. i szerokości $2x$, rys. 69. Znajdziemy prąd i straty prądu w dwóch paskach o szerokości dx , długości 1 cm. i grubości 1 cm. Strumień przez powierzchnię $2x$ cm. będzie:



Rys. 69.

długości 1 cm. i grubości 1 cm. Strumień przez powierzchnię $2x$ cm. będzie:

$$\Phi = B \cdot 2x \dots\dots\dots 248.$$

SEM wzniecona w pasemkach dx —

$$E = 4,44 \cdot f \cdot 2 B_x \cdot 10^{-8} = 8,88 \cdot f \cdot B_x \cdot 10^{-8} \text{ V} \dots\dots\dots 249.$$

Prąd znajdziemy, dzieląc E przez oporność w obu pasemkach o grubości. *Przyjmujemy, że oporność urojona obwodu prądu wirowego jest tak mała, iż można ją pominąć przy obliczeniach.* Prądy wirowe będą spóźnione o 90° względem prądu głównego. Oporność paska miedzi o szerokości dx i długości 2 cm przy głębokości 1 cm wyniesie przy 75° C :

$$R_x = \frac{4,16}{10^6 dx} \Omega \dots\dots\dots 250.$$

Prąd w amperach w pasku dx :

$$dI = \frac{E}{R_x} = \frac{8,88 \cdot f \cdot B_x \cdot dx}{4,16 \cdot 10^2} = 0,0213 \cdot f \cdot B_x \cdot dx \dots\dots\dots 251.$$

Straty w obu paskach dx :

$$dP = R \cdot dI^2 = \frac{4,16 \cdot 4,55}{10^{10}} \cdot (f \cdot B_x)^2 \cdot dx = \frac{1,89}{10^9} \cdot (f \cdot B)^2 \cdot x^2 \cdot dx \dots\dots\dots 252.$$

Straty na cm długości i głębokości przewodu i szerokości s wyniosą:

$$P/\text{cm d\AA}ug. = 10^{-9} \cdot f \cdot B^2 \cdot 1,89 \int_0^{s/2} x^2 \cdot dx = 0,785 \cdot (f \cdot B)^2 s^3 \cdot 10^{-10} \dots\dots\dots 253.$$

Straty na 1 cm^3 przewodu miedzianego otrzymamy, dzieląc wartość wzoru 253 przez szerokość przewodu s w cm. —

$$P/\text{cm}^3 = 0,785 \cdot 10^{-10} (f \cdot Bs)^2 \dots\dots\dots 254.$$

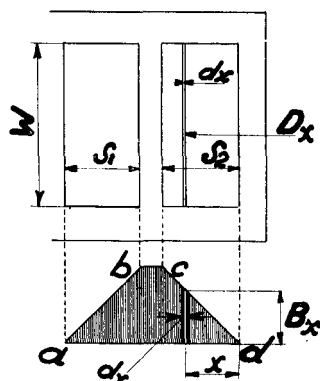
Straty na kg. otrzymamy, mnożąc przez 1000 i dzieląc przez 8,9 wartość wzoru 254:

$$P/\text{kg} = 0,885 \cdot 10^{-8} (f \cdot Bs)^2 \dots\dots\dots 255.$$

Powyższa wartość otrzymana jest przy przewodności właściwej miedzi 0,0213 przy 75° C i ciężarze właściwym 8,9.

Rys. 69a przedstawia przewód o szerokości s , a rys. 69c wzrastające od środka prądy wirowe w przewodzie przy równej indukcji B na całej szerokości przewodu.

Gdybyśmy mogli podzielić przewód o szerokości s na szereg wąskich pasków i gdybyśmy w końcach połączyli paski ze sobą tak, by były łączone po dwa w równym odstępnie od środka, to moglibyśmy przypuszczać, że gęstość prądu wirowego ułoży się pg. rys. 69c. Lec jest to niemożliwe, gdyż w końcu wszystkie pasma muszą być połączone dla odbioru prądu. Gdyby indukcja B była nierówna, to wzór 255 nie byłby ścisły. Jeśli jednakże w żłobku, rys. 68, szerokość przewodu s w stosunku do wysokości żłobka lub w transformatorze w stosunku do szerokości uzwojenia jest nie-



Rys. 70.

wielka, to można przyjąć, że indukcja jest równa na całej szerokości przewodu s , lecz będzie różną w różnych przewodach.

Jeśli wiemy, jak zmienia się indukcja w przewodach, to możemy określić straty w uzwojeniu maszyny lub transformatora. Rozważmy straty w uzwojeniu walcowym transformatora.

Rys. 70 przedstawia uzwojenia walcowe transformatora, o wysokości W i szerokości S_1 i S_2 . U dołu linia $a b c d$ wyraża indukcję B linii sił rozprzesczenia.

Jeśli całkowita ilość amperozwojów uzwojenia jest I_z , to walec o grubości dx w odstępnie x od krawędzi wewnętrznej przekroju uzwojenia będzie miał indukcję maksymalną:

$$B_x = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} I_z \cdot x}{W \cdot S_2} = 1,77 \cdot \frac{I_z \cdot x}{W \cdot S_2} \quad 256.$$

Podstawiając wyrażenie wzoru 256 do wzoru 254, otrzymamy straty na cm^3 .

$$P/\text{cm}^3 = \frac{0,785}{10^{10}} 3,12 \cdot \left(f \cdot \frac{I_z \cdot x}{W \cdot S_2} \cdot s \right)^2 \quad 257.$$

Straty więc w walcu uzwojenia o ścianie dx i pojemności $L \cdot W dx$ jeśli $L = \pi \cdot D_x$ —

$$dP = \frac{2,45}{10^{10}} \cdot \frac{(f \cdot I_z \cdot s)^2 \cdot L}{W \cdot S_2^2} \cdot x^2 dx \quad 258.$$

w całym zaś uzwojeniu wewnętrznym:

$$P = \frac{2,45}{10^{10}} \cdot \frac{L}{W} \cdot \frac{(f \cdot I_z \cdot s)^2}{S_2^2} \cdot \int_0^{S_2} x^2 dx = \frac{0,816}{10^{10}} \cdot \frac{L}{W} \cdot (f \cdot I_z \cdot s)^2 \cdot S_2 \quad 259.$$

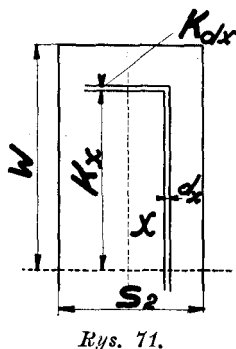
Straty zaś na cm^3 uzwojenia:

$$P/\text{cm}^3 = \frac{0,816}{10^{10}} \cdot \left(f \cdot \frac{I_z \cdot s}{W} \right)^2 \quad 260.$$

a straty na kg miedzi:

$$P/\text{kg} = \frac{0,92}{10^8} \cdot \left(f \cdot \frac{I_z \cdot s}{W} \right)^2 \quad 261.$$

Straty na kg są więc proporcjonalne do kwadratu amperozwojów i kwadratu szerokości przewodu s , prostopadle do linii sił a waga miedzi wzrasta z mocą transformatora.



Reed określa jeszcze straty na prądy wirowe, wynikające wskutek linii sił zamykających się w uzwojeniu, jak na rys. 71. Jeśli stosunek wysokości W do szerokości S_2 —

$$k = \frac{W}{S_2}$$

to siła magnetomotoryczna:

$$S.M.M. = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 4 K x^2 \cdot I z}{W \cdot S_2} \quad 262.$$

Oporność zaś paska obwodu magnetycznego:

$$\frac{4x}{L \cdot K dx} + \frac{4 \cdot Kx}{L \cdot dx} = \frac{4x \cdot (1 + k^2)}{L \cdot k \cdot dx} \quad 263.$$

Wobec czego strumień przez wąski pasek:

$$d\Phi = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot I z \cdot L}{W \cdot S_2} \cdot \frac{k^2}{1 + k^2} x \cdot dx \quad 264.$$

Maksymalna zaś gęstość w pasku o grubości dx i obwodzie L —

$$B = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot \sqrt{2 I z \cdot x}}{W \cdot S_2} \cdot \frac{k^2}{1 + k^2} \quad 265.$$

Wzór 265 różni się od wzoru 256 tylko współczynnikiem:

$$\frac{k^2}{1 + k^2}$$

Straty na cm^3 uzwojenia i na kg miedzi otrzymamy w sposób podobny, jak wzory 257 i 258 ze wzoru 253, jednakże przy całkowaniu w granicach od 0 do $\frac{S_2}{2}$. Otrzymamy więc wartość:

$$P/\text{cm}^3 = \frac{0,102}{10^{10}} \cdot \left(f \cdot \frac{I z \cdot s}{W} \right)^2 \cdot \frac{k^2}{1 + k^2} \quad 266.$$

oraz:

$$P/\text{kg} = \frac{0,115}{10^8} \cdot \left(f \cdot \frac{I z \cdot s}{W} \right)^2 \cdot \frac{k^2}{1 + k^2} \quad 267.$$

Ogółem więc pg. Reed'a straty na prądy wirowe wyniosą:

$$P/\text{kg} = \left(0,92 + 0,115 \cdot \frac{k^2}{1 + k^2} \right) \cdot \frac{1}{10^8} \cdot \left(f \cdot \frac{I z \cdot s}{W} \right)^2 \quad 268.$$

W normalnych transformatorach k stosunek wysokości uzwojenia W_u do szerokości S_u jest większy od 10, tak, iż:

$$\frac{k^2}{1 + k^2} > 0,99$$

Możemy przyrównać powyższe do jedności, co uprości wzór i nie zmniejszy dokładności, gdyż straty mogą być nieco większe, niż daje wzór, jeśli np. $m = 10-9-8$ i t. d.

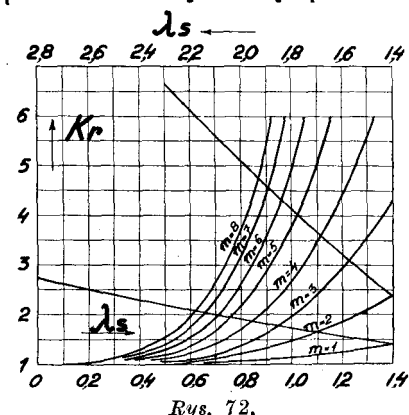
Ze sposobu utworzenia wzoru, a szczególnie całkowania widoczne jest, że wzór będzie ścisły dla $m = \infty$. Praktycznie więc będzie tym ściślejszy, im większe jest m . Oczywiście będzie ścisły, o ile prądy wirowe w pasemkach dx przewodu będą płynęły takie, jakie zostały określone, t. j. jeśli w obwodzie prądów wirowych nie ma oporności urojonej i o ile prądy z jednego pasemka dx nie przechodzą do sąsiedniego.

Konstruktorów interesuje głównie uzwojenie nawinięte jedną spiralą t. j. dla $m = 1$. W jakich warunkach, jak wielkie mogą być tu straty, następnie jakie są warunki przy $m = 2, 3, 4$ i t. d. Możemy przypuścić jeszcze, że oba rodzaje pól magnetycznych, jak poprzeczne, o liniach sił nie zamykających się, tak i pole o liniach sił zamykających się w miedzi uzwojenia, tworzą jedno wypadkowe pole, dające jedne prądy wirowe, a nie dwa rodzaje, jak u Reed'a. Straty prądu wypadkowego mogą być większe, niż straty prądów składowych, gdyż kwadrat sumy dwóch liczb jest większy od sumy kwadratów poszczególnych liczb.

b) Wywody Arnoldda i Cour'a.

W literaturze o maszynach elektrycznych i transformatorach podawane są różne wyliczenia strat dodatkowych w miedzi. W książce „Die Transformatoren“, przerobionej przez la Cour'a i wydanej w 1936 r., na str. 86 powtórzone są wzory podane w dawnych książkach, „Die Wechselstrom-

technik“. Są to rozważania oparte na fundamentalnej pracy A. B. Fielda, opublikowanej w A. I. E. E. w 1905 r. Wzór Fielda jest podstawą do wielu prac na określenie strat dodatkowych w miedzi, ogłaszanych w ostatnich czasach. Krzywe rys. 72 określone są na zasadzie wzorów Fielda i dają zależność między K_r i $\lambda \cdot s$ dla rozmaitych ilości warstw przewodów m , przy czym K_r oznacza stosunek wzmożonej oporności uzwojenia przez prądy dodatkowe do oporności omowej, przy prądzie stałym, zaczynając od $m = 1$, w czym:



Rys. 72.
Stosunek oporności wzmożonej do oporności rzec. przy pewnej $\lambda \cdot s$ dla $m = 1, 2, 3$ i t. d.

$$\lambda = \frac{2 \cdot \pi}{10^4} \sqrt{\frac{f \cdot W_c \cdot 10^6}{10 \cdot 2 \cdot W_o}} \quad 269.$$

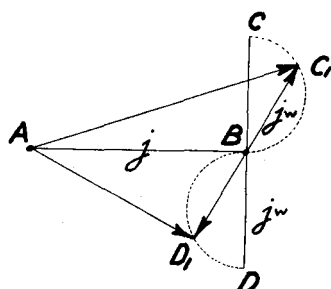
Iloczyn $\lambda \cdot s$ oznacza zredukowaną szerokość przewodów, przy czym szerokość przewodu należy brać w cm. We wzorze 269 oznacza: f często-

tliwość, W_c wysokość czystej miedzi przewodów w kierunku linii sił t. j. iloczyn $n \cdot c$, w czym n ilość warstw w kierunku linii sił, W_0 wysokość okna transformatora lub szerokość żłobka, $2 \cdot 10^{-6} \Omega$ oznacza oporność właściwą miedzi przy 70°C *). Wprawdzie la Cour nadmienia, że obliczyć naprzód straty dodatkowe w miedzi jest bardzo trudno, gdyż wzory dają tylko przybliżone wartości i to przy warunku „jeśli straty te nie przekroczą dopuszczalnych wartości“, liczby przybliżone do krzywych rys. 71 da też wzór:

$$K_r = \sim 1 + 0,425 \cdot f^2 \cdot \left(\frac{W_c}{W_0} \right)^2 \cdot m^2 \cdot s^4 \cdot 10^{-4} \dots\dots\dots 270.$$

W powyższym oznacza m ilość warstw prostopadle do linii sił.

W wywodach Reed'a przyjęte było, że prądy wirowe posiadają tylko oporność rzeczywistą. Otóż jasne jest, że w przewodach szerszych, o większym s wytworzy się większy strumień przez prądy wirowe, niż w cienkich przewodach, Liwischitz zaś w książce „El. Masch.“, str. 87 dowodzi, że strumień własny prądów wirowych spowoduje powstanie oporności urojonych w obwodzie prądów wirowych, co zmniejszy te prądy.



Rys. 73.

Na rys. 73, AB oznaczać ma j gęstość prądu głównego, $BC = j_w$ gęstość prądu wirowego równego ilorazowi z SEM przez oporność rzeczywistą miedzi. Przy oporności urojonej koniec wektora j_w przesunie się po kole do punktu C_1 i D_1 , co da wypadkowe gęstość w jednej części przewodu AC_1 , a w drugiej AD_1 , przy czym:

$$AC_1 > AD_1$$

Pole własne prądów wirowych jest pg. Liwischitza powodem *wypierania* prądów w przewodach maszyn i transformatorów.

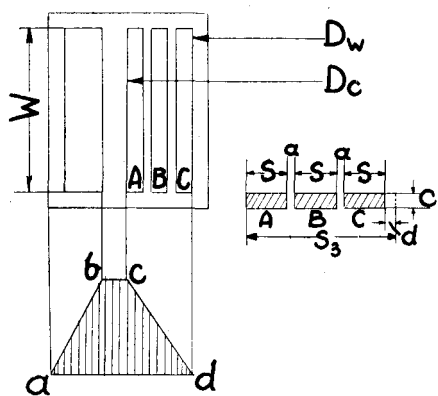
c) Wypieranie prądu.

Rozważymy jakie doświadczenia moglibyśmy dokonać dla potwierdzenia wywodów Reed'a, Field'a, wzorów podanych powyżej przez różnych autorów, lub twierdzenia Liwischitz'a o wypieraniu prądu przez prądy wirowe.

Przypuszczalnie możnaby otrzymać pewne wiadomości o stratach dodatkowych, gdybyśmy wykonali transformator jeden bądź też kilka, różnej wielkości, na różne wymiary przewodu o różnej szerokości uzwojeń S_1 i S_2 pg. rys. 74, o kilku równoległych pasmach w jednym uzwojeniu. Choć w jednym przewodzie o szerokości s równej szerokości uzwojenia S_1 lub S_2 mogą przepływać prądy o innym rozkładzie, niż w odizolowanych od siebie pasmach, to warunki tworzące się u kilku równoległych odizolowanych pasmach były podstawą wzorów poprzedniego rozdziału.

*) Przy 20°C oporność wł. miedzi = $1,7 \cdot 10^{-6}$ na cm/cm^2 .

Rys. 74 przedstawia dwa uzwojenia transformatora jednofazowego,



Rys. 74.

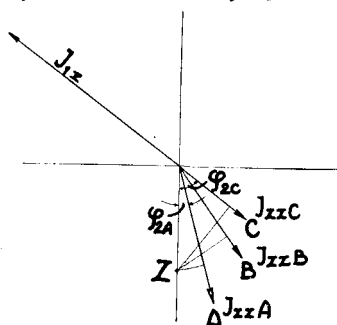
z których jedno wykonane jest z trzech równoległych warstw, możliwych do łączenia w szereg i równolegle. Linia łamana a b c d ma przedstawiać indukcje magnetyczne B strumienia rozproszenia w miedzi uzwojenia. Poza badaniami watomierzem w celu określania strat dodatkowych przy różnych łączeniach można by sprawdzić *trzema amperomierzami* włączonymi do trzech równoległych gałęzi, czy istotnie prądy w pasmach A, B i C są nierówne, a czwarty amperomierz do pomiaru prądu wypadkowego wskazałby,

czy jest przesunięcie w fazie między prądami.

Gdybyśmy obliczyli oporności urojone przy zwarcu każdego z uzwojeń *) A, B i C względem uzwojenia pierwotnego, to przekonalibyśmy się, że są dość znaczne różnice w opornościach urojonych X_A , X_B i X_C . Przy SEM głównego strumienia E, prąd wtórny przy zwarcu w pasmie A określiłby wzór:

$$I_{2ZA} = \frac{E}{\sqrt{X_A^2 + R_A^2}} \quad \dots \quad 271.$$

W podobny sposób otrzymalibyśmy prądy przy zwarcu I_{2ZB} i I_{2ZC} . Pasmu C obejmowałoby największy strumień w szczelinie między uzwojeniami, a więc oporność urojoną X_C byłaby największa, a X_A najmniejsza. Wykres wektorowy prądów przy zwarcu, wykonany dla każdego pasma w sposób podobny do rys. 10, jest pokazany na rys. 75. Gdyby prądy tak się układały, to wypieranie prądów następowałoby w silnym stopniu *przez strumień główny i różne strumienie rozproszenia poza miedzią przewodów* A, B i C. Być może, prądy wirowe przyczyniać się też będą do wypierania prądu, lecz różna oporność urojona różnych pasm byłaby głównym tego powodem, co powinno stwierdzić doświadczenie z różnymi transformatorami. Rozważymy w dalszym ciągu, jak wpły-

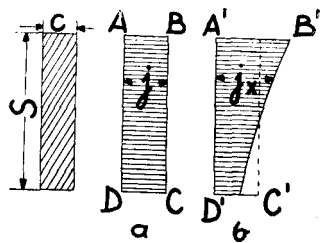


Rys. 75.

nie na straty dodatkowe różna gęstość prądu w równoległych pasmach, a następnie przesunięcie w fazie prądów w pasmach równoległych. Zauważymy tu, że na rys. 75 prąd pierwotny będzie różnicą prądu namagnesowania i wypadkowej prądów I_{2ZA} , I_{2ZB} i I_{2ZC} .

*) Pg. wzorów stosowanych w obliczeniach transformatorów.

Jeśli prąd nierównomiernie rozłoży się na pewnym przekroju o szerokości s , lecz tak, iż gęstości prądu j_x w różnych miejscach *nie będą przesunięte w fazie*, to suma arytmetyczna gęstości prądów na każdym bieżącym milimetrze szerokości przewodu s da nam wielkość prądu w przewodzie I .



Rys. 76.

Na rys. 76 przedstawiony jest przekrój przewodu o szerokości s . Przy równomiernym rozkładzie prądu, gęstość na mm bieżący szerokości niech będzie j A/mm, a więc prąd w przewodzie:

$$I = s \cdot j \quad \dots\dots\dots 272.$$

Przy nierównomiernym rozkładzie prądu I na szerokości s np. pg. krzywej $B'C'$ rys. 76, pozostać muszą równe powierzchnie:

$$A B C D = A' B' C' D'$$

Gdy $j_x = f(x) \quad \dots\dots\dots 273.$

to prąd całkowity przewodu pozostający niezmiennym, wyrazi:

$$I = s \cdot j = \int_0^s j_x dx \quad \dots\dots\dots 274.$$

Straty zaś w miedzi będą proporcjonalne do:

$$I^2 = \int_0^s j_x^2 dx \quad \dots\dots\dots 275.$$

Z wzoru 274 wynika, że j jest średnią wartością rozmaitych j_x . Musi więc istnieć zależność, że pewnej wartości:

$$j_{x1} = j + n a \quad \dots\dots\dots 276.$$

odpowiadać będzie n miejsc o gęstości:

$$j_{x2} = j - a \quad \dots\dots\dots 277.$$

w czym n może być jakąkolwiek liczbą całkowitą lub ułamkową, większą od jedności.

Straty w miedzi będą proporcjonalne do kwadratu gęstości:

$$(j + n a)^2 = j^2 + 2 j n a + n^2 a^2$$

$$n (j - a)^2 = n j^2 - 2 j n a + n a^2$$

$$\text{razem w } (n + 1) \text{ pasmach} = (n + 1) \cdot j^2 + n \cdot (n + 1) \cdot a^2$$

W jednym pasmie średnio straty będą proporcjonalne do:

$$j^2 + n a^2$$

Nierównomierny rozkład gęstości prądu może powodować zwiększenie strat w miedzi.

d) Przesuwanie w fazie.

Prócz zmiany w wielkości może nastąpić przesuwanie w fazie między prądami w równoległych pasmach, jak wskazuje rys. 75. Doświadczenie

z transformatorem rys. 74 lub z silnikiem o kilku przewodach równoległych, ułożonych prostopadle do linii sił, może wykazać, że suma arytmetyczna prądów I_A , I_B i I_C jest większa od prądu wypadkowego tych prądów, równoważonego przez prąd pierwotnego uzwojenia. Jeśli więc w jednym przewodzie lub w kilku równoległych nastąpi przesunięcie w fazie prądów w pasmach, to straty dodatkowe wzrastają, gdyż wypadkowy prąd jest mniejszy od arytmetycznej sumy dwóch prądów składowych. Rzuty składowych na wypadkową dadzą prądy nierównej wielkości, których kwadraty będą mniejsze od kwadratów składowych.

Doświadczenie, wykonane z transformatorem, jak na rys. 74, może wykazać za pomocą watomierza, jak wielkie będą straty dodatkowe przy zwarcu transformatora w trzech równoległych pasmach. Trzy amperomierze o równych opornościach, włączone w trzy pasma wtórne oraz amperomierz na prądzie wspólnym, mogą wykazać, że:

$$I_A + I_B + I_C > I_{2Z} \text{ 278.}$$

oraz, że sumy iloczynów:

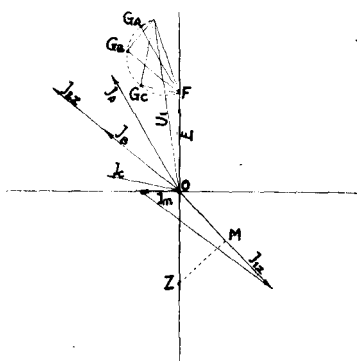
$$I_A^2 R_A + I_B^2 R_B + I_C^2 R_C > (R_A + R_B + R_C) \frac{1}{9} I_{2Z}^2 \text{ 279.}$$

w czym I_{2Z} prąd wtórny uzwojenia przy zwarcu. Tylko za pomocą amperomierzy moglibyśmy wykazać znaczną różnicę oporności zwarcia trzech równoległych pasem A, B i C, rys. 74. Gdyby w poszczególnych pasmach prąd był wypierany, to straty w miedzi tego uzwojenia byłyby wyższe ponad wartość lewej strony nierówności wzoru 279. Możemy wyliczyć, jak wielkie będą straty dodatkowe w trzech równoległych pasmach, spowodowane przez przesunięcie prądów w równoległych pasmach.

e) Zwarcie ze strony uzwojenia szeregowego.

Zachodzićby mogło pytanie, czy przy zwarcu ze strony uzwojenia szeregowo połączonych i przyłączeniu do napięcia strony równoległych pasem, otrzymamy takie same straty dodatkowe lub takie same odchylenia wielkości i fazy prądów w równoległych pasmach, jak przy zwarcu na przedstawionym rys. 75.

W doświadczeniach będzie szło tylko o stwierdzenie: czy amperomierze włączone w trzy pasma równoległe wykażą różne prądy I_A , I_B i I_C rys. 77, w uzwojeniu pierwotnym, jeśli uzwojenie wtórne niemające równoległych pasem będzie zwarte. Rozkład prądów w równoległych pasmach pozwoli sprawdzić czy możemy wielkości poszczególnych prądów obliczyć wg. wzorów stosowanych zwykle do obliczenia oporności urojonej w transformatorach. Obliczenie strat w poszczególnych pasmach równoległych przy prądach tam przepływających pozwoli nam na określenie strat dodatkowych powstających tylko wskutek przesunięcia prądu. Powstałyby jeszcze dodatkowe straty w każdym przewodzie oddzielnie.



Rys. 77.

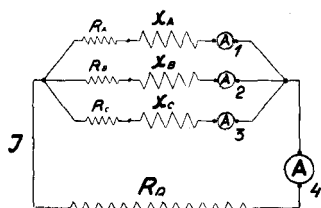
Doświadczenia potwierdziłyby lub zaprzeczyły następującym wywodom. Przy zwarcu ze strony uzwojenia szeregowego t. j. np. uzwojenia zewnętrznego, rys. 74 oporności R_2 i X_2 określają kierunek wektora I_{2Z} równoważącego wypadkowy prądów I_A , I_B i I_C . W trzech pasmach równoległych muszą nastąpić silne spadki napięć, takie, aby przy napięciu U_1 w każdym z trzech pasem pozostała $SEM = OF$ i równa dla każdego pasma, jako wzniecona przez strumień główny przy równej ilości zwojów. Przy różnych X_A , X_B i X_C w poszczególnych pasmach i równym napięciu panującym na koń-

cach pasem, prądy w pasmach muszą być różnej wielkości i odchylenia w fazie, a mianowicie podobne jak w zwarcu ze strony równoległych pasem. Spadek napięcia pozorny w trzech pasmach musiałby być równy.

Przy równej oporności rzeczywistej $R_A = R_B = R_C$ wektory FG_A , FG_B i FG_C muszą być proporcjonalne i równoległe do prądów jak na rys. 77.

f) Przy pracy znamionowej.

Mogłaby też powstać wątpliwość, czy przy pracy znamionowej, gdy zamiast trzech równoległych oporności pozornych w obwodzie prądu wtórnego Z_A , Z_B i Z_C będziemy mieli jeszcze wielką oporność R_n , zastępczą dla pracy znamionowej, nastąpi przesunięcie w fazie i różnica w wielkości



Rys. 78.

trzech prądów w pasmach równoległych. Rys. 78 przedstawiałby schematyczny sposób włączenia amperomierzy do badań przy rozmaitych oporach R_n w obwodzie. Gdy więc amperomierze wskazywały tu różnej wielkości prądy, to moglibyśmy przypuszczać, że straty określone przy zwarcu pojawiają się przy pracy znamionowej transformatora czy silnika. Amperomierz A_4 przy oporze R_n wskazywałby, że istnieje przesunięcie w fazie

prądów I_A , I_B i I_C jeśliby wskazanie amperomierza A_4 mniejsze było od sumy wskazań amperomierzy A_1 , A_2 i A_3 .

g) Prądy wirowe.

Gdybyśmy wykonali transformator o uzwojeniu składającym się z większej ilości pasem równoległych lub prądnicę, czy silnik asynchroniczny o kilku przewodach równoległych, umieszczonych w żłobkach, jak na rys. 68b, to moglibyśmy badać rozkład prądów w pasmach równoległych przy zwarcu. Amperomierze włączone w każde pasmo wskazywałyby na rozkład prądów w tych pasmach. Przy większej ilości tych pasem moglibyśmy otrzymać

krzywą rozkładu prądów czyli wypieranie prądu w równoległych pasmach pod wpływem głównego pola i pól rozproszenia, z których to część większa nie przenikałaby uzwojenia.

Przyjmijmy następnie, że zamiast równoległych pasem przewodów, mamy jeden przewód pełny o szerokości:

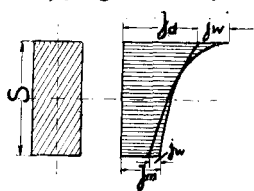
$$s_p = (s + a) \cdot m$$

Rys. 74 wskazuje w jaki sposób otrzymalibyśmy przewód pełny o szerokości s_3 z trzech równoległych pasem o szerokości s i warstwy izolacji między miedzią — a . Przyjmijmy dalej, że prąd w przewodzie pełnym płynie swymi pasmami, jak gdyby były one wzajemnie odizolowane, co było też podstawą wywodów Reed'a w stosunku do pasemek o grubości dx . Okazałoby się wtedy, że prąd zostaje wypierany w znacznym stopniu przez *strumień główny wskutek nierównej oporności urojonej rozmaitych pasem równoległych*. Linie sił, przenikające przewody uzwojenia, wzniecałyby w pasmach równoległych prądy dodatkowe spóźnione o 90° względem swych prądów głównych, gdyż SEM byłyby spóźnione o 90° względem tych prądów.

Wskutek wypierania prądu przez strumień główny i silnego odchylenia w fazie prądów w różnych miejscach przewodów (np. bliżej i dalej od szczeliny rys. 75), następują silne odchylenia od 90° między prądami głównymi i dodatkowymi z różnych połówek przewodu. Prądy wirowe, wytworzone np. przez prąd główny w dalszej od szczeliny połowie przewodu, byłyby mało odchyłone od prądu głównego w połowie przy szczelinie.

Wskutek przesuwania w fazie prądów głównych prądy wirowe będą się dodawały i odejmowały od prądów głównych czyli *potęgowały wypieranie prądów w przewodzie*.

Może zająć wypadek, że do prądu wypieranego przez strumień główny dodawać się będzie prąd dodatkowy wywołany przez pole przenikające dany przewód. Prądy określane amperomierzami w poszczególnych pasmach przy zwarcu byłyby wytworzone przez działanie głównego pola i pola przenikającego uzwojenia t. j. prądów dodatkowych czy wirowych. Na rys. 79



Rys. 79.

w górnej części j_w oznaczać ma składową prądu wirowego, utworzonego przez prąd główny, płynący w dolnej części przewodu, o szerokości s , a prąd wirowy j_w w dolnej — utworzony ma być przez prąd główny górnej części przewodu.

Powyższe prądy wirowe składałyby się z prądami głównymi i wzmacniałyby wypieranie prądu, oraz wzmacniałyby straty dodatkowe.

Gdyby gęstość w górnej części była j_d , w dolnej j_m , a prądów wirowych j_w , to kwadrat gęstości wypadkowej u góry i dołu przewodu:

$$(j_d + j_w)^2 = j_d^2 + 2 j_d j_w + j_w^2$$

$$(j_m - j_w)^2 = j_m^2 - 2 j_m j_w + j_w^2$$

będzie proporcjonalny do: $j_d^2 + j_m^2 + 2 j_w \cdot (j_d - j_m) + 2 j_w^2$ 280.

Jeśli j_d większe jest od j_m to wyrażenie wzoru 280 jest większe od sumy $j_d^2 + j_m^2$ czyli, że prądy wirowe dodane i ujęte od prądów wypartych wzmogłyby jeszcze straty na prądy wirowe.

4) Straty w miedzi silników asynchronicznych.

Gdyby istotnie wypieranie prądu w przewodach o większej szerokości lub przewodach równoległych ułożonych prostopadle do linii sił w żłobkach, następowało pod wpływem SEM strumienia głównego i różnej oporności, wytworzonej przez strumień przenikający przewody w żłobku, to krzywa gęstości prądu w przewodzie szerokim, umieszczonym w żłobku, zależałaby nie tylko od strumienia pola poprzecznego żłobka, lecz również od innych oporności urojonych w obwodzie uzwojenia t. j. od rozproszenia w szczelinie i czołach zwojnic. Możemy mieć uzwojenia o przewadze rozproszenia linii sił w żłobkach, lecz możemy mieć uzwojenia o znacznej przewadze linii sił rozproszenia, nie przenikających miedzi przewodu. Doświadczalne uzwojenia z kilku równoległych pasem w żłobku mogłyby dać pewne wytyczne do oparcia naszej wiedzy o stratach dodatkowych w miedzi silników.

Warunki w silnikach i prądnicach tym się różnią od warunków w transformatorze, że w transformatorze *jedyną oporność urojoną* uzwojenia tworzą linie sił rozproszenia w szczelinie między obu uzwojeniami i w miedzi uzwojeń, podczas gdy w maszynach poza polem rozproszenia, przenikającym miedź, mamy jeszcze silne pola rozproszenia w dalszym obwodzie prądu.

Z wzorów 98 do 101 widoczne jest, jak małą stosunkowo część oporności całkowitej uzwojenia X_1 lub X_2 stanowi oporność wytwarzana przez poprzeczne pole żłobka. W każdym z podanych sześciu przykładów obliczeń silników asynchronicznych możemy sprawdzić ten stosunek. Rozproszenie w żłobku ponad miedzią, w zwężającej się części żłobka w otworze żłobkowym w sumie jest często większe, niż rozproszenie w żłobku, przenikające miedź. Rozproszenia w szczelinie i w czołach są też różne i często znacznie większe, niż poprzeczne pole w miedzi przewodu.

Dla wypadku $m = 1$ t. j. jednego przewodu w żłobku lub jednego przewodu w warstwie uzwojenia transformatora, mamy więc w transformatorach bardzo różniące się warunki od warunków w maszynach.

Przyczyny, wywołujące wypieranie prądu będą inne w maszynach, niż w transformatorach. Gdybyśmy pragnęli utworzyć wzory ujmujące wypieranie prądu w maszynach i transformatorach, to musiałyby one być oparte na wszystkich tych czynnikach, które mają *wpływ na wypieranie prądu*.

Straty więc w miedzi będą funkcją wszystkich ważniejszych czynników wpływających na wypieranie prądu, a więc muszą tam wchodzić też oporności urojone wywoływane przez pole poprzeczne, przenikające przewody, inne oporności urojone obwodu, oraz czynniki wpływające na tworzenie się prądów wirowych.

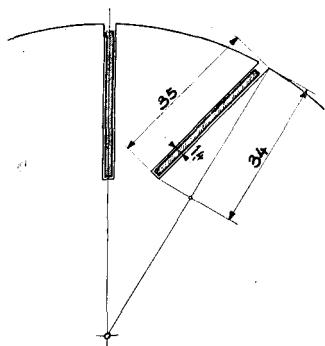
Zastanawiające jest, że w transformatorach o mocy 50 lub 100 kVA np. 3000/125 V, o uzwojeniu nisko napięciowym, wykonanym jedną spiralą,

straty dodatkowe wzrastają silnie wraz z mocą. Jeśli np. $m = 1$ i $s = 1$ cm, to przy $W_c : W_o = 0,8$, $\lambda = 0,89$ i $\lambda \cdot s = 0,89$. Niezależnie od mocy transformatora pg. krzywej dla $m = 1$ rys. 71, otrzymujemy przyrost oporności ok. 10%. $K_r \cong 1,1$. Gdy tymczasem w transformatorze 50 kVA stanowi on będzie ok. 15-20%, a w transformatorze 100 kVA ok. 50-70%. W silniku asynchronicznym ok. 50 KM przy uzwojeniu stojana, wykonanym jednym przewodem w żłobku lub kilku przewodami równoległymi w żłobku, straty na prądy dodatkowe nie będą przypuszczalnie tak znaczne, jeśli tylko żłobki nie będą anormalnie wąskie.

Powyżej podanych było kilka różnorodnych przypuszczeń na temat strat dodatkowych i doświadczeń, któreby mogły wyjaśnić wpływ różnych czynników na różnice powstające między istotnymi stratami dodatkowymi i wartościami, otrzymywanymi z wzorów podawanych w literaturze do roku ubiegłego.

5) Wypieranie prądu w wirnikach zwartych.

Zjawisko wypierania prądu w przewodach maszyn elektrycznych posłużyło do budowy silników zwartych o wzmożonym momencie rozruchowym



Rys. 80.

na podobieństwo silników dwukłatkowych. Zasada budowy wirników takich polega na tym, by żłobek był możliwie głęboki i wąski, tak, aby we wzorach od 98 do 101 oporność urojona w żłobku wpływała najmocniej na całkowitą oporność urojoną X_2 uzwojenia wirnika.

Przy znacznej głębokości takich żłobków i małej średnicy wirnika powstaje niedogodność silnego zwężenia żelaza zęba między żłobkami, oraz zmniejszenia odległości między dnem żłobków i wycięciem na wał silnika. Ze względów też na siły odśrodkowe, wypie-

rające przewód z otwartego żłobka, dawane są często głębokie żłobki pochyłe, jak na rys. 80, który przedstawia żłobek silnika 15 KW, 1500 obr./min., obliczany w przykładzie w książce Liwschitz'a. „Die El. Masch.“ B. III, str. 234.

W żłobku takim przy zwarciu prąd jest wypierany ku szczelinie, jak na rys. 79, przy czym na powierzchni wirnika przy szczelinie będzie prąd o małym kącie φ_2 , a więc dający silny moment obrotowy t. j. prąd podobnie pochylony, jak prąd I_A na rys. 75.

Większe dodatkowe straty i prądy wirowe nie będą tu miały znaczenia, gdyż rozruch trwa krótko, a jak przy rys. 79 widoczne prądy wirowe będą się składały z prądami głównymi u szczeliny t. j. prądami, dającymi silny moment rozruchowy.

Przy pracy znamionowej wobec zmniejszenia częstotliwości, zmniejszy się wypieranie prądu w stosunku do poślizgu.

Znakowanie.

a	skala prądu	I₁	prąd stojana
AZ	amperozwoje	I₂	„ wirnika
Az/cm	amperozwoje na centymetr	I₀	„ biegu jałowego
A/cm	amperów na centymetr obwodu wytoczenia stojana	I_{1Z}	„ stojana przy zwarcu ze strony wirnika
b	szerokość	I_{2Z}	„ wirnika przy zwarcu ze strony wirnika
b₁	otwór żłobkowy	I_m	prąd namagnesowania
B	indukcja magnetyczna	I_{1W}	„ stojana przy zwarcu ze strony stojana
B_j	„ w jarzmie stojana	I_{2W}	„ wirnika przy zwarcu ze strony stojana
B_W	„ „ „ wirnika	I_{mZ}	„ namagnesowania przy zwarcu
B_p	„ „ szczeliny	I_Z	prąd zwarcia (pierwotny)
B_{Zst}	„ „ zębach stojana	j	gęstość prądu w przewodzie
B_{ZW}	„ „ „ wirnika	j_X	„ „ zmienna
C	ilość przewodów w żłobku	K₁	ilość żłobków stojana
d₁	średnica przewodu stojana	K₂	„ „ wirnika
d₂	„ „ wirnika	k	spółczynnik
D	największy wspólny dzielnik między ilością żłobków K ₁₍₂₎ i ilością par biegunów	k_{c1}	„ dla stojana ujmujący wpływ podziałki zębów, otworu b ₁ i szczeliny
D	średnica wytoczenia stojana lub średnica wirnika	k_{c2}	spółczynnik dla wirnika ujmujący wpływ podziałki zębów, otworu b ₁ i szczeliny
D_p	średnica pierścienia zwierającego pręty wirnika	k_f	spółczynnik fazowy
D_Z	zewnętrzna średnica stojana	l_c	długość czoła uzwojenia
e	siła elektromotoryczna wartość chwilowa	l_p	„ odcinka pierścienia między dwoma prętami
E	SEM (siła elektromotoryczna)	l_X	szerokość rdzenia
E_p	„ wypadkowa uzwojenia pierwotnego	L	spółczynnik samoindukcji
E₁	„ stojana	L₁	długość fazy uzwojenia stojana
E_{1r}	„ „ wzniecona przez rozproszenie	L₂	„ „ „ wirnika
E₂	„ wirnika	m	ilość faz prądu
E_{2r}	„ „ wzniecona przez rozproszenie	m	skala mocy
E_s	„ samoindukcji	M	spółczynnik samoindukcji wzajemnej
E_x	„ wirnika = s E ₂	M₁	moment znamionowy
f	częstotliwość	M_Z	„ przy zwarcu
f_W	spółczynnik uzwojenia	n	ilość obrotów na minutę
F	siła mechaniczna	n	skala oporności
g	ilość promieni gwiazdy napięć	n	przekładnia zwojów
h	wysokość		
i	wartość chwilowa natężenia prądu		

O	obwód
p	ilość par biegunów
P	moc
P_0	straty powierzchniowe
P_t	straty tarcia
$P_{\dot{z}}$	„ w żelazie
P_{ou}	„ w uzwojeniu przy biegu jałowym
P_p	„ przewietrznika
q	ilość żłobków na fazę i biegun
q_1	przekrój przewodów stojana
q_2	„ „ wirnika
r	promień wirnika
r_p	oporność pręta wirnika zwartego
r_b	oporność K_2 części pierścienia wirnika zwartego
r_2	oporność pręta i części pier- ścienia
r_z	oporność rzeczywista fazy klatki zewnętrznej w dwu- klatkowym
r_w	oporność rzeczywista fazy uzwojenia klatki wewnętrz- nej w dwuklatkowym
R_1	oporność rzeczywista stojana
R_2	„ „ wirnika
R'_2	„ „ „ przeliczona na ilość zwojów stojana
R'_p	oporność fazy prętów wirnika
R'_b	„ „ pierścieni „
$R_{\dot{z}}$	„ zastępcza strat żelaza
R_n	„ „ pracy ze- wnętrznej
R_t	oporność zastępcza strat tarcia
R_z	oporność rzeczywista zwarcia
s	poślizg
s	szerokość przewodu prostop. do linii sił
S	szerokość uzwojenia transform.
t_b	podziałka biegunowa
t_{zst}	„ zębów stojana
t_{zw}	„ „ wirnika
U_1	napięcie pierwotne stojana (fazowe)

U_{1w}	napięcie stojana jako wtórne
U_2	„ wtórne
U_{20}	„ „ przy biegu jałowym
U_{2w}	„ wirnika jako pierwotne
v	skala napięcia
W	waga
W_j	waga jarzma
W_{zst}	„ zębów stojana
X	oporność urojona strumienia głównego
X_1	oporność urojona pierwotnego stojana wytworzona przez strumień rozproszenia
X_2	oporność urojona wtórnego wirnika wytworzona przez strumień rozproszenia
X'_2	oporność urojona uzwoj. wirni- ka przeliczona na ilość zwo- jów stojana
x_w	oporność urojona klatki we- wnętrznej
X_z	oporność urojona zwarcia
Y	przewodność
Y_{2s}	przewodność uzwojenia wtór- nego (wirnika) przy poślizgu s
y	stosunek prądów zwarcia $\frac{I_{2z}}{I_{1z}}$
δ	ilość zwojów fazy
z_1	ilość przewodów fazy
Z_z	oporność pozorna zwarcia
α	kąt elektryczny między prętami wirnika
β	stosunek indukcji w szczelinie
β	stosunek szerokości rdzenia l_x do podziałki biegunowej t_b
γ	spółczynnik ujmujący stosunek otworu żłobka b_1 do gru- bości szczeliny δ
δ	szczelina
Δ	grubość blach
η	sprawność
λ	spółczynnik strat dodatkowych w miedzi
λ	spółczynnik przewodności pola rozproszenia
μ	przenikliwość magnetyczna

μ	spółrzędne środka koła wykresu	τ_2	spółczynnik wtórnego uzwoj.
v		φ	kąt przesunięcia w fazie
ρ	styczna do koła wykresu	Φ	strumień główny
σ	spółczynnik rozproszenia Hopkinson'a	Φ_1	„ pierwotnego
σ	spółczynnik w zależności otwo- ru żłobka do szczeliny	Φ_2	„ wtórnego
σ_H	stała materiałowa histerczy	Φ_{1f}	strumień fikcyjny uzwojenia pierwotnego
σ_W	„ „ prądów wirowych	Φ_{1f}	strumień fikcyjny uzwojenia wtórnego
τ	spółczynnik rozproszenia Heyland'a	Φ_{1r}	„ rozproszenia pierwotn.
τ_1	spółczynnik rozproszenia pier- wotnego uzwojenia	Φ_{2r}	„ „ wtórnego
		ω	pulsacja
		Ω	om.
		Σ	suma



Wykaz literatury.

A) Książki

- 1) Prof. K. Żórawski — Maszyny elektryczne 1922.
- 2) Arnold la Cour — Die Wechselstromtechnik.
 - a) 1 Band. Theorie der Wechselströme 1910.
 - b) 2 „ Die Transformatoren 1936.
 - c) 5 „ Die Induktionsmaschinen 1909.
- 3) Benischke — Die Asynchronen Drehstrommotoren 1921.
- 4) Hobart H. M. — Motoren für Gleich u. Drehstrom 1905.
- 5) Heubach J. — Der Drehstrommotor. 1923.
- 6) Liwschitz-Glöckner — Die elektr. Maschinen B. II — 1931.
- 7) Liwschitz — Die elektr. Maschinen B. III — 1934.
- 8) Punga O. Raydt — Drehstrommotoren mit Doppelkäfiganker 1931.
- 9) Reed G. Emerson — The Essentials of Transformer Practice 1927.
- 10) Richter Rud. — Die Induktionsmaschinen B. IV 1936.
- 11) Rummel Erich — Die Asynchronmotoren 1926.
- 12) Sallinger Franz. — Die asynchronen Drehstrommotoren 1928.
- 13) Weigelt Loewe — Konstruktion u. Berechn. elektr. Maschinen 1921.

B) Prace publikowane w czasopismach.

- Inż. Partum — przyczynek do wykresu kołowego silnika asynchronicznego
Przegląd El. 1934 str. 737.
- Inż Kozakiewicz i Szulc — Uproszczone badanie cieplne silników asynchronicznych. Przegl. El. 1936 str. 153.
- The Electrician 1936. — May 29, June 5 and June 12.
- Roberts and Ball Squirrel — Cage Motors.
- The Electrician 1937 — January 1 and 8
Slip measurement.
- „ „ 1937 — February 19, 26 March 5, 12
- T. F. Wall — The Circle Diagram.
- Elektrotechnische Zeitschrift.
- ETZ. 29. S. 686. F. Punga — Die günstigste Bemessung des Boucherot-Motoren. Streszczenie z Arch.-El. Bd. 21. S. 1.
- ETZ. 29. S. 1663. C. Suter — Über neuere Wicklungen asynchroner Wechselstrom-Maschinen.
- ETZ. 30. S. 1221. 1267. E. Weber — Was ist Streuung und wie berechnet man sie.
- ETZ. 31. S. 75. W. Krämer — Die Berechnung geeigneter Nutenformen für Stromverdrängungsläufer.
- ETZ. 31. S. 447. E. Rolf — Dissertation T. H. Hannover 1930. Das Kreislaufverfahren für Drehstrom-Asynchronmotoren mit Schleifringläufer zur Messung der Zusatzverluste. Streszczenie.
- ETZ. 31. S. 1335. J. Fletcher — Vereinfachte Verfahren zur Bestimmung der Amperwindungszahl für Zähne und Luftspalt eines Drehstrommotors.
- ETZ. 32. S. 179. M. Nippold — Leerlauf-Wirkstromverluste im Ankerkupfer elektrischer Maschinen.
- ETZ. 32. S. 535. E. Possa — Verfahren zur schnellen Bestimmung der Hauptabmessungen von Drehstrommotoren.
- ETZ. 34. S. 269. H. Sequenz — Drei Regeln für die Wahl der Nutenzahl bei Käfigankermotoren.
-