

**SKRYPTY DLA SZKÓŁ WYŻSZYCH**  

---

**POLITECHNIKA ŁÓDZKA**

**MAREK LUDWICKI**

**POMIARY I AUTOMATYZACJA PROCESÓW  
W PRZEMYŚLE SPOŻYWCZYM**

**ŁÓDŹ 1989**

---

**NAKŁADEM POLITECHNIKI ŁÓDZKIEJ**



**Skrypt jest przeznaczony dla studentów IV roku Wydziału Chemii Spożywczej  
Politechniki Łódzkiej**

**Recenzent: prof. dr hab. Krzysztof Kuźmiński**

**Redaktor: Danuta Żyźniewska**

**Redaktor techniczny: Ewa Guzek**

**WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŁÓDZKIEJ  
93-005 Łódź, ul. Wólczańska 219**

**Nakład 300+48 egz. Ark. wyd. 20,8. Ark. druk. 22,5. Papier druk. kl. V. 71 g. 61×86**

**Maszynopis wpłynął do Redakcji 1985.03.18. Oddano do składu 1985.08.27**

**Podpisano do druku 1989.05.10. Druk ukończono we wrześniu 1989 r.**

**Zamówienie 244/85. Cena zł 416,-**

**Wykonano w Zakładzie Poligraficznym PŁ, 93-005 Łódź, ul. Wólczańska 223**



## SPIS TREŚCI

|                                                                   |     |
|-------------------------------------------------------------------|-----|
| Przedmowa . . . . .                                               | 7   |
| 1. Znaczenie miernictwa przemysłowego . . . . .                   | 9   |
| 2. Charakterystyka wielkości mierzonych . . . . .                 | 10  |
| 3. Metody pomiarowe . . . . .                                     | 12  |
| 3.1. Pomiar analogowy i cyfrowy . . . . .                         | 14  |
| 3.2. Analogowe metody pomiarowe . . . . .                         | 16  |
| 3.3. Cyfrowe metody pomiarowe . . . . .                           | 19  |
| 4. Zespół pomiarowy . . . . .                                     | 22  |
| 5. Systemy pomiarowo-regulacyjne . . . . .                        | 25  |
| 5.1. Analogowy system elektryczny . . . . .                       | 26  |
| 5.2. Analogowy system pneumatyczny . . . . .                      | 26  |
| 5.3. Systemy dyskretne . . . . .                                  | 27  |
| 6. Układy sygnalizacyjne . . . . .                                | 30  |
| 7. Statyczne i dynamiczne własności układów pomiarowych . . . . . | 32  |
| 7.1. Statyczne błędy pomiaru . . . . .                            | 33  |
| 7.2. Dynamiczne błędy pomiaru . . . . .                           | 38  |
| 8. Pomiary podstawowych wielkości elektrycznych . . . . .         | 40  |
| 8.1. Pomiary prądu, napięcia i siły elektromotorycznej . . . . .  | 40  |
| 8.2. Pomiary rezystancji . . . . .                                | 46  |
| 8.3. Pomiary pojemności i indukcyjności . . . . .                 | 51  |
| 8.4. Pomiary częstotliwości i liczby impulsów . . . . .           | 53  |
| 9. Pomiary czasu . . . . .                                        | 55  |
| 10. Pomiary wielkości mechanicznych . . . . .                     | 56  |
| 10.1. Pomiary przesunięcia liniowego . . . . .                    | 56  |
| 10.2. Pomiary przesunięcia kąowego . . . . .                      | 72  |
| 10.3. Pomiary prędkości liniowej i kątovej . . . . .              | 73  |
| 10.4. Pomiary liczby sztuk . . . . .                              | 75  |
| 10.5. Pomiary poziomu cieczy . . . . .                            | 76  |
| 10.6. Pomiary poziomu materiałów sypkich . . . . .                | 86  |
| 10.7. Pomiary siły . . . . .                                      | 87  |
| 10.8. Pomiary masy i strumienia masy . . . . .                    | 95  |
| 10.9. Pomiary ciśnienia i różnicy ciśnień . . . . .               | 97  |
| 10.10. Pomiary przepływu płynów . . . . .                         | 110 |
| 11. Pomiary temperatury . . . . .                                 | 123 |
| 11.1. Skale termometryczne . . . . .                              | 123 |



|       |                                                                                     |     |
|-------|-------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 11.2. | Warunki pomiarów temperatury . . . . .                                              | 125 |
| 11.3. | Termometry rozszerzalnościowe . . . . .                                             | 127 |
| 11.4. | Termometry rezystancyjne . . . . .                                                  | 132 |
| 11.5. | Termometry termoelektryczne . . . . .                                               | 134 |
| 11.6. | Termometry chemiczne . . . . .                                                      | 139 |
| 11.7. | Termometry emisyjne . . . . .                                                       | 140 |
| 12.   | Bezpośrednie i pośrednie pomiary stężenia substancji . . . . .                      | 145 |
| 12.1. | Pomiary wilgotności gazów . . . . .                                                 | 145 |
| 12.2. | Pomiary zawartości wody w cieczach i substancjach sta-<br>łych . . . . .            | 153 |
| 12.3. | Pomiary gęstości . . . . .                                                          | 158 |
| 12.4. | Pomiary lepkości . . . . .                                                          | 170 |
| 12.5. | Termokonduktometria gazów . . . . .                                                 | 174 |
| 12.6. | Pomiary optycznych własności substancji . . . . .                                   | 177 |
| 12.7. | Pomiary potencjału elektrochemicznego . . . . .                                     | 178 |
| 12.8. | Pomiary konduktywności elektrolitów . . . . .                                       | 183 |
| 12.9. | Automatyczne analizatory chemiczne . . . . .                                        | 187 |
| 13.   | Pomocnicze człony układu pomiarowego . . . . .                                      | 191 |
| 13.1. | Wzmacniacze pomiarowe . . . . .                                                     | 191 |
| 13.2. | Przetworniki międzysystemowe . . . . .                                              | 195 |
| 13.3. | Urządzenia wyjściowe . . . . .                                                      | 196 |
| 13.4. | Urządzenia zasilające . . . . .                                                     | 198 |
| 14.   | Automatyzacja pomiarów przemysłowych . . . . .                                      | 200 |
| 14.1. | Pomiar z sygnalizacją ekstremalną . . . . .                                         | 200 |
| 14.2. | Zautomatyzowane systemy pomiarowe . . . . .                                         | 201 |
| 14.3. | Systemy informatyczne . . . . .                                                     | 202 |
| 15.   | Zadania automatyzacji procesów . . . . .                                            | 206 |
| 15.1. | Sterowanie w układzie otwartym . . . . .                                            | 206 |
| 15.2. | Sterowanie w układzie zamkniętym . . . . .                                          | 208 |
| 15.3. | Sprzężenie zwrotne . . . . .                                                        | 210 |
| 16.   | Statyczne i dynamiczne własności układów pomiarowych i re-<br>gulacyjnych . . . . . | 213 |
| 16.1. | Opis matematyczny układów liniowych . . . . .                                       | 213 |
| 16.2. | Podstawowe elementy układów liniowych . . . . .                                     | 219 |
| 16.3. | Złożone układy liniowe . . . . .                                                    | 240 |
| 16.4. | Analiza układów nieliniowych . . . . .                                              | 246 |
| 17.   | Klasyfikacja układów regulacji automatycznej . . . . .                              | 249 |
| 17.1. | Pochodzenie wielkości zadanej . . . . .                                             | 250 |





|                                                                            |     |
|----------------------------------------------------------------------------|-----|
| 17.2. Zużycie energii pomocniczej . . . . .                                | 253 |
| 17.3. Charakter sygnału regulującego . . . . .                             | 256 |
| 17.4. Stopień złożoności . . . . .                                         | 256 |
| 18. Statyczne i dynamiczne własności regulatorów . . . . .                 | 258 |
| 18.1. Regulatory przekaźnikowe . . . . .                                   | 258 |
| 18.2. Regulatory ciągłe . . . . .                                          | 266 |
| 18.3. Regulatory cyfrowe . . . . .                                         | 282 |
| 19. Urządzenia peryferyjne układów regulacji . . . . .                     | 285 |
| 19.1. Zadajniki . . . . .                                                  | 285 |
| 19.2. Urządzenia wykonawcze . . . . .                                      | 286 |
| 19.3. Urządzenia pomocnicze . . . . .                                      | 298 |
| 20. Układy sterowania, sygnalizacji i blokady . . . . .                    | 299 |
| 20.1. Elementy logiczne . . . . .                                          | 299 |
| 20.2. Układy sterowania . . . . .                                          | 304 |
| 20.3. Sygnalizacja . . . . .                                               | 308 |
| 20.4. Blokada . . . . .                                                    | 309 |
| 21. Wskaźniki jakości regulacji automatycznej . . . . .                    | 312 |
| 21.1. Statyczna dokładność regulacji . . . . .                             | 312 |
| 21.2. Dynamiczna dokładność regulacji . . . . .                            | 313 |
| 22. Projektowanie układów regulacji . . . . .                              | 318 |
| 22.1. Identyfikacja obiektu regulacji . . . . .                            | 318 |
| 22.2. Wybór i optymalizacja regulatora . . . . .                           | 319 |
| 22.3. Schematy technologiczne automatyzacji . . . . .                      | 327 |
| 23. Układy sterowania parametrami procesów w przemyśle spożywcym . . . . . | 332 |
| 23.1. Przepływ płynów . . . . .                                            | 332 |
| 23.2. Poziom cieczy . . . . .                                              | 333 |
| 23.3. Ciśnienie gazu . . . . .                                             | 334 |
| 23.4. Temperatura . . . . .                                                | 335 |
| 23.5. Stężenie jonów wodorowych . . . . .                                  | 336 |
| 23.6. Proces ekstrakcji . . . . .                                          | 338 |
| 23.7. Proces suszenia . . . . .                                            | 339 |
| 23.8. Proces krystalizacji . . . . .                                       | 340 |
| 23.9. Proces rektyfikacji . . . . .                                        | 342 |
| 24. Perspektywy rozwoju automatyzacji . . . . .                            | 345 |
| 24.1. Wyższe stopnie automatyzacji . . . . .                               | 345 |
| 24.2. Blokowe systemy pomiarowo-regulacyjne i informatyczne . . . . .      | 345 |
| 24.3. Komputerowa regulacja nadrzędna . . . . .                            | 349 |
| 25. Literatura . . . . .                                                   | 351 |





## PRZEDMOWA

Szybki rozwój nowoczesnej techniki pomiarowej i regulacyjnej w wielu gałęziach przemysłu spożywczego stwarza konieczność zapoznania technologów tego przemysłu z podstawami metrologii przemysłowej i automatyzacji produkcji. Postęp techniczny nie może być bowiem dokonywany bez udziału użytkowników nowej techniki, znających najlepiej fizyczną i chemiczną stronę procesów zachodzących w urządzeniach technologicznych. Z drugiej strony, technolog musi znać możliwości i wymagania automatyki, aby wspólnie z automatykiem projektować nowe układy pomiarowo-regulacyjne i właściwie je wykorzystać.

Skrypt jest przeznaczony dla studentów IV roku Wydziału Chemii Spożywczej Politechniki Łódzkiej. W jego pierwszej części szeroko omówiono zagadnienia związane z pomiarami parametrów procesów przemysłu spożywczego - rodzaje i własności czujników pomiarowych, przetworników i urządzeń wyjściowych układu pomiarowego. W drugiej części skryptu opisano statyczne i dynamiczne własności obiektów regulacji automatycznej, regulatorów i urządzeń wykonawczych, omówiono rodzaje układów regulacyjnych i sposoby regulacji podstawowych parametrów procesów w przemyśle spożywczym.

Tematyka omówiona w skrypcie opiera się na wiadomościach z wielu dyscyplin podstawowych, takich jak fizyka, chemia, elektrotechnika, elektronika, inżynieria procesowa, matematyka. Ze względu na łatwość uzupełnienia tych wiadomości z dostępnej literatury, większość zagadnień teoretycznych została przedstawiona w dużym skrócie. Ponieważ podręczniki miernictwa przemysłowego i automatyki zawierają znaczną ilość teorii, posługują się często aparatem matematycznym wykraczającym poza możliwości chemika technologa i są adresowane głównie do automatyków mechaników i elektryków, dlatego, omówioną w skrypcie problematykę pomiarów i automatyzacji procesów występujących w przemyśle spożywczym dostosowano do profilu wykształcenia absolwentów Wydziału Chemii Spożywczej Politechniki Łódzkiej, technologów, zatrudnianych w przemyśle cukrowniczym, fermentacyjnym, chłodniczym czy skrobiowym. Skrypt uzupełniono spisem literatury podstawowej, pomocniczej oraz wykazem przepisów normalizacyjnych.





## 1. ZNACZENIE MIERNICTWA PRZEMYSŁOWEGO

Miernictwo przemysłowe stanowi gałąź metrologii, której zadaniem jest dostarczanie informacji potrzebnych do optymalnego prowadzenia procesów produkcyjnych. Jeszcze niedawno głównym źródłem tych informacji były własne obserwacje obsługującego urządzenie oraz indywidualne, proste układy pomiarowe z lokalnymi wskaźnikami. Obecnie, w wyniku budowy coraz większych zakładów przemysłowych, skomplikowania procesów technologicznych, wzrostu wymagań jakości produkcji oraz poziomu ochrony zdrowia i bezpieczeństwa załóg, a także ochrony środowiska, powstało duże zapotrzebowanie na nowoczesne, automatyczne urządzenia pomiarowe. Jednocześnie wskutek dynamicznego rozwoju elektroniki, produkcji układów scalonych o wysokiej skali integracji i mikroprocesorów, powstała możliwość znacznego zwiększenia niezawodności działania i dokładności urządzeń pomiarowych.

Automatyzacja, coraz szerzej wprowadzana w przemyśle, także w przemyśle spożywczym ograniczając udział człowieka w prowadzeniu procesu technologicznego, wymaga opanowania techniki mierzenia różnorodnych parametrów procesów, często nietypowych. Wielu z nich jeszcze nie potrafimy zmierzyć w warunkach przemysłowych, lub dokładność ich pomiaru jest zbyt mała. Z tego względu miernictwo przemysłowe jest dziedziną rozwijającą się dynamicznie na całym świecie.

Rozwój miernictwa przemysłowego w połączeniu z rozwojem techniki cyfrowej i informatyki umożliwił przejście na wyższy poziom automatyzacji prowadzenia procesu produkcyjnego - uzupełnienie bądź nawet zastąpienie technologa maszyną cyfrową. Pierwszym krokiem w tym kierunku jest np. wdrożony już w polskim przemyśle cukrowniczym komputerowy system centralnej rejestracji i przetwarzania danych (CRPD). Kolejnym etapem jest opracowywanie mikroprocesorowych systemów automatycznego sterowania poszczególnymi urządzeniami lub operacjami technologicznymi, np. ekstrakcją czy krystalizacją w przemyśle cukrowniczym. Wreszcie, wcale nie odległym celem jest wprowadzenie, także w przemyśle spożywczym, komputerowego systemu bezpośredniego sterowania cyfrowego (BSC) całym procesem technologicznym lub jego fragmentami.



## 2. CHARAKTERYSTYKA WIELKOŚCI MIERZONYCH

Prowadzenie każdego procesu technologicznego wymaga uzyskania informacji o stanach, zjawiskach czy przemianach zachodzących w czasie jego trwania. Informacje takie uzyskuje się drogą pomiarów. W praktyce pomiarów przemysłowych mierzy się niemal wszystkie znane własności materii o charakterze fizycznym, fizykochemicznym, chemicznym czy biologicznym. Z tego względu podstawowe wielkości mierzone można podzielić według klasycznego podziału dyscyplin fizyki i chemii na:

## a) wielkości elektryczne

napięcie elektryczne (siła elektromotoryczna),  
natężenie prądu,  
moc elektryczna,  
rezystancja,  
pojemność elektryczna,  
indukcyjność,  
częstotliwość napięcia,

## b) wielkości mechaniczne

stan geometryczny (wymiary, poziom),  
ruch ciał (przesunięcie, prędkość, przyspieszenie),  
ruch płynów (przepływ),  
siła, ciśnienie,  
liczba sztuk,

## c) wielkości termiczne

temperatura,  
przepływ ciepła,

## d) wielkości chemiczne

skład chemiczny,  
stężenie,

## e) fizyczne własności materii

masa,  
gęstość,  
lepkość,

## f) optyczne własności materii

współczynnik załamania światła,  
kąt skręcenia płaszczyzny polaryzacji światła,  
zabarwienie,  
pochłanianie promieniowania,  
zmętnienie,



g) elektryczne własności materii  
przenikalność elektryczna,  
potencjał elektrochemiczny,  
konduktywność,  
przenikalność magnetyczna,  
h) czas.

W technologiach przemysłu spożywczego zachodzi konieczność mierzenia prawie wszystkich wymienionych wielkości. Niektóre z tych pomiarów, takie jak np. ciągłe pomiary poziomu i przepływu cieczy, ciśnienia, temperatury czy pH (potencjału elektrochemicznego) mają charakter wręcz podstawowy; inne, jak np. pomiary kąta skręcenia płaszczyzny polaryzacji światła, pochłaniania promieniowania czy zmętnienia są specyficzne dla niektórych tylko technologii i najczęściej wykonuje się je tylko w zakładowych laboratoriach.

Metody i urządzenia służące do przemysłowych pomiarów wielkości najczęściej spotykanych w technologiach przemysłu spożywczego omówiono w rozdziałach 8 do 12.



### 3. METODY POMIAROWE

Pomiar jest procesem poznawczym polegającym na porównaniu mierzonej wielkości z wzorcem przyjętym za jednostkę miary tej wielkości, przy czym we współczesnym miernictwie, zwłaszcza przemysłowym, operacja ta jest z reguły wykonywana automatycznie [121]. Metodą pomiarową nazywamy sposób porównania wielkości mierzonej z wzorcem, a więc sposób określenia równania przetwarzania wielkości mierzonej  $x$  na sygnał pomiarowy  $y$

$$y = f(x, z), \quad (3.1)$$

gdzie  $z$  oznacza sumę wielkości zakłócających pomiar.

Jednostki miar są obecnie znormalizowane w skali międzynarodowej. W Polsce od października 1975 roku obowiązuje stosowanie jednostek Międzynarodowego Układu Jednostek Miar SI (System International) [42], jednostek pochodnych utworzonych z jednostek SI, wielokrotności i podwielokrotności tych jednostek oraz jednostek nie należących do układu SI ale dopuszczonych do stosowania (legalnych). Zasady stosowania w Polsce legalnych jednostek miar określa odpowiednie Rozporządzenie Rady Ministrów [129].

Wykaz zasadniczych jednostek miar SI oraz przedrostków do określania ich wielokrotności i podwielokrotności podają tabele: 3.1 i 3.2. Najważniejsze jednostki legalne w Polsce nie należące do układu SI podaje tabela 3.3. Pozostałe jednostki legalne wymieniono w dalszych rozdziałach, przy omawianiu pomiarów poszczególnych wielkości.

T a b e l a 3.1

Zasadnicze jednostki układu miar SI

| Jednostki podstawowe<br>Wielkość | Nazwa    | Oznaczenie |
|----------------------------------|----------|------------|
| długość, odległość               | metr     | m          |
| masa                             | kilogram | kg         |
| czas                             | sekunda  | s          |





|                                                      |           |     |
|------------------------------------------------------|-----------|-----|
| prąd elektryczny<br>(natężenie prądu elektrycznego)  | amper     | A   |
| temperatura (termodynamiczna),<br>różnica temperatur | kelwin    | K   |
| światłość                                            | kandela   | cd  |
| liczność materii                                     | mol       | mol |
| Jednostki uzupełniające                              |           |     |
| kąt (płaski)                                         | radian    | rad |
| kąt bryłowy                                          | steradian | sr  |

T a b e l a 3.2

Przedrostki do tworzenia jednostek wielokrotnych i podwielokrotnych

| Przedrostek       | Oznaczenie | Mnożnik    |
|-------------------|------------|------------|
| eksa <sup>1</sup> | E          | $10^{18}$  |
| peta <sup>1</sup> | P          | $10^{15}$  |
| tera              | T          | $10^{12}$  |
| giga              | G          | $10^9$     |
| mega              | M          | $10^6$     |
| kilo              | k          | $10^3$     |
| hekto             | h          | $10^2$     |
| deka              | da         | $10^1$     |
| decy              | d          | $10^{-1}$  |
| centy             | c          | $10^{-2}$  |
| mili              | m          | $10^{-3}$  |
| mikro             | $\mu$      | $10^{-6}$  |
| nano              | n          | $10^{-9}$  |
| piko              | p          | $10^{-12}$ |
| femto             | f          | $10^{-15}$ |
| atto              | a          | $10^{-18}$ |

<sup>1</sup> Nie objęte Rozporządzeniem Rady Ministrów [129]



T a b e l a 3.3

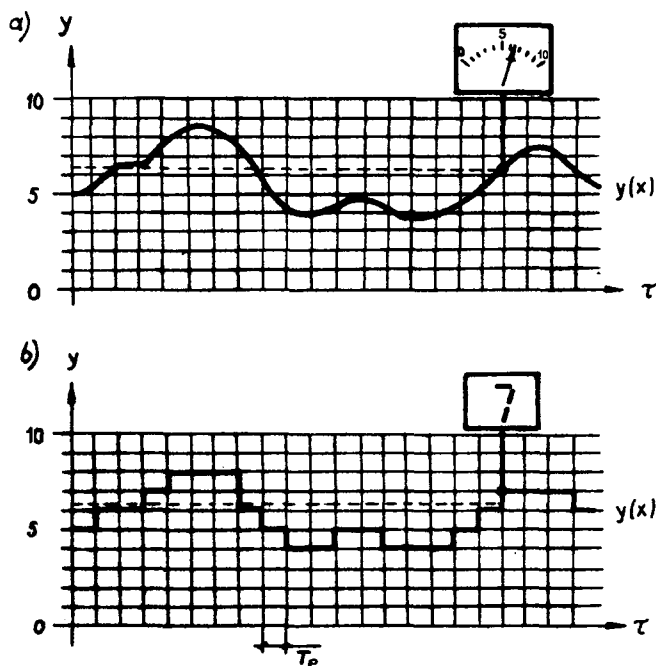
Ważniejsze jednostki spoza układu SI legalne w Polsce [129]

| Wielkość                            | Nazwa             | Oznaczenie |
|-------------------------------------|-------------------|------------|
| masa                                | tona              | t          |
| czas                                | minuta            | min        |
|                                     | godzina           | godz       |
|                                     | doba              | d          |
|                                     | dzień             | -          |
|                                     | tydzień           | -          |
|                                     | miesiąc           | -          |
|                                     | kwartał           | -          |
|                                     | rok               | a, r       |
| temperatura                         | stopień Celsjusza | °C         |
| powierzchnia                        | hektar            | ha         |
| objętość, pojemność                 | litr              | l          |
| przesunięcie kątowe                 | obrót             | otr        |
| prędkość obrotowa                   | obrót na sekundę  | obr/s      |
| tłumienność                         | bel               | B          |
| stężenie molowe                     | mol na litr       | mol/l      |
| wykładnik stężenia jonów wodorowych | pH                | -          |
| stosunek dwóch wartości             | procent           | %          |
| ilość informacji                    | bit               | bit        |

### 3.1. Pomiar analogowy i cyfrowy

Analogowe metody pomiarowe charakteryzują się tym, że wyjściowy sygnał pomiarowy  $y$ , zawierający informację o mierzonej wielkości, może przyjmować dowolną wartość w założonym zakresie zmienności, nazywanym zakresem pomiarowym. Przebieg funkcji  $y(x,z)$  jest więc w czasie pomiaru ściśle odwzorowaniem (analogią) zmian wielkości mierzonej (rys. 3.1a).





Rys. 3.1. Przebieg sygnału pomiarowego i stosowany wskaźnik w pomiarach: a) analogowym, b) cyfrowym

W analogowych przyrządach pomiarowych stosuje się analogowe wskaźniki wyjściowe sygnału pomiarowego  $y$ , najczęściej różnego rodzaju mierniki wskazówkowe, w których położenie wskazówki jest powiązane z wartością wielkości mierzonej. Odczytywanie wskazań takich mierników jest wprawdzie obarczone pewnymi błędami (np. subiektywnym błędem paralaksy), ale dzięki analogowemu charakterowi pomiaru istnieje tu możliwość oszacowania nawet z pewnej odległości wartości wielkości mierzonej (wskazówka w lewo - mała wartość, w prawo - duża). W celu zwiększenia efektu analogowego konstruuje się zresztą specjalne wskaźniki o liniowym ruchu wskazówki i pionowej podziałce (patrz rys. 13.3. c,d).



W cyfrowych metodach pomiarowych sygnał pomiarowy jest skwantowany w czasie i poziomie, ma więc charakter funkcji schodkowej o jednostkowej wysokości schodków (skwantowanie w poziomie), zależnej od szerokości zakresu pomiarowego i wymaganej dokładności pomiaru (rys. 3.1. b). Skwantowanie w czasie polega na dokonywaniu pomiarów okresowo, w odstępach czasu nazywanych okresami próbkowania  $T_p$ . Zamiast wyjściowych mierników analogowych stosuje się tu najczęściej wskaźniki cyfrowe, w których elementarna zmiana wskazywanej wartości liczbowej odpowiada elementarnej zmianie poziomu wartości schodkowego przebiegu sygnału pomiarowego  $y$ .

Pomiar cyfrowy charakteryzuje się brakiem możliwości powiązania np. położenia wskazówki z wartością wielkości mierzonej, stąd bywa on nazywany pomiarem dyskretnym. Szybkie oszacowanie wartości wielkości mierzonej (czy jest za duża czy za mała) jest tu utrudnione, podobnie jak trudne jest szybkie określenie pory dnia ze wskazań zegarka cyfrowego w porównaniu z tradycyjnym wskazówkowym zegarkiem analogowym. Mimo tej wady, pomiar cyfrowy ma jednak w porównaniu z pomiarem analogowym wiele zalet. Cyfrowe przyrządy pomiarowe mogą mieć nieporównywalnie większą dokładność, pozwalają na zastosowanie automatycznego wybierania szerokości zakresu pomiarowego, a ich wskaźniki mogą mieć znaczne wymiary i zawierać wiele cyfr. Wskaźniki cyfrowe nie zawierają elementów ruchomych, działają bardzo szybko i są niezwykle trwałe, a odczytywanie wyniku pomiaru nie jest obciążone błędami subiektywnymi.

Wymienione zalety sprawiają, że cyfrowe przyrządy pomiarowe znalazły najszersze zastosowanie w laboratoriach badawczych. W pomiarach przemysłowych bywają stosowane przede wszystkim tam, gdzie jest wymagana duża dokładność i niezawodność pomiaru. Spotyka się je jako dodatkowe układy towarzyszące przemysłowym wskaźnikom analogowym (rys. 13.4).

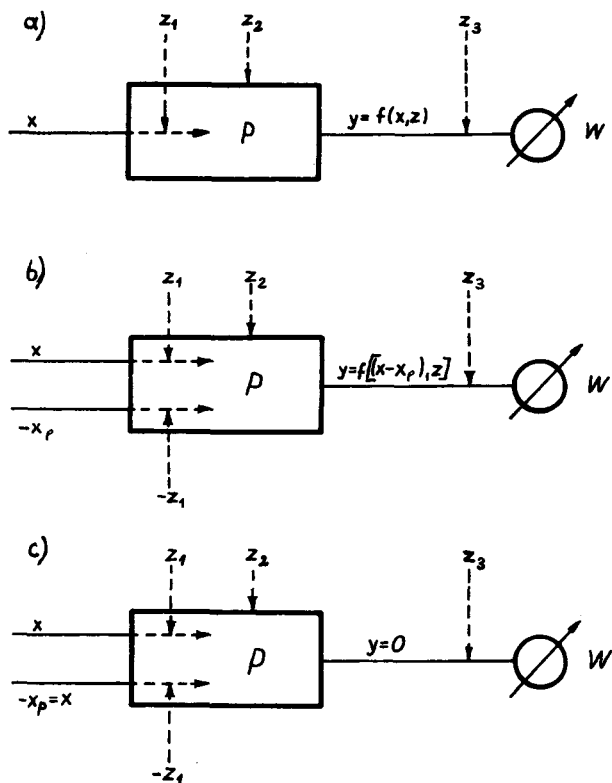
### 3.2. Analogowe metody pomiarowe

#### 3.2.1. Metoda wychyłowa

Pomiarowa metoda wychyłowa (wychyleniowa) polega na doświadczalnym wyznaczeniu zależności między  $x$  i  $y$  w równaniu (3.1) dla danego układu pomiarowego  $P$  przy określonym poziomie wielkości zakłócających  $\sum$  z oddziałujących na wielkość mierzoną ( $z_1$ ), układ pomiarowy



( $z_2$ ) oraz sygnał wyjściowy ( $z_3$ ) (rys. 3.2a). Czynność tę nazywa się kalibrowaniem (wzorcowaniem). Wyznaczona zależność  $y = f(x)$  jest charakterystyką pomiarową układu i stanowi podstawę do sporządzenia podziałki wychyłowego (wskazówkowego) analogowego miernika wyjściowego  $W$ . Wykalibrowany układ pomiarowy umożliwia dokonywanie pomiarów wielkości  $x$  w założonym zakresie pomiarowym i przy identycznym jak podczas kalibrowania (np. znormalizowanym) poziomie wielkości zakłócających  $\Sigma z$ .



Rys. 3.2. Pomiary metodami analogowymi: a) wychyłową, b) różnicową, c) kompensacyjną



Przykładem pomiaru wychyłowego może być określanie konduktywności roztworu elektrolitu konduktometrem wykalibrowanym przy użyciu roztworu wzorcowego, kiedy wskaźnik wyjściowy układu pomiarowego wskazuje na skali właściwą wartość konduktywności, o ile temperatura badanego roztworu jest równa temperaturze, w której przyrząd wykalibrowano (np. 20 °C). Pomiarem wychyłowym jest również pomiar temperatury termometrem rtęciowym, którego podziałka została wykonana po określeniu poziomu słupka rtęci w kilku ściśle określonych temperaturach.

### 3.2.2. Metoda różnicowa

W różnicowej metodzie pomiarowej wielkość mierzona  $x$  kompensuje się częściowo wielkością porównawczą  $-x_p$ , a powstałą różnicę mierzy się metodą wychyłową (rys. 3.2b). Wartość wielkości porównawczej jest znana z dużą dokładnością, a jej charakter fizyczny jest najczęściej identyczny z wielkością mierzoną. Z tego względu następuje tu częściowa kompensacja zakłóceń  $z_1$ . Istnieje też możliwość przesunięcia (o wartość  $-x_p$ ) i zwężenia (do wartości  $x - x_p$ ) zakresu pomiaru wychyłowego, co pozwala na znaczne zwiększenie dokładności pomiaru.

Przykładem pomiaru metodą różnicową może być ważenie wagą analityczną, w której równoważą się znaczną część mierzonych masy ciężarkami włączanymi kalibrowanym cyfrowo pokrętle, a pozostałą różnicę (w miligramach) odczytuje się metodą wychyłową z precyzyjnego miernika wskazówkowego.

### 3.2.3. Metoda kompensacyjna

Kompensacyjna metoda pomiarowa, nazywana też metodą zerową, jest podobna do metody różnicowej, z tym że następuje w niej całkowite skompensowanie wielkości mierzonych  $x$  wielkością porównawczą  $-x_p$  (rys. 3.2c). Zmieniając wartość  $-x_p$ , np. kalibrowanym pokrętle, doprowadza się do osiągnięcia zerowego sygnału wyjściowego  $y$ , wskazywanego przez wychyłowy miernik zerowy lub specjalny detektor zera. Jak w metodzie różnicowej, wielkość  $-x_p$  jest znana z dużą dokładnością, a jej charakter fizyczny jest najczęściej identyczny z wielkością mierzoną. Z tego względu następuje tu całkowite skompensowanie zakłóceń  $z_1$ . Ponieważ w momencie pomiaru sygnał wyjściowy ma wartość zerową, nastę-

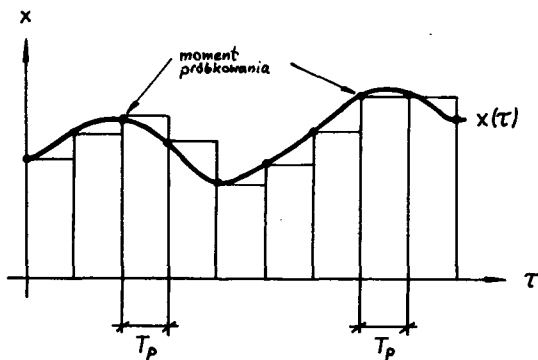


puje tu również praktycznie całkowite wyeliminowanie wielkości zakłócających  $z_2$  oddziałujących na układ pomiarowy i  $z_3$  działających na wskaźnik wyjściowy. Kompensacyjna metoda zerowa jest obecnie najdokładniejszą analogową metodą pomiarową.

Podstawową wadą pomiarów metodą kompensacyjną (dotyczy to również metody różnicowej) jest konieczność ręcznego wprowadzenia wielkości porównawczej i odczytania jej wartości np. z położenia pokrętła. Wady tej są pozbawione układy autokompensacyjne, których działanie zostało całkowicie zautomatyzowane dzięki wprowadzeniu pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Przykładem pomiaru metodą kompensacyjną może być pomiar napięcia elektrycznego kompensatorem czy pomiar rezystancji przyrządem mostkowym.

### 3.3. Cyfrowe metody pomiarowe

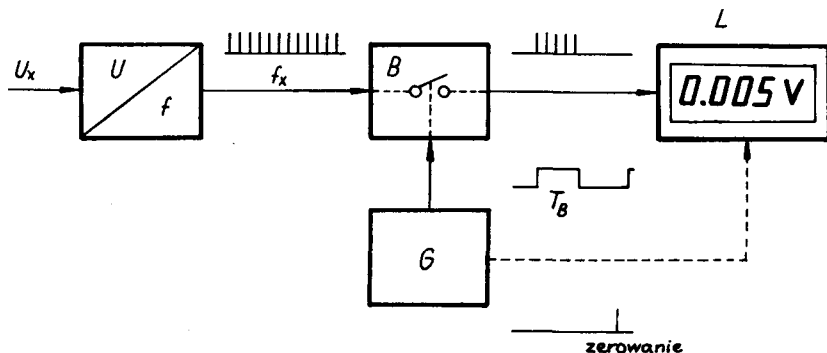
Ogromna większość mierzonych wielkości ma postać analogową. Z tego względu cyfrowe metody pomiarowe polegają głównie na zmianie charakteru sygnału pomiarowego z analogowego na dyskretny i cyfrowe układy pomiarowe są właściwie przetwornikami analogowo-cyfrowymi (przetwornikami A/C).



Rys. 3.3. Próbkowanie wielkości analogowej w pomiarze cyfrowym



Ogólną cechą cyfrowych metod pomiarowych jest kwantowanie w czasie i poziomie ciągłej (analogowej) wielkości mierzonej. Przebieg czasowy tej wielkości  $x(t)$  przedstawia się za pomocą schodkowego ciągu dyskretnych wartości chwilowych wielkości mierzonej (rys. 3.1). Wartości te noszą nazwę próbek, stąd proces kwantowania nazywa się próbkowaniem, a odstęp czasu między kolejnymi próbkami jest okresem próbkowania  $T_p$ . Zasadę próbkowania wielkości analogowej przedstawiono na rysunku 3.3.



|                         |                         |                     |                       |
|-------------------------|-------------------------|---------------------|-----------------------|
| $U_x = 1000 \text{ mV}$ | $f_x = 1000 \text{ Hz}$ | $T_B = 1 \text{ s}$ | $L = 1,000 \text{ V}$ |
| $U_x = 5 \text{ mV}$    | $f_x = 5 \text{ Hz}$    | $T_B = 1 \text{ s}$ | $L = 0.005 \text{ V}$ |

Rys. 3.4. Pomiar cyfrowy z przetwarzaniem napięcia na częstotliwość

Istnieje obecnie kilkanaście metod przetwarzania analogowo-cyfrowego [37,72,126], różniących się między sobą przede wszystkim sposobem określania amplitudy przebiegu  $x(t)$  w momencie próbkowania. Wszystkie te metody są metodami elektronicznymi. Najprostszą i popularną metodą jest pomiar z przetwarzaniem napięcia na częstotliwość, którego zasadę przedstawiono na rysunku 3.4. Wielkość mierzona w postaci napięcia  $U_x$  jest doprowadzana do elektronicznego liniowego przetwornika napięcie-częstotliwość (specjalny półprzewodnikowy układ scalony), na którego wyjściu otrzymuje się ciąg impulsów elektrycznych o czę-





stotliwości  $f_x = K \cdot U_x$ . Bramka B, będąca rodzajem elektronicznego łącznika, jest okresowo zamykana i otwierana, doprowadzając do licznika cyfrowego L wycinki ciągu impulsów. Czas zamknięcia łącznika (otwarcia bramki)  $T_B$  jest ściśle określony przez sterujący generator zegarowy G. Licznik zlicza liczbę impulsów doprowadzoną doń w czasie  $T_B$ , wyświetla wynik pomiaru, a następnie jest zerowany przez impuls kasujący z generatora. Cykl pomiarowy powtarza się okresowo, a odstęp czasu między kolejnymi pomiarami jest okresem próbkowania.

Jeżeli np.  $U_x = 1000$  mV,  $f_x = K \cdot U_x = 1000$  Hz ( $K = 1$ ) i  $T_B = 1$  s, to licznik zliczy w ciągu tej sekundy 1000 impulsów. Gdy po upływie okresu próbkowania wartość  $U_x$  będzie wynosiła 5 mV, to częstotliwość  $f_x$  zmaleje do 5 Hz i w czasie kolejnego sekundowego otwarcia bramki licznik zliczy 5 impulsów. W ten sposób wskazania licznika będą ciągiem chwilowych wartości wielkości mierzonej  $U_x$ . W praktycznych rozwiązaniach przetwornik A/C jest zwykle uzupełniany pamięcią pośredniczącą, przechowującą wynik pomiaru przez czas zerowania licznika i określania nowej wartości wielkości mierzonej.

Pomiar cyfrowy z przetwarzaniem napięcia na częstotliwość wymaga stosowania bardzo stabilnego generatora sterującego bramką, np. z kwarcowym wzorcem częstotliwości, ponieważ niewielka zmiana czasu otwarcia bramki może spowodować znaczny błąd pomiaru. Istotną zaletą tej metody jest możliwość pominięcia przetwornika napięcie-częstotliwość w tych przypadkach, kiedy wielkość mierzona ma postać ciągu impulsów o modulowanej częstotliwości  $f_x$ . Drugą popularną metodą pomiaru cyfrowego jest metoda z podwójnym całkowaniem, nie wymagająca stosowania dokładnego wzorca częstotliwości [72,75].



#### 4. ZESPÓŁ POMIAROWY

Podstawową rolę w procesie pomiaru pełni czujnik. Jest to układ fizyczny, fizykochemiczny lub biologiczny, którego wybrana własność  $y$  jest z wielkością mierzoną  $x$  ściśle związaną znaną i powtarzalną zależnością  $y = f(x)$ . Własność  $y$  powinna nadawać się do dalszego przetworzenia na użyteczny sygnał pomiarowy, a funkcja  $f$  powinna być w miarę możliwości funkcją liniową.

Możemy wyróżnić czujniki pomiarowe generacyjne (aktywne), w których zmiana własności  $y$  pod działaniem wielkości  $x$  powoduje wysłanie sygnału pomiarowego  $y$  o pewnym potencjale energetycznym, i czujniki pomiarowe parametryczne (bierne), w których pod wpływem wielkości mierzonej  $x$  następuje tylko zmiana określonego parametru  $y$ . Czujniki generacyjne są zdolne do oddawania na zewnątrz pewnej mocy (np. termooogniwo, przepływomierz wirnikowy) lub wykonania pracy (np. pływak, manometr sprężynowy) kosztem energii procesu związanej z mierzoną wielkością. Czujniki parametryczne wymagają doprowadzenia energii z zewnątrz i przetworzenia zmiany parametru  $y$  na sygnał pomiarowy (np. termorezystor, czujnik konduktometryczny).

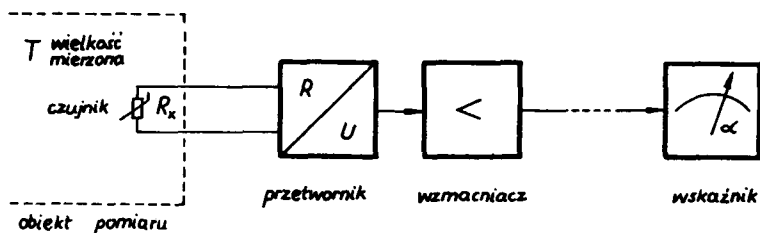
Czujnik pomiarowy jest pierwotnym przetwornikiem, przetwarzającym mierzoną wielkość na wielkość inną, nadającą się do bezpośredniego określenia (pomiaru bezpośrednie) lub wymagającą przetworzenia w przetworniku wtórnym na jeszcze inną wielkość (pomiar pośrednie). Wtórnego przetwarzania sygnału wymagają wszystkie czujniki parametryczne, jednakże i większość czujników generacyjnych musi być uzupełniana układami wzmacniającymi ich sygnał wyjściowy lub przetwarzającymi go, np. na sygnał o znormalizowanej wartości (standardowy). Z tego względu praktycznie wszystkie czujniki pomiarowe stosowane w pomiarach zdalnych i automatycznych są łączone z wtórnym układem przetwarzającym w zespół pomiarowy, nazywany najczęściej układem pomiarowym. Układ pomiarowy umieszczony we wspólnej obudowie (ewent. z wydzielonym czujnikiem) nazywa się przyrządem pomiarowym.

Przykład zespołu pomiarowego do mierzenia temperatury w suszarni parametrycznym czujnikiem rezystancyjnym przedstawia rysunek 4.1. Czujnik (termorezystor) jest umieszczony w komorze suszarni (obiekt pomiaru) w temperaturze  $T$ . Jego rezystancja  $R_x$  ustala się zgodnie z charakterystyką pomiarową  $R = f(T)$ . Wartość tej rezystancji jest pierwotnym sygnałem pomiarowym, przetwarzanym następnie w przetworniku



pomiarowym na napięcie elektryczne  $U$  - wtórny sygnał pomiarowy. Po wzmacnieniu we wzmacniaczu sygnał ten może być już przesyłany na pewną odległość i może uruchamiać miernik (wskaźnik) wyjściowy. Wychylenie wskazówki miernika  $\alpha$  będzie funkcją temperatury  $T$  w komorze suszarni.

Zespół pomiarowy może być bardziej rozbudowany w przypadku konieczności zmiany rodzaju sygnału wtórnego (np. z elektrycznego na pneumatyczny lub odwrotnie), zmiany postaci tego sygnału (np. modulacji lub demodulacji, przetwarzania analogowo-cyfrowego lub cyfrowo-analogowego), czy dokonania operacji matematycznej.



Rys. 4.1. Zespół pomiarowy do mierzenia temperatury w suszarni

Zestawienie podstawowych wielkości przetwarzanych w czujnikach i przetwornikach pomiarowych stosowanych w przemyśle spożywczym zawiera tabela 4.1

T a b e l a 4.1

Zestawienie podstawowych wielkości przetwarzanych w zespołach pomiarowych

| Wielkość mierzona \ Sygnał wyjściowy | siła | przesunięcie liniowe | przesunięcie kątowe | prędkość kątowa | SEM, napięcie | rezystancja | częstotliwość napięcia | indukcyjność | pojemność elektryczna | tłumienie promieniowania |
|--------------------------------------|------|----------------------|---------------------|-----------------|---------------|-------------|------------------------|--------------|-----------------------|--------------------------|
| napięcie elektryczne, SEM            | -    | -                    | +                   | -               | +             | -           | +                      | -            | -                     | -                        |
| częstotliwość                        | -    | -                    | -                   | -               | +             | -           | +                      | -            | -                     | -                        |
| pojemność elektryczna                | -    | -                    | -                   | -               | -             | -           | +                      | -            | +                     | +                        |



T a b e l a 4.1 (cd.)

| Wielkość<br>mierzona \ Sygnał<br>wyjściowy | siła | przesunięcie<br>liniowe | przesunięcie<br>kątowe | prędkość kątowa | SEM, napięcie | rezystancja | częstotliwość<br>napięcia | indukcyjność | pojemność<br>elektryczna | tłumienie<br>promieniowania |
|--------------------------------------------|------|-------------------------|------------------------|-----------------|---------------|-------------|---------------------------|--------------|--------------------------|-----------------------------|
| indukcyjność                               | -    | -                       | -                      | -               | -             | -           | +                         | +            | -                        | -                           |
| natężenie prądu                            | +    | +                       | +                      | -               | +             | -           | -                         | -            | -                        | -                           |
| rezystancja,<br>konduktancja               | -    | -                       | +                      | -               | +             | +           | -                         | -            | -                        | -                           |
| przesunięcie                               | +    | +                       | +                      | -               | +             | +           | +                         | +            | +                        | +                           |
| prędkość liniowa                           | -    | -                       | -                      | +               | +             | -           | +                         | -            | -                        | -                           |
| prędkość kątowa                            | -    | -                       | +                      | +               | +             | -           | +                         | -            | -                        | -                           |
| poziom                                     | +    | +                       | +                      | -               | -             | +           | -                         | +            | +                        | +                           |
| siła, moment                               | +    | +                       | +                      | -               | +             | +           | -                         | +            | -                        | -                           |
| masa                                       | +    | +                       | +                      | -               | +             | +           | -                         | +            | -                        | -                           |
| ciśnienie,<br>różnica ciśnień              | +    | +                       | +                      | -               | +             | +           | -                         | +            | +                        | -                           |
| natężenie<br>przepływu                     | +    | -                       | -                      | +               | +             | -           | -                         | -            | -                        | -                           |
| temperatura                                | +    | +                       | +                      | -               | +             | +           | -                         | -            | -                        | -                           |
| wilgotność                                 | -    | +                       | -                      | -               | -             | +           | -                         | -            | +                        | +                           |
| gęstość                                    | +    | +                       | -                      | -               | -             | -           | -                         | -            | -                        | +                           |
| lepkość                                    | +    | +                       | -                      | -               | -             | -           | -                         | -            | -                        | -                           |
| stężenie jonów                             | -    | -                       | -                      | -               | +             | +           | -                         | -            | -                        | +                           |



## 5. SYSTEMY POMIAROWO-REGULACYJNE

Układy (zespoły) pomiarowe składają się z członów, między którymi są przekazywane różnego rodzaju sygnały. Sygnałem nazywamy w tym przypadku pewną wielkość fizyczną będącą funkcją czasu i stanowiącą nośnik informacji. Sygnał z zakodowaną informacją może być przesyłany na pewne odległości i wykorzystywany do uruchamiania dodatkowego wskaźnika wielkości mierzonej (przy pomiarach zdalnych) lub układu automatycznej regulacji.

Konieczność równoczesnego pomiaru dużej liczby wielkości fizycznych występujących we współczesnych technologiach, szybkiego przetwarzania informacji, dokonywania analizy i badania korelacji sygnałów, uproszczenia obsługi rozbudowanych układów pomiarowych, a często konieczność wstecznego oddziaływania na badany proces (automatyzacja), stanowiły przesłanki rozwoju tzw. systemów pomiarowo-regulacyjnych. Systemem pomiarowo-regulacyjnym nazywa się zestaw spełniających założone funkcje i mogących ze sobą współpracować przyrządów pomiarowych i urządzeń pomocniczych, przeznaczonych do zbierania, porównywania, rejestracji i przetwarzania informacji o mierzonych wielkościach fizycznych.

W zależności od rodzaju energii wykorzystanej w sygnałach pomiarowych jako nośnik informacji oraz od charakteru tych sygnałów, powstają różne blokowe systemy pomiarowo-regulacyjne: zestawy czujników, przetworników pomiarowych, wzmacniaczy, elementów matematycznych, zadajników, regulatorów, siłowników, wskaźników, rejestratorów itp. Stosowanie sygnałów znormalizowanych umożliwia dowolne łączenie poszczególnych członów systemu w często bardzo skomplikowane układy pomiarowo-regulacyjne. Współpracę urządzeń z różnych systemów umożliwiają przetworniki międzysystemowe.

W systemach analogowych przetwarzanie sygnałów nie zmienia ich ciągłego charakteru, a wynik pomiaru przedstawia się w postaci odczytywanych lub rejestrowanych (najczęściej w funkcji czasu) sygnałów analogowych. W systemach cyfrowych występuje dyskretyzacja sygnału analogowego (przetwarzanie analogowo-cyfrowe), a wynik pomiaru przedstawia się w postaci cyfrowej.

Obecnie największą popularność zyskały trzy systemy pomiarowo-regulacyjne: analogowy system elektryczny, analogowy system pneumatycz-



ny i cyfrowy system elektryczny [90, 91]. W małym stopniu są wykorzystywane sygnały mechaniczne w postaci przesunięcia lub siły, przesyłane na niewielkie odległości cięgnami i dźwigniami. W urządzeniach wymagających rozwijania znacznych mocy (dźwigi, maszyny budowlane itp.) stosuje się sygnały hydrauliczne w postaci ciśnienia cieczy. Przyszłościowym kierunkiem jest wykorzystanie modulowanych, dyskretnych sygnałów optycznych - bardzo pojemnego i odpornego na zakłócenia nośnika informacji, przesyłanego na znaczne odległości za pomocą światłowodów.

### 5.1. Analogowy system elektryczny

Analogowy system elektryczny wykorzystuje sygnał w postaci napięcia lub natężenia stałego prądu elektrycznego. Sygnał taki może być z łatwością przesyłany na znaczne odległości, wzmacniany, modulowany, przekształcany matematycznie. Linia przesyłowa jest tania. Stosowanie nowoczesnych, scalonych elementów półprzewodnikowych pozwala na osiągnięcie dużej dokładności i niezawodności funkcjonowania członów systemu. Wadami systemu elektrycznego są: trudności w przesyłaniu sygnałów znacznej mocy, wrażliwość na zakłócenia i możliwość iskrzenia, stanowiąca w pewnych warunkach zagrożenie wybuchowe.

Znormalizowane, standardowe sygnały prądowe i napięciowe analogowego systemu elektrycznego [91] mają następujące zakresy:

|        |    |        |    |
|--------|----|--------|----|
| 0...5  | mA | 0...5  | V, |
| 0...20 | mA | 0...10 | V, |
| 4...20 | mA | 1...5  | V, |

a na uwagę zasługuje zalecany i najczęściej obecnie stosowany sygnał prądowy 4...20 mA, w którym istnieje możliwość odróżnienia stanu awarii urządzenia pomiarowego lub linii przesyłowej od dolnej granicy zakresu zmian sygnału.

### 5.2. Analogowy system pneumatyczny

System pneumatyczny wykorzystuje sygnał w postaci ciśnienia powietrza [35]. Sygnał taki jest bardzo odporny na zakłócenia, może przenosić znaczne moce, nie stanowi żadnego zagrożenia wybuchowego.



Wzmacnianie i przekształcanie sygnału pneumatycznego wymaga jednak stosowania dość skomplikowanych urządzeń, a przesyłanie sygnału na większe odległości jest bardziej złożone niż w przypadku sygnału elektrycznego. Znormalizowany, standardowy sygnał pneumatyczny ma zakres zmian ciśnienia powietrza od 20 do 100 kPa [92]. Przesunięcie początku zakresu umożliwia łatwą identyfikację awarii urządzenia lub linii przesyłowej.

### 5.3. Systemy dyskretne

Sygnały analogowe, wykorzystywane w analogowych metodach pomiarowych i analogowych systemach pomiarowo-regulacyjnych, mają istotną wadę: są mniej lub bardziej podatne na różnego rodzaju zakłócenia, które się na nie nakładają w sposób zupełnie przypadkowy, są też podatne na wpływy ciągłych choć często powolnych zmian parametrów elementów wchodzących w skład zespołu pomiarowego, np. starzenie się, zmiany warunków zasilania itp.

Nowoczesna technika pomiarowo-regulacyjna stosuje inny rodzaj sygnałów - sygnały dyskretne. Sygnały te mają charakter nieciągły, składają się z zespołu impulsów (najczęściej elektrycznych) odpowiedniego kształtu i amplitudy, a treść zawartej w nich informacji jest określona przez częstotliwość impulsów, ich wzajemną odległość w czasie lub też obecność albo nieobecność napięcia w danym obwodzie.

Powszechnie używanym w życiu codziennym systemem zapisu liczb jest system dziesiętny. Liczba zapisana w systemie dziesiętnym przedstawia ułożone w określonym porządku informacje o ilości kolejnych potęg liczby 10. Przykładowo liczbę 1348,03 można przedstawić jako sumę

$$1 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^2 + 4 \cdot 10^1 + 8 \cdot 10^0 + 0 \cdot 10^{-1} + 3 \cdot 10^{-2} = 1348,03.$$

Proste w życiu codziennym liczenie w systemie dziesiętnym jest trudne do realizacji w technice pomiarów cyfrowych. Znacznie prostsze jest tu korzystanie z dwóch tylko, ale wyraźnie określonych stanów: "jest" i "nie ma". Najczęściej stanowi "jest" przypisuje się liczbę "1", natomiast stanowi "nie ma" liczbę "0". Przedstawianie wszystkich liczb za pomocą kombinacji zer i jedynek umożliwia dwójkowy (binarny)



system zapisu liczb. Najmniejszą jednostką informacji jest w tym systemie bit (ang. binary digit). Przykłady konstrukcji liczb binarnych podano w tabeli 5.1. Na przykład liczbę 26 przedstawia się w systemie dwójkowym jako 11010, co oznacza sumę kolejnych potęg liczby 2

$$11010 = 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = 26.$$

Sposoby szybkiego przeliczania liczb dziesiętnych na dwójkowe i odwrotnie można znaleźć w literaturze [72].

T a b e l a 5.1

## Przykłady liczb binarnych

| Liczba w systemie dziesiętnym | Liczba w systemie dwójkowym | Liczba bitów |
|-------------------------------|-----------------------------|--------------|
| 1                             | 1                           | 1            |
| 2                             | 10                          | 2            |
| 3                             | 11                          | 2            |
| 4                             | 100                         | 3            |
| 5                             | 101                         | 3            |
| 10                            | 1010                        | 4            |
| 371                           | 101110011                   | 9            |
| 0,4375                        | 0,0111                      | 4            |
| 0,8888...                     | 0,11001...                  | 5            |

W celu ułatwienia przesyłania informacji cyfrowej stosuje się kody cyfrowe. Jednym z bardziej popularnych jest kod dwójkowo-dziesiętny BCD (ang. binary coded decimal), łączący w sobie cechy dziesiętnego i dwójkowego systemu zapisu liczb. W kodzie BCD każda liczba jest dzielona na cyfry jak w systemie dziesiętnym, natomiast każda cyfra jest określana w systemie dwójkowym za pomocą czterech bitów A, B, C i D (tab. 5.2), np.:

$$3718 = 0011 \quad 0111 \quad 0001 \quad 1000.$$





T a b e l a 5.2

## Kod cyfrowy BCD

| Cyfra w systemie<br>dziesiętnym | Bity kodu BCD |       |       |       |
|---------------------------------|---------------|-------|-------|-------|
|                                 | 1 (D)         | 2 (C) | 3 (B) | 4 (A) |
| 0                               | 0             | 0     | 0     | 0     |
| 1                               | 0             | 0     | 0     | 1     |
| 2                               | 0             | 0     | 1     | 0     |
| 3                               | 0             | 0     | 1     | 1     |
| 4                               | 0             | 1     | 0     | 0     |
| 5                               | 0             | 1     | 0     | 1     |
| 6                               | 0             | 1     | 1     | 0     |
| 7                               | 0             | 1     | 1     | 1     |
| 8                               | 1             | 0     | 0     | 0     |
| 9                               | 1             | 0     | 0     | 1     |

W technice cyfrowej korzysta się prawie wyłącznie z sygnałów o charakterze elektrycznym. Przyjęto na przykład, że bitowi 0 odpowiada napięcie zbliżone do zera, natomiast bitowi 1 napięcie ok. +5 V. Każdą informację liczbową przedstawia się więc za pomocą kombinacji napięć 0 i 5 V przesyłanych w postaci impulsów elektrycznych bądź linią wieloprzewodową (1 przewód na każdy bit +1 przewód sygnału synchronizującego), bądź też linią dwuprzewodową po dodatkowym kodowaniu informacji w czasie.

Podstawowymi zaletami stosowania dyskretnych sygnałów cyfrowych są: bardzo znaczne ograniczenie wpływu zakłóceń oraz wielka szybkość przekazywania informacji, pozwalająca na wykorzystanie tych sygnałów m.in. w cyfrowej technice obliczeniowej z użyciem maszyn matematycznych (komputerów).



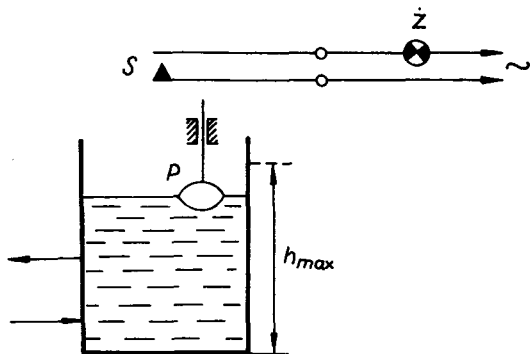
## 6. UKŁADY SYGNALIZACYJNE

Układy sygnalizacyjne w odróżnieniu od układów pomiarowych nie informują o chwilowej wartości wielkości mierzonej, lecz sygnalizują przekroczenie dopuszczalnych granic tej wielkości. Najczęściej sygnalizacja dotyczy następujących stanów wielkości mierzonej:

- a) za mała - za duża,
- b) za mała - prawidłowa - za duża,
- c) za mała - prawidłowa - ,
- d) - prawidłowa - za duża.

Jak widać, do przekazania informacji w układach sygnalizacyjnych są potrzebne tylko dwa lub trzy poziomy sygnałów, mamy więc tu do czynienia z najprostszym przypadkiem pomiaru dyskretnego.

Układy sygnalizacyjne są stosowane bardzo często, zwykle łącznie z układami pomiarowo-regulacyjnymi i wykorzystują sygnały elektryczne (np. napięcie 0 V i napięcie 220 V lub -10, 0 i +10 V), sygnały pneumatyczne (np. ciśnienie 0 kPa i 100 kPa) czy mechaniczne. Sygnały elektryczne są stosowane najczęściej, ponieważ najprostszym rozwiązaniem układu sygnalizacyjnego jest zastosowanie sygnalizacji optycznej (np. żarówek o różnej barwie) lub akustycznej (dzwonki, syreny) informującej o przekroczeniu któregoś z istotnych parametrów procesu technologicznego (patrz rozdz. 20.3).



Rys. 6.1. Sygnalizacja przekroczenia dopuszczalnego poziomu cieczy w zbiorniku



Przykład sygnalizacji optycznej przekroczenia maksymalnego dopuszczalnego poziomu cieczy w zbiorniku przepływowym przedstawiono na rysunku 6.1. Pływak  $P$  jest umieszczony na powierzchni cieczy. Podnoszenie się jej poziomu powoduje unoszenie się pływaka i po osiągnięciu maksymalnego poziomu  $h_{\max}$  zwarcie styków  $S$ . Styki zamykają obwód elektryczny, w który jest włączona żarówka  $Z$ , a świecenie żarówki sygnalizuje przekroczenie dopuszczalnego poziomu cieczy w zbiorniku.



## 7. STATYCZNE I DYNAMICZNE WŁASNOŚCI UKŁADÓW POMIAROWYCH

Statyczne własności układów pomiarowych odnoszą się do pomiarów wielkości niezmiennych w pewnym odcinku czasu. Można je opisać równaniem

$$y = f(x), \quad (7.1)$$

w którym  $x$  jest sygnałem wejściowym, a  $y$  wyjściowym układu (zespołu) pomiarowego. Równanie (7.1) określa charakterystykę statyczną układu pomiarowego, nazywaną w skrócie charakterystyką pomiarową. Charakterystykę tę uzyskuje się w wyniku kalibrowania (wzorcowania) zespołu pomiarowego. Charakterystyka statyczna całego układu pomiarowego ma zazwyczaj przebieg liniowy, choć często jest to wynikiem aproksymowania lub obróbki matematycznej nieliniowej charakterystyki czujnika lub przetwornika pomiarowego.

Własności dynamiczne określają wrażliwość układów pomiarowych na zmienne w czasie wielkości mierzone i mogą być w najprostszym przypadku opisane równaniem

$$\frac{dy}{dt} = f\left(\frac{dx}{dt}\right), \quad (7.2)$$

natomiast znajomość statycznych i dynamicznych własności układów pomiarowych <sup>1/</sup> wiąże się z określeniem dokładności mierzenia, podstawowej cechy wszystkich urządzeń pomiarowych. W praktyce pomiarowej zawsze występuje pewna różnica między wynikiem pomiaru, a rzeczywistą wartością wielkości mierzonej. Różnicę tę określa się jako statyczny lub dynamiczny błąd bezwzględny pomiaru  $\Delta w$ , wyrażony w jednostkach wielkości mierzonej

$$\Delta w = y - y_p, \quad (7.3)$$

gdzie:  $y$  - wartość zmierzona,

$y_p$  - wartość poprawna.

---

<sup>1/</sup> Szerzej omówiono te własności w rozdziale 16.



Ponieważ rzeczywista wartość wielkości mierzonej ( $x$ ) jest pojęciem abstrakcyjnym i nie może być znana, w praktyce używa się określenia "wartość poprawna", która jest przybliżona do wartości rzeczywistej w takim stopniu, w jakim jest to niezbędne, aby różnicę między tymi wartościami można było pominąć z punktu widzenia celu, do którego wartość przybliżona jest potrzebna [121]. Wartość poprawna może być określona przyrządem o znacznie większej dokładności od przyrządu badanego (np. kalibrowanego), za pomocą wzorca pomiarowego, czy też etalonu - urządzenia pomiarowego określającego, przechowującego lub odtwarzającego jednostkę miary.

Porównanie wyników pomiarów otrzymanych za pomocą różnych urządzeń pomiarowych umożliwia określenie statycznego lub dynamicznego błędu względnego

$$\delta_w = \frac{y - y_p}{y_p} \cdot 100 \quad [\%]. \quad (7.4)$$

Dobrym przybliżeniem wartości poprawnej jest średnia arytmetyczna  $\bar{y}$  większej liczby ( $n$ ) pomiarów dokonanych tym samym przyrządem

$$\bar{y} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n y_i. \quad (7.5)$$

## 7.1. Statyczne błędy pomiaru

Statyczny błąd pomiaru tworzą dwa błędy składowe: błąd systematyczny i błąd przypadkowy. Pierwszy z nich jest zdeterminowany - daje się zmierzyć lub obliczyć i wyeliminować. Drugi ma charakter przypadkowy, jego wielkość daje się jedynie oszacować z pewnym stopniem prawdopodobieństwa oraz ograniczyć.

### 7.1.1. Błąd systematyczny

Błąd ten można określić przez porównanie wyniku pomiaru z wynikiem uzyskanym inną, dokładniejszą metodą pomiarową lub dokładniejszym przyrządem pomiarowym. Można też błąd ten obliczyć, jeżeli są znane przyczyny jego powstawania. Błąd systematyczny można wyeliminować



nować przez skorygowanie urządzenia pomiarowego lub uwzględnienie odpowiedniej poprawki wyniku pomiaru. Głównymi źródłami błędów systematycznych są:

- a) niedoskonałość przyrządu pomiarowego, np. błędy kalibrowania, niedokładność wykonania podziałki (nieliniowość) itp.,
- b) niedoskonałość obserwatora, np. błąd paralaksy odczytu położenia wskazówki czy poziomu menisku; tego rodzaju błędów są praktycznie pozbawione przyrządy cyfrowe,
- c) wpływ przyrządu na obiekt pomiaru, np. wpływ rezystancji wewnętrznej woltomierza na pomiar siły elektromotorycznej ogniwa.

### 7.1.2. Błąd przypadkowy

Błędy przypadkowe, mające charakter niepowtarzalny, stochastyczny (losowy), są również powodowane przez kilka czynników:

- a) szумы, np. szумы cieplne w przewodnikach i półprzewodnikach, wiry w płynach czy drgania mechaniczne,
- b) niedoskonałość elementów czujników i przetworników, np. tarcie w łożyskach, histereza sprężysta czy magnetyczna, luzy w mechanizmach, niestałość własności elementów mechanicznych, elektrycznych, magnetycznych, optycznych; powolną niestałość własności elementów nazywaną dryfem (błędem płynięcia) można niekiedy wyeliminować przez odpowiednie częste kalibrowanie przyrządu,
- c) błędy kwantowania w pomiarze cyfrowym, spowodowane np. niestabilnością częstotliwości generatora zegarowego, lub tym, że wynik zliczania następujących w odcinku czasu impulsów musi być zawsze zaokrąglony do liczby całkowitej.

Błędy przypadkowe są zmienną losową. Przy odpowiednio dużej liczbie pomiarów tej samej wielkości tym samym przyrządem w identycznych warunkach, rozkład błędów przypadkowych jest zbliżony do rozkładu normalnego Gaussa [16, 84]. Z tego względu za miarę rozrzutu błędów przypadkowych danego przyrządu można przyjąć odchylenie średnie kwadratowe, zwane także odchyleniem standardowym lub odchyleniem standardowym pojedynczego pomiaru w serii pomiarów. Dla prób o małej liczebności ( $n < 20$ ), co jest najczęstszym przypadkiem w technice pomiarowej, wartość odchylenia  $S_y$  można obliczyć z wzoru



$$S_y = \sqrt{\frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}, \quad (7.6)$$

gdzie:  $n$  - liczba pomiarów,

$y_i$  - wynik pojedynczego pomiaru,

$\bar{y}$  - wartość średnia z  $n$  pomiarów.

Dla  $n \rightarrow \infty$ , gdy rozpatrujemy cały zbiór wyników pomiarów, otrzymujemy miarę rozrzutu wokół średniej - odchylenie standardowe rozkładu ( $\sigma$ ), nazywane też odchyleniem średnim

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}. \quad (7.7)$$

W wielu przypadkach już dla  $n \geq 10$   $S_y \approx \sigma$ .

Dokładność realizowanego pomiaru określa też odchylenie standardowe średniej arytmetycznej z danej serii pomiarów

$$S_{\bar{y}} = \frac{S_y}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{1}{n \cdot (n-1)} \cdot \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}. \quad (7.8)$$

Odchylenie standardowe jest wyrażone w jednostkach wielkości mierzonej. W praktyce pomiarowej korzysta się często ze względnej miary rozproszenia, jaką jest współczynnik zmienności  $v$

$$v = \frac{S_y}{\bar{y}} \cdot 100 \quad [\%]. \quad (7.9)$$

### 7.1.3. Klasa niedokładności przyrządu

Znajomość wartości odchylenia standardowego rozkładu wielu pomiarów tej samej wielkości wykonanych danym przyrządem pomiarowym pozwala na określenie przedziału ufności  $\pm \Delta y$  oraz prawdopodobieństwa przekroczenia tego przedziału przez pojedynczy wynik pomiaru [16,84].

Błąd pomiaru danym przyrządem (układem pomiarowym), którego przekroczenie jest mało prawdopodobne, nazywa się błędem granicznym. Zwykle jako błąd graniczny  $\Delta_{gr}$  przyjmuje się wartość  $\pm 3\sigma$ . Prawdopodo-



bieństwo przekroczenia tego błędu wynosi  $1/370$  (0,0027). Oczywiście na błąd graniczny składa się oprócz błędów przypadkowych niewyeliminowana część błędu systematycznego. Wielkość błędu granicznego określa producent przyrządu drogą wielokrotnych i wszechstronnych badań niepewności pomiaru.

Błąd graniczny wyrażony w procentach zakresu pomiarowego  $y_{\max} - y_{\min}$  nosi nazwę klasy niedokładności przyrządu ( $\alpha$ ) w przyjętych warunkach odniesienia

$$\alpha = \frac{\Delta_{gr}}{y_{\max} - y_{\min}} \cdot 100 \quad [\%]. \quad (7.10)$$

Umieszczenie znaku klasy na przyrządzie jest zobowiązaniem wytwórcy, gwarantującym, że przekroczenie błędu granicznego może nastąpić tylko z określonym prawdopodobieństwem, zwykle  $1/370$ . Szereg klas niedokładności produkowanych w kraju i na świecie przyrządów pomiarowych został znormalizowany [87, 119] i jest następujący:

|                           |                           |
|---------------------------|---------------------------|
| <u>0,1; 0,2; 0,5; 1,0</u> | <u>(1,5); 2; (2,5); 5</u> |
| pomiar laboratoryjne      | pomiar przemysłowe        |

(w nawiasach podano wartości nie zalecane w nowych opracowaniach). Jeżeli na przykład mierzymy ciśnienie manometrem o zakresie pomiarowym 0...60 kPa i klasie niedokładności 0,5 (wartość klasy jest podana zwykle pod podziałką manometru), to błąd graniczny pomiaru będzie wynosił zgodnie z wzorem (7.10)

$$\Delta_{gr} = \frac{0,5 \cdot 60}{100} = 0,3 \text{ kPa}.$$

Błąd graniczny wynikający z klasy niedokładności nazywa się błędem podstawowym, dopuszczalnym w ściśle określonych warunkach pracy przyrządu (układu) pomiarowego, zwanych warunkami odniesienia. Są to: temperatura otoczenia, ciśnienie, napięcie zasilające, charakterystyka wielkości mierzonej itp. W przypadku niespełnienia wymaganych warunków powstają błędy dodatkowe, tzw. błędy wpływów, zależne od zmian wielkości wpływających.





#### 7.1.4. Legalność przyrządu

Centralnym organem administracji państwowej w sprawach normalizacji i miar jest Polski Komitet Normalizacji, Miar i Jakości (PKNMiJ), któremu podlegają bezpośrednio Okręgowe oraz Obwodowe Urzędy Miar. Do obowiązków PKNMiJ należą m.in.:

- badanie i zatwierdzanie nowych metod i urządzeń pomiarowych,
- opracowywanie przepisów legalizacyjnych z zakresu miernictwa,
- kontrola produkowanych urządzeń pomiarowych,
- uwierzytelnianie i legalizacja urządzeń pomiarowych.

Uwierzytelnianie przyrządu pomiarowego polega na wyznaczeniu wartości błędu granicznego (klasy niedokładności) tego przyrządu. Legalność przyrządu oznacza, że spełnia on wymagania odpowiednich przepisów legalizacyjnych, głównie w zakresie dokładności pomiaru. Legalizacja jest dokonywana przez odpowiedni Urząd Miar lub upoważnioną komórkę producenta przyrządów, jest stwierdzana odpowiednim dokumentem oraz znakiem na przyrządzie i powinna być w określonych odstępach czasu powtarzana. Wymagania dotyczące warunków legalizacji przemysłowych i laboratoryjnych przyrządów pomiarowych określają przepisy państwowe [130].

#### 7.1.5. Inne statyczne własności urządzeń pomiarowych

1. Zakres pomiarowy - zakres zmian wielkości mierzonej, w którym urządzenie pomiarowe pracuje z zachowaniem klasy niedokładności. Praktycznie, zakres pomiarowy ( $y_{\max} - y_{\min}$ ) oznacza różnicę między maksymalną i minimalną wartością możliwą do odczytania z podziałki (lub wskaźnika cyfrowego) przyrządu. Zakresy pomiarowe większości przyrządów są znormalizowane [87,107,119] i powinny stanowić szereg:

0...1; 0...1,5; 0...2,5; 0...4; 0...6,

oczywiście z możliwością zastosowania wielokrotności i podwielokrotności, np.:

0...100 mA; 0...400 °C; 0...0,6 MPa.



2. Czułość (wzmocnienie) - stosunek przyrostu wyjściowego sygnału pomiarowego do przyrostu wielkości mierzonej (sygnału wejściowego) dx

$$K = \frac{dy}{dx}. \quad (7.11)$$

3. Rozdzielczość - minimalna zmiana wielkości mierzonej, niezbędna do uzyskania zauważalnej zmiany wyjściowego sygnału pomiarowego. W przyrządach analogowych rozdzielczość jest ograniczona tarcielem czy histerezą mechaniczną, natomiast w przyrządach cyfrowych jest zależna od liczby wskazywanych cyfr.

4. Selektowność - zdolność przetwornika do reagowania na jedną tylko, wybraną wielkość fizyczną

## 7.2. Dynamiczne błędy pomiaru

Z punktu widzenia własności dynamicznych, układy pomiarowe można klasyfikować podobnie jak elementarne człony układów sterowania i regulacji (patrz rozdz. 16), z tym że na wypadkowy przebieg charakterystyki dynamicznej mają wpływ wszystkie człony zespołu pomiarowego od czujnika do wskaźnika wyjściowego.

Większość czujników pomiarowych charakteryzuje się pewną bezwładnością mechaniczną, elektryczną, cieplną czy hydrauliczną i z tego względu czujniki te są elementami inercyjnymi pierwszego lub wyższych rzędów. Niekiedy z charakterem inercyjnym łączy się też występowanie opóźnień. Mniejsze bezwładności występują w większości przetworników wtórnych i wzmacniaczy pomiarowych, zwłaszcza elektrycznych. Wszystkie analogowe mierniki wskazówkowe są obciążone niewielką inercją, spowodowaną bezwładnością mechaniczną poruszającej się wskazówki, natomiast wskaźniki cyfrowe mają tak dużą szybkość działania, że można je traktować jako elementy proporcjonalne.

Z tych rozważań wynika, że praktycznie wszystkie zespoły pomiarowe mają w mniejszym lub w większym stopniu charakter inercyjny. Jeżeli przyjmiemy, że występujące w nich opóźnienia są niewielkie, a bezwładność czujnika pomiarowego ma charakter pierwszego rzędu i jest wielokrotnie większa od bezwładności pozostałych członów zespołu pomiarowego (jest tak w większości zespołów pomiarowych), to



możemy układ pomiarowy opisać równaniem członu inercyjnego pierwszego rzędu. Przekształcając wzór (16.15) i stosując dotychczasowe oznaczenia, otrzymamy dla nieustalonego stanu pracy układu pomiarowego i wzmocnienia  $K = 1$

$$x - y = T \cdot \frac{dy}{dt}, \quad (7.12)$$

gdzie:  $x$  - chwilowa wartość wielkości mierzonej,

$y$  - chwilowa wartość wskazywana przez układ pomiarowy,

$T$  - stała czasowa układu pomiarowego.

Różnica  $x - y$  we wzorze (7.12) jest dynamicznym błędem pomiaru, proporcjonalnym do stałej czasowej przyrządu pomiarowego oraz do szybkości zmian wskazań wielkości mierzonej  $\frac{dy}{dt}$ . Stała czasowa układu pomiarowego jest zatem podstawową wielkością charakteryzującą jego własności dynamiczne (patrz rozdz. 16.2.3).

Znajomość wartości stałej czasowej urządzenia pomiarowego jest niezbędna do określenia dokładności pomiaru wielkości zmiennej w czasie. Jeżeli na przykład w wyparce cukrowniczej wskazywana temperatura oparów rośnie liniowo z szybkością  $2^\circ\text{C}$  na minutę, a stała czasowa układu pomiaru temperatury tych oparów wynosi  $1,5$  min, to dynamiczny błąd pomiaru wyniesie zgodnie ze wzorem (7.12)  $x - y = 3^\circ\text{C}$  czyli  $y = x - 3^\circ\text{C}$ . Oznacza to, że przyrząd pomiarowy nie nadąży za zmianami temperatury, wskazując stale jej wartość niższą o  $3^\circ\text{C}$  od wartości rzeczywistej (por. rozdz. 16.2.3 B). Przy oscylacjach mierzonej temperatury, przyrząd pomiarowy o znacznej inercji będzie również wskazywał błędną (np. średnią) wartość tej temperatury, a dynamiczny błąd pomiaru będzie funkcją stałej czasowej przyrządu i częstotliwości oscylacji (por. rozdz. 16.2.3 C i D).

Znajomość wartości stałej czasowej urządzenia pomiarowego jest istotna również w przypadku pojedynczych pomiarów dokonywanych okresowo. Jeżeli np. termometr rtęciowy wskazujący temperaturę  $y$  znajdzie się nagle w środowisku o wyższej temperaturze  $x$ , to jego wskazania będą rosły według krzywej wykładniczej (rys. 16.7) i osiągną poziom  $y = x$  dopiero po pewnym czasie  $\tau$ , zależnym zgodnie ze wzorem (16.18) od wartości stałej czasowej  $T$ . Tak jak to obliczono w rozdziale 16.2.3D, po czasie  $\tau = 1T$  wskazania termometru osiągną  $y = 0,632 x$ , po czasie  $\tau = 3T$  dynamiczny błąd pomiaru będzie wynosił  $5\%$  ( $y = 0,95 x$ ), a dopiero po czasie  $\tau = 5T$  zmniejszy się do  $1\%$  ( $y = 0,99 x$ ).



## 8. POMIARY PODSTAWOWYCH WIELKOŚCI ELEKTRYCZNYCH

Spośród wielu mierzonych wielkości elektrycznych w tym rozdziale zostaną omówione tylko te, które mają charakter podstawowy i wiążą się z pomiarami parametrów procesów występujących w przemyśle spożywczym. Na przykład pomiary potencjału elektrochemicznego (pH, stężeń innych jonów) wymagają przetworzenia siły elektromotorycznej ogniwa elektrochemicznego na sygnał pomiarowy, pomiary temperatury wymagają często mierzenia rezystancji lub napięcia elektrycznego itp.

### 8.1. Pomiary prądu napięcia i siły elektromotorycznej

Jednostką natężenia prądu elektrycznego jest amper [A], natomiast napięcia i siły elektromotorycznej (różnicy potencjałów) wolt [V]; do pomiarów tych wielkości używa się amperomierzy i woltomierzy. Zestawienie najczęściej stosowanych mierników i przetworników prądu, napięcia oraz siły elektromotorycznej wraz z podaniem ich podstawowych własności metrologicznych zawiera tabela 8.1.

T a b e l a 8.1

Przetworniki do pomiarów prądu napięcia i siły elektromotorycznej

| Rodzaj przetwornika         | Rezystancja wejściowa           | Sygnał wyjściowy                           | Zakres stosowności                            | Klasa niedokładności |
|-----------------------------|---------------------------------|--------------------------------------------|-----------------------------------------------|----------------------|
| miernik magneto-elektryczny | mała<br>(do 20 k $\Omega$ /V)   | wychylenie wskazówki                       | $10^{-3} \dots 10^3$ V<br>$10^{-6} \dots 1$ A | 0,5...2,5            |
| kompensator                 | duża<br>(do 10 G $\Omega$ /V)   | położenie pokrętła                         | $10^{-6} \dots 10^2$ V                        | 0,1...0,5            |
| woltomierz elektro-niczny   | b. duża<br>(do 1 T $\Omega$ /V) | wychylenie wskazówki<br>lub pomiar cyfrowy | $10^{-9} \dots 10^3$ V                        | 0,1...0,5            |



### 8.1.1. Rezystancja wewnętrzna przyrządu

Schemat pomiaru siły elektromotorycznej  $E$  przyrządem pomiarowym o rezystancji wewnętrznej  $R_p$  pokazano na rysunku 8.1. Rezystancja wewnętrzna źródła napięcia wynosi  $R_z$ , napięcie na zaciskach wejściowych przyrządu  $U$ , a prąd płynący w obwodzie  $I$ . Dla rozpatrywanego obwodu możemy ułożyć układ równań:

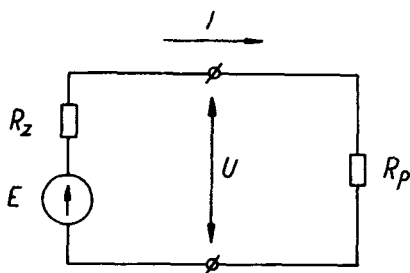
$$E = I \cdot (R_z + R_p), \quad (8.1)$$

$$U = I \cdot R_p \quad (8.2)$$

i następnie wyznaczyć wzory opisujące wartości prądu i napięcia:

$$I = \frac{E}{R_z + R_p}, \quad (8.3)$$

$$U = E \cdot \frac{R_p}{R_z + R_p}. \quad (8.4)$$



Rys. 8.1. Pomiar siły elektromotorycznej

Analizując wzory (8.3) i (8.4) można łatwo stwierdzić, że przyrząd do pomiaru natężenia prądu  $I$  powinien mieć małą rezystancję wewnętrzną (wejściową)  $R_p$  w stosunku do rezystancji wewnętrznej źródła  $R_z$ :

$$I = \frac{E}{R_z} \quad \text{jeżeli} \quad R_p \ll R_z. \quad (8.5)$$



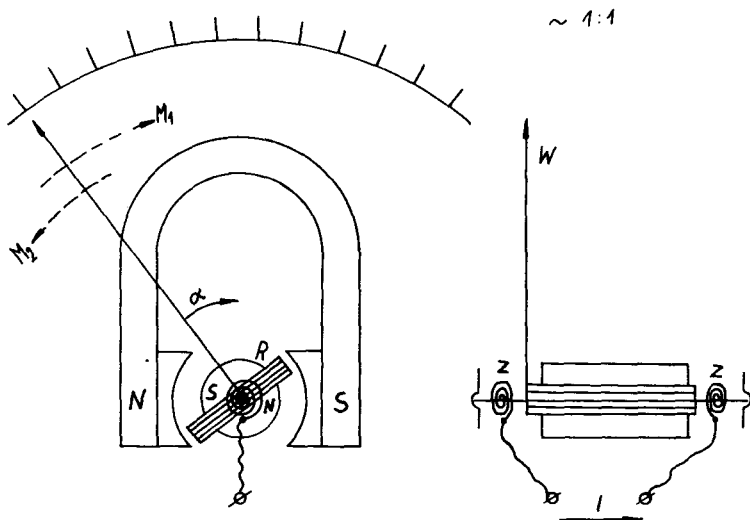
Odwrotnie, przyrząd do pomiaru siły elektromotorycznej  $E$  powinien charakteryzować się rezystancją wewnętrzną  $R_p$  wielokrotnie większą od rezystancji wewnętrznej źródła  $R_z$ :

$$U = E \quad \text{jeżeli} \quad R_p \gg R_z. \quad (8.6)$$

Niespełnienie powyższych wymogów spowoduje powstanie systematycznych błędów pomiarów wskutek oddziaływania przyrządu pomiarowego na mierzoną wielkość.

### 8.1.2. Miernik magnetoelektryczny

Miernik magnetoelektryczny jest obecnie najpopularniejszym i najbardziej uniwersalnym przyrządem do pomiarów prądów i napięć. Jego budowę pokazano na rysunku 8.2. W polu magnetycznym stałego magnesu



Rys. 8.2. Miernik magnetoelektryczny

jest umieszczona obrotowo prostokątna ramka  $R$ , na którą nawinięto cienki, izolowany przewód miedziany tworzący ruchomą cewkę przyrządu. Cewka jest utrzymywana w stałym położeniu przez dwie spiralne



sprężynki Z, wytwarzające moment zwrotny zależny od kąta obrotu ramki i stanowiące równocześnie doprowadzenie i odprowadzenie prądu. Z ramką cewki jest połączona wskazówka W.

W czasie pracy przyrządu na ramkę działają dwa momenty obrotowe: napędowy  $M_1$  i zwrotny  $M_2$ . Pierwszy z nich, wywołowany siłą magneto-elektryczną, jest proporcjonalny do natężenia prądu  $I$  płynącego przez uzwojenie ramki, drugi natomiast jest proporcjonalny do kąta skręcenia sprężyn  $\alpha$ . Równanie stanu równowagi obu momentów ma więc postać

$$M_1 = K_1 \cdot I = K_2 \cdot \alpha = M_2, \quad (8.7)$$

stąd

$$\alpha = \frac{K_1}{K_2} \cdot I = K \cdot I. \quad (8.8)$$

Zwzoru (8.8) wynika, że kąt wychylenia wskazówki przyrządu jest proporcjonalny do natężenia prądu  $I$  płynącego przez jego uzwojenie. Miernik można więc wykalibrować w odpowiednich jednostkach, wyposażyć w podziałkę i używać do pomiarów natężenia prądu metodą wychyłową.

Mierniki magnetoelektryczne są stosowane do pomiaru prądów od ok. 1  $\mu A$  do około 1 A. Większe wartości prądów mierzy się przyrządami działającymi na nieco innej zasadzie - miernikami elektromagnetycznymi lub stosując tzw. boczniki prądu czy przekładniki transformatorowe. Klasa mierników magnetoelektrycznych osiąga 0,5, najczęściej jest jednak zawarta między 1 i 2,5. Mierników tych można używać do pomiaru prądów przemiennych po zastosowaniu układu prostującego.

Jeżeli uzwojenie cewki miernika zostanie nawinięte bardzo cienkim drutem o znacznej długości, to jego rezystancja wewnętrzna będzie na tyle duża, że zgodnie z tym co podano w rozdziale 8.1.1. można będzie tego przyrządu użyć do pomiarów napięć jako woltomierza. Ze względów konstrukcyjnych rezystancja wewnętrzna woltomierzy magnetoelektrycznych zwykle nie przekracza 20 k $\Omega$ /1V zakresu pomiarowego, stąd nie mogą one być stosowane bezpośrednio do mierzenia niewielkich napięć przy dużej rezystancji wewnętrznej źródła, np. do pomiaru siły elektromotorycznej ogniwa elektrochemicznego z elektrodą szklaną ( $R_z \approx 10^9 \Omega$ ).

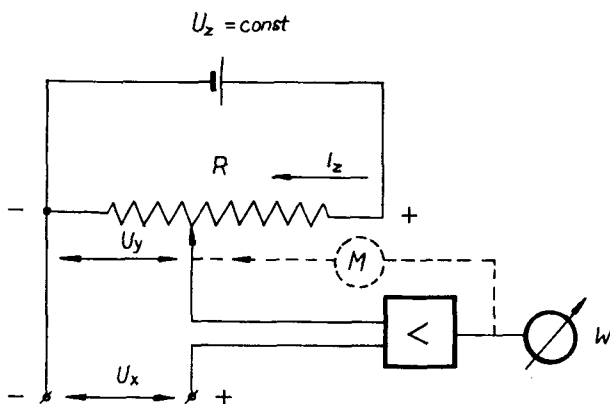
Mimo pewnych wad, takich jak obecność elementów ruchomych (tarcie i bezwładność mechaniczna), wrażliwość na wstrząsy i zewnętrzne pola magnetyczne, konieczność tłumienia oscylacyjnych drgań ramki uzwoje-



nia ze wskazówką, mierniki magnetoelektryczne są wciąż powszechnie stosowane w miernictwie, w uniwersalnych miernikach wielozakresowych oraz jako urządzenia wyjściowe zespołów pomiarowych i układów regulacyjnych.

### 8.1.3. Kompensator napięcia

Kompensatory napięcia są przyrządami mierzącymi metodą kompensacyjną zerową. Z tego względu charakteryzują się dużą dokładnością (klasa 0,1...0,5). Zasadę ich działania przedstawia rysunek 8.3.



Rys. 8.3. Kompensator napięcia

Źródło napięcia  $U_z$  o dużej stałości powoduje przepływ prądu  $I_z$  przez nastawny dzielnik rezystorowy  $R$ . Prąd ten wytwarza na części dzielnika spadek napięcia  $U_y$ , który jest porównywany z mierzonym napięciem  $U_x$ . Różnica napięć  $U_x - U_y$  jest wzmacniana i wskazywana przez miernik (detektor zera)  $W$ . Zmieniając położenie suwaka rezystora można doprowadzić do stanu, kiedy  $U_y = U_x$ , napięcia kompensują się i wskaźnik  $W$  pokazuje wartość zerową. Z podziałki kalibrowanego suwaka rezystora można odczytać wartość napięcia  $U_y = U_x$ .

Ponieważ w stanie równowagi, napięcia: mierzone i kompensujące są sobie równe, w obwodzie wejściowym przyrządu nie ma przepływu prądu. Oznacza to, że w tym momencie rezystancja wewnętrzna kompensatora jest bardzo duża. Znaczna rezystancja wewnętrzna, praktycznie rzędu





$10^{10} \Omega / V$ , nie obciąża źródła mierzonego napięcia i z tego względu kompensatory mogą być stosowane do pomiarów niewielkich napięć ze źródeł o dużej rezystancji wewnętrznej. Nie nadają się jednak do pomiarów siły elektromotorycznej ogniw elektrochemicznych, ponieważ ich niewielka rezystancja wejściowa przed momentem skompensowania napięć może doprowadzić do szkodliwej polaryzacji ogniw.

Podstawową wadą kompensatorów jest konieczność ręcznego nastawiania napięcia kompensującego, przy jednoczesnym obserwowaniu wskaźnika zerowego. Opracowano różne wersje autokompensatorów eliminujących tę czynność, w których wzmacniacz różnicy napięć  $U_y - U_x$  steruje dwukierunkowym (rewersyjnym) silniczkiem elektrycznym (M na rysunku 8.3), przesuującym suwak rezystora R i znajdującym automatycznie punkt równowagi układu.

#### 8.1.4. Woltomierz elektroniczny

Woltomierze elektroniczne są najnowocześniejszymi przyrządami do pomiarów napięć. Składają się ze wzmacniacza pomiarowego i wskaźnika wyjściowego. Wzmacniacz zawiera najczęściej scalone elementy półprzewodnikowe z tranzystorami polowymi o bardzo wysokiej rezystancji wejściowej rzędu  $10^{12} \Omega$  [15,125]. Jako wskaźniki wyjściowe są stosowane mierniki magnetoelektryczne (w przyrządach analogowych) lub wyświetlacze cyfrowe połączone z przetwornikiem analogowo-cyfrowym (w przyrządach cyfrowych).

Zakres napięć stałych i przemiennych mierzonych woltomierzami elektronicznymi jest bardzo szeroki: od  $10^{-9}$  do  $10^3$  V, przy rezystancjach wejściowych przyrządu od  $10^6$  do  $10^{12} \Omega$ . Dokładność pomiaru jest zależna od klasy zastosowanego wskaźnika analogowego (0,5...2,5), natomiast w nowoczesnych przyrządach cyfrowych osiąga 0,1% i  $\pm 1$  w najmniej znaczącej cyfrze.

Woltomierze, a właściwie miliwoltomierze elektroniczne o bardzo wysokiej rezystancji wejściowej są obecnie podstawowymi przetwornikami stosowanymi w pomiarach potencjału elektrochemicznego, np. pH roztworów.



## 8.2. Pomiary rezystancji

Pomiary rezystancji znajdują zastosowanie w mierzeniu wielu innych wielkości, gdzie stosuje się czujniki parametryczne o rezystancyjnym charakterze sygnału wyjściowego. Miernik rezystancji jest wówczas przetwornikiem pierwotnego sygnału pomiarowego z czujnika na sygnał wtórny, np. standardowy sygnał elektryczny. Przykładami zastosowań przetworników rezystancji są pomiary temperatury za pomocą termorezystorów i termistorów, tensometryczne i rezystorowo-stykowe pomiary przesunięcia liniowego itp. Jednostką rezystancji (oporu elektrycznego) jest  $\Omega$ , przy czym  $[\Omega] = [V \cdot A^{-1}]$ . Zestawienie najczęściej stosowanych w miernictwie przemysłowym przetworników rezystancji i ich podstawowe własności metrologiczne zawiera tabela 8.2.

T a b e l a 8.2

Przetworniki rezystancji

| Rodzaj przetwornika                             | Sygnał wyjściowy                           | Zakres stosowalności        | Klasa niedokładności |
|-------------------------------------------------|--------------------------------------------|-----------------------------|----------------------|
| miernik ilorazowy                               | przesunięcie wskazówki                     | $10 \dots 10^3 \Omega$      | 1,5...2,5            |
| mostek pomiarowy<br>(Wheatstone'a,<br>Thomsona) | położenie pokrętki                         | $10^{-6} \dots 10^7 \Omega$ | 0,1...1,5            |
| przetwornik elektroniczny                       | napięcie,<br>prąd lub<br>pomiar<br>cyfrowy | $10^{-3} \dots 10^9 \Omega$ | 0,1...1,5            |

### 8.2.1. Wpływ rezystancji linii

W praktyce pomiarów przemysłowych czujnik znajduje się zwykle w pewnej odległości od przetwornika pomiarowego. W przypadku parametrycznych czujników rezystancyjnych powoduje to dodatkową komplikację wynikającą z tego, że rezystancja przewodów łączących czujnik z przetwornikiem (tzw. rezystancja linii) dodaje się do rezystancji

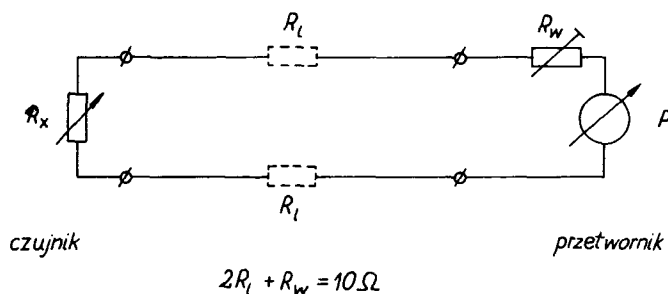


czujnika i może powodować systematyczne błędy pomiarów. Najczęściej stosuje się trzy sposoby eliminowania wpływu rezystancji linii:

1. O ile to jest możliwe, stosuje się czujniki parametryczne o dużej rezystancji w porównaniu z rezystancją linii, np. termistory zamiast termorezystorów w pomiarach temperatury.

2. Kompensuje się wpływ rezystancji linii przez stosowanie trójprzewodowego połączenia przetwornika z czujnikiem, wtedy trzeci przewód jest włączony w obwód kompensacyjny (patrz rozdz. 8.2.2).

3. W obwód czujnik-przetwornik włącza się nastawiany rezystor wyrównawczy, którego rezystancja  $R_w$  wraz z rezystancją linii  $2R_l$  daje stałą, znormalizowaną wartość. Najczęściej  $2R_l + R_w = 10 \Omega$  (rys. 8.4). Tę wartość uwzględnia się podczas kalibrowania przetwornika rezystancji  $P$ .

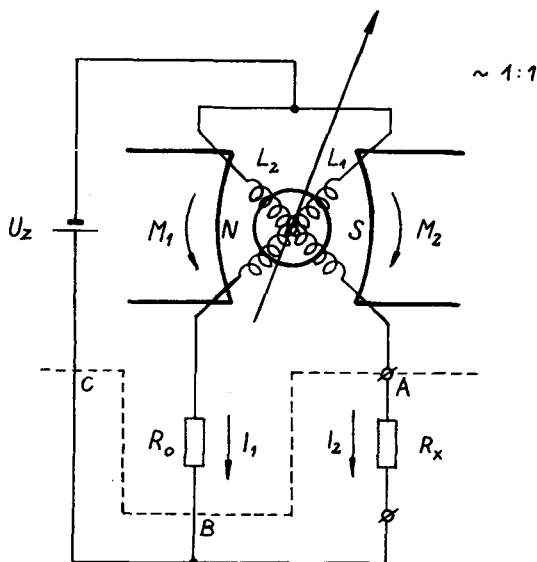


Rys. 8.4. Eliminowanie wpływu oporności linii łączącej czujnik rezystancyjny z przetwornikiem

### 8.2.2. Miernik ilorazowy

Miernik ilorazowy, nazywany też logometrem, był do niedawna podstawowym przyrządem stosowanym w przemysłowych pomiarach rezystancji. Konstrukcja tego miernika jest zbliżona do konstrukcji miernika magnetoelektrycznego (rys. 8.2), ma on jednak podwójną cewkę poruszającą się w nierównomiernym polu magnetycznym (szczelina magnesu o zmiennej szerokości) i nie posiadającą sprężynek wywierających zwrotny moment obrotowy. Zasadę działania miernika ilorazowego przedstawia rysunek 8.5.





Rys. 8.5. Miernik ilorazowy

Układ miernika jest zasilany napięciem  $U_z$ . Napięcie to powoduje przepływ prądów  $I_1$  i  $I_2$  przez skrzyżowane uzwojenia cewek  $L_1$  i  $L_2$ . Wartości tych prądów są proporcjonalne do rezystancji  $R_0$  i  $R_x$  włączonych szeregowo z uzwojeniami, przy czym rezystancja  $R_0$  ma wartość stałą, natomiast mierzona jest rezystancja  $R_x$ .

W wyniku nierównomierności indukcji w szczelinie, w której poruszają się cewki, moment obrotowy każdej z cewek jest funkcją kąta jej obrotu i natężenia prądu. Dla stanu równowagi momentów możemy napisać

$$M_1 = K_1 \cdot I_1 \cdot f_1(\alpha) = K_2 \cdot I_2 \cdot f_2(\alpha) = M_2, \quad (8.9)$$

stąd

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{K_2 \cdot f_2(\alpha)}{K_1 \cdot f_1(\alpha)} = K_3 \cdot f_3(\alpha) = \frac{R_x}{R_0}. \quad (8.10)$$

tym samym

$$\alpha = K \cdot f(R_x), \quad (8.11)$$

czyli kąt wychylenia wskazówki  $\alpha$  jest funkcją mierzonej rezystancji  $R_x$ .



Ponieważ miernik ilorazowy mierzy stosunek dwóch prądów, nie jest wrażliwy na zmiany napięcia zasilającego  $U_z$ . Dokładność pomiarów rezystancji jest dość dobra; typowe mierniki logometryczne mają klasę niedokładności 1,5 lub 2,5. Mogą być przystosowane do kompensowania wpływu rezystancji linii przez trójprzewodowe łączenie z czujnikiem pomiarowym<sup>1/</sup>, kompensacja nie jest jednak całkowita, co wynika z wzoru (8.10) i zależności

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_x + R_1}{R_0 + R_1}. \quad (8.12)$$

Mierniki ilorazowe mierzą najczęściej rezystancje od około 10  $\Omega$  do kilku k $\Omega$ .

### 8.2.3. Mostek pomiarowy

Mostki pomiarowe służą do pomiarów rezystancji (jak również wielu innych wielkości elektrycznych) metodą kompensacyjną zerową. Najbardziej rozpowszechniony jest czteroramienny rezystancyjny mostek Wheatstone'a, którego schemat przedstawiono na rysunku 8.6. Stan równowagi mostka Wheatstone'a można opisać równaniem

$$\frac{R_x}{R_1} = \frac{R_0}{R_2}, \quad (8.13)$$

stąd

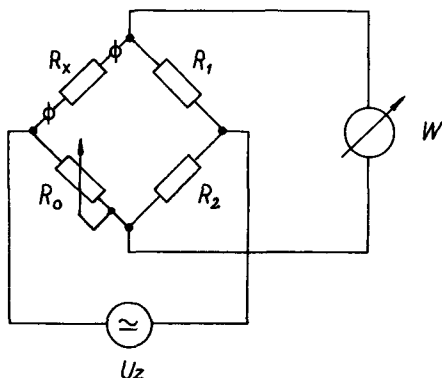
$$R_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot R_0. \quad (8.14)$$

Mostek jest wykonany w taki sposób, że rezystory  $R_1$  i  $R_2$  mają stałą wartość, natomiast rezystor nastawny  $R_0$  służy do równoważenia układu i ma pokrętko wykalibrowane w jednostkach rezystancji. Mostek jest zasilany napięciem stałym lub przemiennym  $U_z$ , a do określania równowagi służy wskaźnik zerowy W.

---

<sup>1/</sup> Miejsca przyłączenia przewodów (A, B i C) pokazuje linia przerywana na rysunku 8.5.





Rys. 8.6. Mostek pomiarowy Wheatstone'a

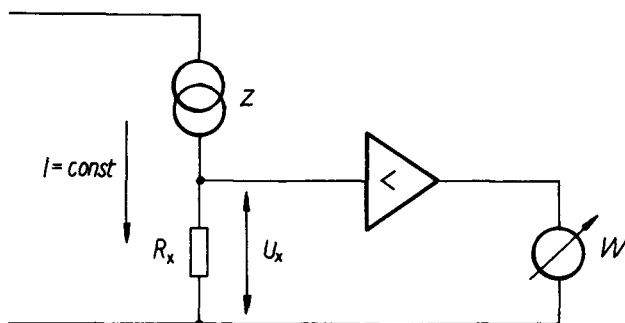
Zrównoważone mostki Wheatstone'a są bardzo dokładnymi miernikami rezystancji (klasa niedokładności 0,1...1,5) i z tego względu znajdują zastosowanie tam, gdzie jest konieczna duża dokładność pomiaru. Mierzą rezystancje od 0,1 do  $10^7 \Omega$  (mniejsze rezystancje, od  $10^{-6}$  do  $1 \Omega$  mierzą mostki Thomsona). Mogą być podobnie jak mierniki ilorazowe przystosowane do trójprzewodowego łączenia z czujnikiem pomiarowym. Produkuje się też mostki automatyczne, w których rezystor  $R_0$  jest nastawiany samoczynnie dwukierunkowym silniczkiem elektrycznym zasilanym z detektora nierównowagi.

#### 8.2.4. Elektroniczny przetwornik rezystancji

Nowoczesne omomierze elektroniczne, dzięki zastosowaniu scalonych wzmacniaczy półprzewodnikowych, mają dużo prostszą konstrukcję w porównaniu z miernikami ilorazowymi czy mostkami pomiarowymi, przy podobnych, a nawet lepszych własnościach metrologicznych. Schemat elektronicznego miernika (przetwornika) rezystancji przedstawia rysunek 8.7. Przez mierzoną rezystancję  $R_x$  przepływa prąd  $I$  o stałej wartości ze stabilizowanego półprzewodnikowego źródła prądowego  $Z$ . Prąd ten, rzędu kilku mA, wywołuje na rezystancji spadek napięcia  $U_x$ , który można określić wzorem

$$U_x = I \cdot R_x = K \cdot R_x. \quad (8.15)$$





Rys. 8. 7. Elektroniczny przetwornik rezystancji

Niewielkie napięcie  $U_x$  jest następnie wzmacniane przez półprzewodnikowy wzmacniacz liniowy i doprowadzane do miernika magnetoelektrycznego w przyrządach analogowych lub wyświetlacza cyfrowego z przetwornikiem analogowo-cyfrowym w przyrządach cyfrowych. Zakres rezystancji mierzonych omomierzami elektronicznymi wynosi od  $10^{-3}$  do  $10^9 \Omega$  przy klasie niedokładności 0,5...1,5 dla mierników analogowych, natomiast dokładność omomierzy cyfrowych, najczęściej z automatycznie wybieranym zakresem pomiarowym, osiąga 0,1% zakresu i  $\pm 1$  w najmniej znaczącej cyfrze.

### 8.3. Pomiary pojemności i indukcyjności

Pomiary pojemności i indukcyjności są stosowane w przypadku wykorzystania indukcyjnościowych i pojemnościowych czujników przesunięcia liniowego, czy innych wielkości; na przykład pojemność elektryczną mierzy się też przy wyznaczaniu przenikalności elektrycznej roztworów i ciał stałych. Jednostką pojemności elektrycznej jest farad [F], a indukcyjności henr [H].

Najdokładniejszymi przyrządami do pomiarów obu wymienionych wielkości są mostki pomiarowe, o konstrukcji zbliżonej do budowy rezystancyjnego mostka Wheatstone'a, zasilane napięciem przemiennym o małej lub wielkiej częstotliwości:

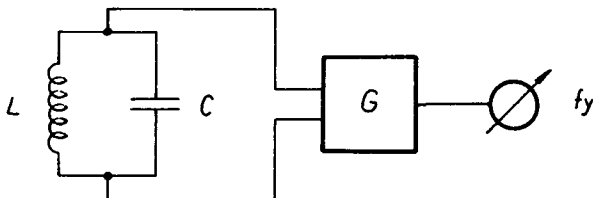
- mostek Sotiego do pomiaru pojemności od 1 pF do 100  $\mu$ F i klasie niedokładności 0,1...0,5,



- mostek Maxwella do pomiaru indukcyjności od 100  $\mu\text{H}$  do 10 mH i klasie niedokładności 0,5...1.

W warunkach pomiarów przemysłowych wygodniejsze do stosowania są mierniki rezonansowe LC, których zasadę działania wyjaśnia rysunek 8.8. Obwód rezonansowy LC jest połączony z generatorem G, który generuje napięcie o częstotliwości  $f_y$  określonej wzorem

$$f_y = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}. \quad (8.16)$$



Rys. 8.8. Rezonansowy przetwornik pojemności lub indukcyjności

Przy pomiarach indukcyjności pojemność w obwodzie LC ma wartość stałą i  $f_y = f(L)$ , natomiast przy pomiarach pojemności  $L = \text{const}$  i  $f_y = f(C)$ . Do pomiarów pojemności stosuje się również przetworniki rezonansowe z generatorami RC.

Częstotliwość  $f_y$  napięcia wyjściowego jest mierzona miernikiem częstotliwości lub napięcie to może być bezpośrednio wykorzystane jako sygnał dyskretny w pomiarze cyfrowym. Osiągana dokładność przetwarzania jest bardzo duża (klasa 0,5), a nieliniowość charakterystyki pomiarowej, wynikająca z wzoru (8.16) można łatwo kompensować przez odpowiednie rozwiązanie konstrukcyjne czujnika pomiarowego. Najnowsze cyfrowe przetworniki pojemności wykorzystują precyzyjny pomiar czasu ładowania lub rozładowania kondensatora prądem o stabilizowanej wartości. Umożliwiają liniowe pomiary pojemności od 10 pF do 10 mF z niedokładnością 0,5%.





#### 8.4. Pomiary częstotliwości i liczby impulsów

Pomiary częstotliwości przemiennego napięcia elektrycznego znajdują zastosowanie w tych przypadkach, gdy stosuje się układy pomiarowe z sygnałem wyjściowym o charakterze częstotliwościowym. Przykładami takich układów mogą być gęstościomierz bezwładnościowy (rozdz. 12.3.4) czy tachogenerator (rozdz. 10.3.1). Jednostką częstotliwości jest herc [Hz]. Pomiary częstotliwości napięcia tradycyjnymi metodami sprowadzają się do przetwarzania sygnału zmodulowanego częstotliwościowo na pierwotny napięciowy sygnał modulujący w detektorze (demodulatorze) częstotliwości [85]. Detektor taki jest układem elektronicznym, realizującym równanie

$$\frac{dU}{dt} = K \cdot \frac{df}{dt}. \quad (8.17)$$

Przetworzony na zmiany napięcia  $\frac{dU}{dt}$  modulowany częstotliwościowo sygnał wejściowy detektora  $\frac{df}{dt}$  może być mierzony miernikiem analogowym. Zakres przetwarzanych częstotliwości wynosi od 5 Hz do 100 MHz przy niedokładności 1...2,5%. Dokładne pomiary stałych częstotliwości od 50 do  $10^4$  Hz umożliwia mostek Robinsona. Nowsze rozwiązania mierników częstotliwości wykorzystują bezpośredni pomiar cyfrowy [72,81], przez co mają dużo prostszą konstrukcję i większą dokładność. Działają one na zasadzie zliczania impulsów elektrycznych, która została opisana w rozdziale 3.3. Pozwalają na pomiar częstotliwości od  $10^{-5}$  Hz do 100 MHz przy klasie niedokładności  $0,5 \cdot 10^{-1}$  w najmniej znaczącej cyfrze.

Elektroniczne mierniki cyfrowe znajdują zastosowanie również jako liczniki impulsów elektrycznych doprowadzonych do nich w określonym czasie. W tym przypadku, przy niewielkiej częstotliwości impulsów (poniżej 10 Hz), stosuje się jednak znacznie tańsze cyfrowe elektromagnetyczne liczniki impulsów. Zawierają one elektromagnes przyciągający przy każdym impulsie zworę obracającą o 1/10 obrotu bębnek z naniesionymi cyframi. W zależności od pojemności licznika stosuje się kilka bębenków z cyframi widocznymi przez okienka w przedniej ścianie licznika. Są to więc bardzo proste wskaźniki cyfrowe, rejestrujące (sumujące) doprowadzoną do nich w określonym odcinku czasu liczbę impulsów elektrycznych. Wynik zliczania może być kasowany przyciskiem lub oddzielnym elektromagnesem.



Elektroniczne i elektryczne liczniki impulsów znajdują zastosowanie w układach zliczania np. liczby worków czy butelek transportowanych przez przenośnik taśmowy (patrz rozdz. 10.4), a także w dyskretnych przetwornikach przesunięcia liniowego czy kątownego.



## 9. POMIARY CZASU

W miernictwie przemysłowym pomiar czasu jest stosowany bezpośrednio do określania czasu trwania pewnych zjawisk, stanów czy operacji, a pośrednio do pomiaru wielkości będących funkcją czasu, jak na przykład prędkość czy natężenie przepływu. Jednostką czasu jest w układzie SI sekunda [s]. Legalnymi jednostkami są także: minuta, godzina, doba, kwartał i rok (tab. 3.3). W większości przypadków nie chodzi o pomiar czasu bezwzględnego za pomocą zegara, lecz o określenie odcinka (odstępu) czasu za pomocą czasomierza. Oba te urządzenia mają jednak podobną budowę, a ich podstawowym elementem jest wzorzec częstotliwości [98]. W zależności od rodzaju wzorca, czasomierze można podzielić na podstawowe rodzaje:

- a) mechaniczne z balansem - niedokładność 0,1%,
- b) elektryczne synchroniczne - niedokładność 1%,
- c) elektroniczne kwarcowe - niedokładność 0,0001%.

Czasomierz mechaniczny z balansem, o konstrukcji zbliżonej do tradycyjnych zegarów sprężynowych, zawierający wiele części ruchomych i wrażliwy na trudne warunki pracy, znajduje niewielkie zastosowanie w miernictwie przemysłowym. Bardzo szeroko stosuje się natomiast synchroniczne czasomierze elektryczne, które wprawdzie mają mniejszą dokładność, ale bardzo prostą konstrukcję. Czasomierz synchroniczny wykorzystuje miniaturowy elektryczny silnik synchroniczny, którego prędkość obrotowa jest zależna wyłącznie od częstotliwości napięcia zasilającego (np. 50 Hz). Dokładność takiego wzorca czasu jest więc związana z dokładnością częstotliwości napięcia w elektrycznej sieci państwowej. Silniczki synchroniczne są powszechnie stosowane do przesuwania rejestratorów przemysłowych, notujących przebiegi zmian parametrów procesów w funkcji czasu, a także do napędu mechanizmów krzywkowych w układach sterowania programowego i regulacji programowej.

Najdokładniejszym z powszechnie stosowanych wzorców częstotliwości jest elektroniczny generator kwarcowy, w którym elementem oscylującym (drgającym) jest odpowiednio oszlifowany kryształ kwarcu ( $\text{SiO}_2$ ). Kwarcowe wzorce częstotliwości znalazły w przemyśle zastosowanie w bardzo dokładnych cyfrowych zegarach i czasomierzach, np. w systemach komputerowego zbierania danych o procesach technologicznych.



## 10. POMIARY WIELKOŚCI MECHANICZNYCH

### 10.1. Pomiary przesunięcia liniowego

Pomiary przesunięcia liniowego (przemieszczenia) znajdują w miernictwie przemysłowym liczne zastosowania. Przesunięcie występuje bowiem jako wielkość pośrednia w pomiarach wielu różnych wielkości fizycznych, np. siły, ciśnienia, poziomu cieczy itp. Czujniki i przetworniki do pomiaru przesunięcia liniowego można podzielić według rodzaju ich wyjściowego sygnału pomiarowego na mechaniczne, pneumatyczne, elektryczne, magnetyczne, pojemnościowe i fotoelektryczne. Jednostką przesunięcia liniowego jest jednostka długości - metr [m]. Zestawienie podstawowych rodzajów czujników i przetworników przesunięcia liniowego umieszczono w tabeli 10.1.

T a b e l a 10.1

Przetworniki przesunięcia liniowego

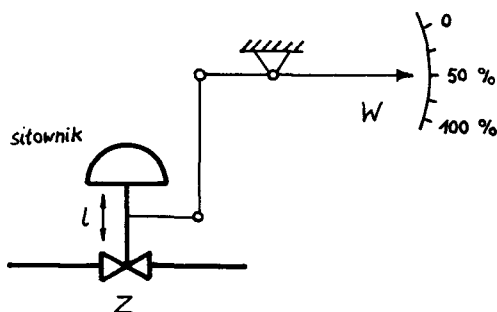
| Rodzaj czujnika<br>(przetwornika) | Sygnał<br>wyjściowy                   | Zakres<br>stosowalności   | Osiągana klasa<br>niedokładności<br>(dokładność) |
|-----------------------------------|---------------------------------------|---------------------------|--------------------------------------------------|
| mechaniczny<br>bezpośredni        | przesunięcie<br>liniowe lub<br>kątowe | 0,1...5 m                 | 2,5                                              |
| mechaniczny<br>pośredni           | siła                                  | 0,01...0,05 m             | 1                                                |
| pneumatyczny                      | ciśnienie<br>powietrza                | $10^{-4}$ ... $10^{-3}$ m | 1                                                |
| rezystorowo-<br>stykowy           | rezystancja                           | $10^{-2}$ ...1 m          | 0,5                                              |
| tensometryczny                    | rezystancja                           | $10^{-5}$ ... $10^{-3}$ m | 0,1                                              |
| strunowy                          | częstotliwość                         | $10^{-5}$ ... $10^{-2}$ m | 0,1                                              |
| indukcyjnościowy                  | indukcyjność                          | $10^{-4}$ ... $10^{-1}$ m | 0,2                                              |
| transformatorowy<br>różnicowy     | napięcie                              | $10^{-5}$ ...0,5 m        | 0,5                                              |
| hallotronowy                      | napięcie                              | $10^{-9}$ ... $10^{-2}$ m | 0,5                                              |
| pojemnościowy                     | pojemność                             | $10^{-9}$ ... $10^{-3}$ m | 0,2                                              |
| fotoelektryczny<br>dyskretny      | liczba<br>impulsów                    | $10^{-3}$ ...1 m          | ( $\pm 0,1$ mm)                                  |



### 10.1.1. Mechaniczne pomiary przesunięcia

#### A. Pomiary bezpośrednie

Mechaniczne bezpośrednie pomiary przesunięcia liniowego polegają na przekazaniu informacji o tym przesunięciu systemem dźwigni lub cięgien na odpowiedni mechaniczny wskaźnik analogowy. Przykładem takiego pomiaru może być wskaźnik położenia grzybka zaworu pokazany na rysunku 10.1. Przesunięcie i wrzeciona zaworu Z jest przenoszane układem dźwigni do wskaźnika analogowego W, wskazującego na odpowiedniej podziałce położenie grzybka zaworu i tym samym stopień jego otwarcia. Tego typu pomiary bezpośrednie znajdują zastosowanie raczej w miejscowym określaniu przesunięć, ponieważ sygnały mechaniczne nie nadają się do przesyłania na większe odległości.



Rys. 10.1. Mechaniczny wskaźnik otwarcia zaworu

#### B. Pomiary pośrednie z przetwarzaniem na siłę

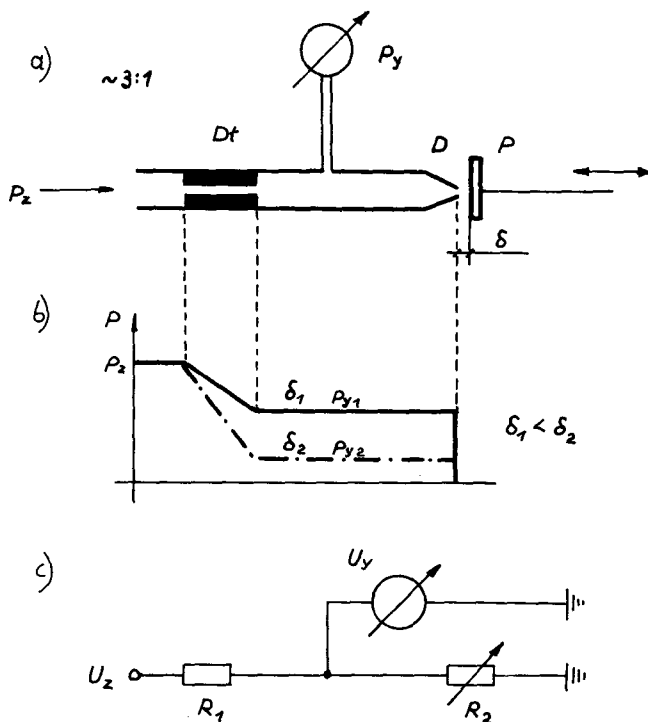
Często stosowanym pośrednim miernikiem przesunięcia liniowego jest układ z mechanicznym przetwornikiem przesunięcie - siła, którym jest najczęściej sprężyna. Siłę przetwarza się w następnym przetworniku na jeden z sygnałów standardowych. Ze względu na nieliniowość charakterystyk sprężyn, nie można takiego zespołu używać do przetwarzania dużych przesunięć, większych od kilku centymetrów, a dokładność przetwarzania nie przekracza 1%.



### 10.1.2. Pneumatyczny przetwornik przesunięcia

Podstawowym pneumatycznym przetwornikiem przesunięcia liniowego jest kaskada pneumatyczna, przedstawiona na rysunku 10.2a. Powietrze zasilające o ciśnieniu  $p_z$  przepływa przez zwężenie przewodu  $Dt$  (dławik) do komory, z której przez dyszę  $D$  wypływa na zewnątrz. Dławik stanowi dla przepływu powietrza opór o stałej wartości, natomiast dysza jest oporem zmiennym, o wartości zależnej od odległości przesłony  $P$ . Sygnałem wejściowym kaskady jest właśnie odległość  $\delta$  przesłony od dyszy, a wyjściowym ciśnienie  $p_y$ .

Przebieg spadków ciśnienia w kaskadzie przy dwóch różnych szerokościach szczeliny  $\delta$  pokazuje wykres na rysunku 10.2b. Ciśnienie  $p_y$  jest funkcją  $\delta$ . Im przesłona jest dalej od dyszy, tym ciśnienie  $p_y$  jest mniejsze.



Rys. 10.2. Kaskada pneumatyczna: a) budowa, b) wykres spadku ciśnienia, c) elektryczny schemat zastępczy



Zastępczy schemat elektryczny kaskady pneumatycznej pokazano na rysunku 10.2c. Odpowiednikiem powietrza o ciśnieniu  $p_z$  jest tu napięcie  $U_z$ , dławik Dł zastąpiono stałym rezystorem  $R_1$ , a układ dyszy i przesłony rezystorem zmiennym  $R_2$ . Wyjściowemu ciśnieniu  $p_y$  odpowiada napięcie  $U_y$ . Wartość napięcia  $U_y$  można obliczyć z wzoru

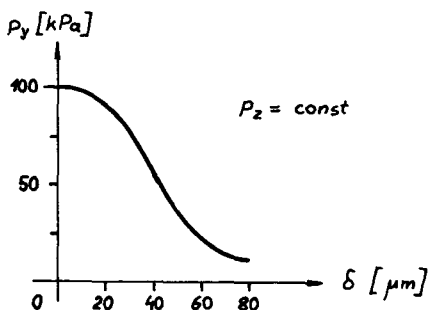
$$\frac{U_z}{U_y} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}, \quad (10.1)$$

stąd

$$U_y = U_z \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (10.2)$$

Ponieważ  $U_z$  i  $R_1$  są stałe, to  $U_y = f(R_2)$ . Funkcja  $f$  będzie zbliżona do liniowej, jeżeli  $R_1 \gg R_2$ . Uzyskanie liniowej charakterystyki kaskady pneumatycznej  $p_y = f(\delta)$  jest jednak trudne ze względu na silnie nieliniową zależność oporu wypływu powietrza z dyszy od szerokości szczeliny  $\delta$ .

Przykład wykresu statycznej charakterystyki kaskady pneumatycznej pokazuje rysunek 10.3. Jak widać tylko środkowy odcinek wykresu można przyjąć za liniowy, z tego względu kaskada pneumatyczna może być używana do przetwarzania na sygnał pneumatyczny niewielkich przesunięć, rzędu ułamków milimetra. Dodatkowym czynnikiem komplikującym stosowanie opisanego przetwornika jest konieczność stabilizowania ciśnienia powietrza zasilającego  $p_z$ .



Rys. 10.3. Charakterystyka statyczna kaskady pneumatycznej

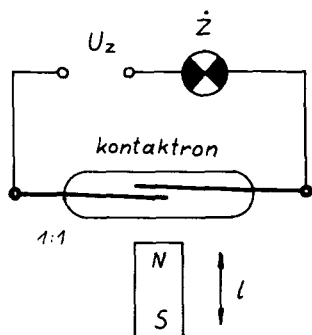


Kaskada pneumatyczna znalazła zastosowanie jako czujnik bardzo niewielkich przesunięć liniowych w pneumatycznych przetwornikach siły, wzmacniaczach i regulatorach pneumatycznych oraz pneumatycznych członach matematycznych, gdzie wskutek wprowadzenia ujemnego sprzężenia zwrotnego wyeliminowano wpływ nieliniowości jej charakterystyki statycznej i zmian ciśnienia powietrza zasilającego (patrz rozdz. 10.7.2A).

### 10.1.3. Elektryczne stykowe przetworniki przesunięcia

Elektryczne stykowe przetworniki przesunięcia liniowego stosuje się prawie wyłącznie w układach sygnalizacyjnych, gdzie informują o osiągnięciu bądź przekroczeniu przez jakiś element urządzenia założonego zakresu przesunięcia. Są więc to przetworniki dwustanowe, sygnalizujące np. zamknięcie pokrywy zbiornika czy opuszczenie klatki windy (patrz też rys. 6.1). W omawianych układach stosuje się najczęściej tzw. łączniki krańcowe - mechaniczne łączniki elektryczne zwierane ruchem odpowiedniej dźwigni. Podstawową wadą mechanicznych łączników krańcowych jest ich wrażliwość na wpływy środowiska pracy - wilgoć, agresywne opary czy pyły.

Wad tradycyjnych łączników mechanicznych są pozbawione łączniki kontaktronowe. Elementem zamykającym obwód elektryczny jest w nich kontaktron - szklana rurka z zatopionymi z dwóch jej końców blaszkami



Rys. 10.4. Łącznik kontaktronowy

z metalu ferromagnetycznego (rys. 10.4). Końce blaszek w rurce są złożone lub rozdowane, a rurka jest wypełniona gazem obojętnym chemicznie lub pozbawiona powietrza. Łącznik kontaktronowy jest uruchamiany zdalnie, przez zbliżenie do rurki magnesu. końce blaszek magnesują się wtedy przeciwnie i przyciągają, zamykając obwód elektryczny. Oddalenie magnesu powoduje rozsuniecie się końców blaszek kontaktronu wskutek ich sprężystości.

Przez odizolowanie styków kontaktronu od wpływów zewnętrznych oraz ograniczenie liczby elementów ruchomych (brak tarcia), łączniki kontaktronowe mają trwałość wielokrotnie większą od tradycyjnych łączników mechanicznych.



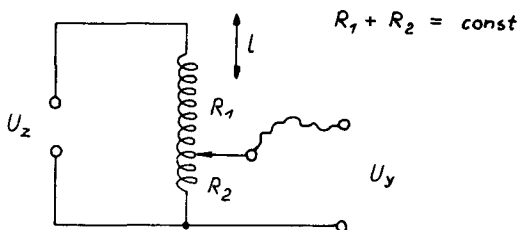


#### 10.1.4. Elektryczne rezystancyjne przetworniki przesunięcia

##### A. Przetworniki rezystorowo-stykowe

Istotą działania rezystorowo-stykowych przetworników przesunięcia liniowego jest zmiana, w funkcji przesunięcia  $l$  suwaka, stosunku rezystancji  $R_1/R_2$  specjalnego dzielnika rezystorowego (rys. 10.5). Przy stałej wartości napięcia  $U_z$  zasilającego dzielnik, napięcie wyjściowe  $U_y$  będzie liniową funkcją przesunięcia  $l$

$$U_y = U_z \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = K \cdot R_2. \quad (10.3)$$



Rys. 10.5. Rezystorowo-stykowy przetwornik przesunięcia

Przetworniki rezystorowo-stykowe są wrażliwe na wpływy środowiska, zużywają się mechanicznie wskutek tarcia styku o rezystor, a w przypadku rezystora nawijanego drutem oporowym ich sygnał wyjściowy jest nieciągły, o skoku zależnym od średnicy drutu (liczby jego zwojów na jednostkę długości rezystora). Osiągana dokładność wynosi 0,5% przy zakresie przesunięć od 0,01 do 1 m.

##### B. Przetworniki tensometryczne

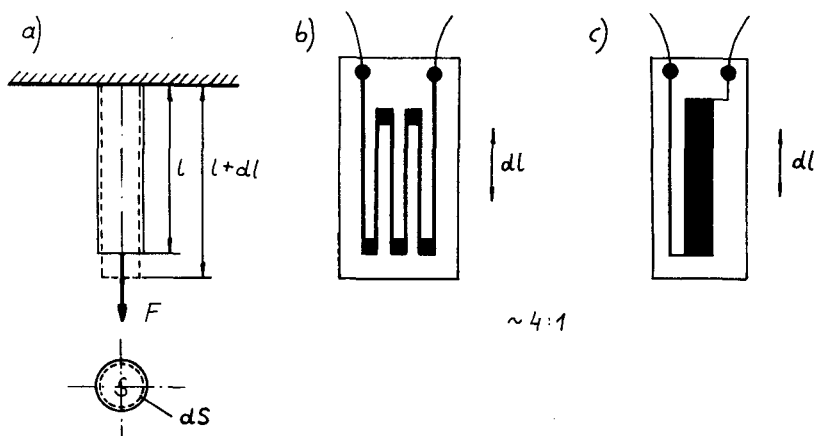
Tensometr jest czujnikiem rezystancyjnym o rezystancji zależnej od odkształcenia mechanicznego [40,64,73]. Zasadę działania tensometru wyjaśnia rysunek 10.6a. Metalowy drut poddany działaniu niewielkiej siły  $F$  odkształca się sprężysto, zwiększając swoją długość  $l$  i zmniejszając swój przekrój  $S$ . Ponieważ rezystancja przewodnika metalowego o rezystywności  $\rho$  jest określona zależnością



$$R = \rho \cdot \frac{1}{S}, \quad (10.4)$$

więc wydłużenie powoduje wzrost rezystancji tensometru. Stosunek przyrostu rezystancji do przyrostu wydłużenia nazywa się stałą czułości tensometru

$$\frac{dR}{R} : \frac{dl}{l} = K_t. \quad (10.5)$$



Rys. 10.6. Czujnik tensometryczny: a) zasada działania, b) tensometr foliowy, c) tensometr półprzewodnikowy

Budowę tensometru pokazano na rysunku 10.6b. Na podkładzie z elastycznego tworzywa sztucznego jest naklejony wężykowato pasek bardzo cienkiej folii metalowej, zakończony wyprowadzeniami w postaci drucików. Tensometr przykleja się na przedmiot ulegający odkształceniom liniowym w taki sposób, aby prostoliniowe odcinki folii (tzw. baza) były ułożone równoległe do kierunku odkształcenia. Czujnik odkształca się wraz z podłożem, a jego rezystancja jest funkcją długości podłoża.



Tensometry mogą przetwarzać liniowo tylko bardzo niewielkie przesunięcia, kiedy  $dl/l$  nie przekracza 0,5% (produkuje się je o długości bazy od 2 do 50 mm). Dla tensometrów metalowych, których stała czułości  $K_t \approx 2$ , zmiana rezystancji  $dR/R$  jest wtedy rzędu 1% (wzór 10.5). Tak niewielka zmiana rezystancji wymaga stosowania bardzo precyzyjnych układów pomiarowych i uwzględniania (np. kompensowania) zmian temperatury tensometru. Temperaturowy współczynnik rezystancji minimalizuje się zresztą przez wykonywanie tensometrów ze specjalnych stopów metali. Klasa niedokładności przetworników tensometrycznych jest zależna od zastosowanych przetworników rezystancji i zawiera się w granicach 0,1...2,5.

Znacznie większą czułość mają w porównaniu z tensometrami metalowymi tensometry półprzewodnikowe (piezorezystancyjne). Dla tensometru z monokryształu krzemu (rys. 10.6c) stała  $K_t$  osiąga 200. Tensometry półprzewodnikowe są jednak bardziej wrażliwe na zmiany temperatury i mają niezbyt liniową charakterystykę; z tego względu mogą przetwarzać przesunięcia  $dl/l$  nie przekraczające 0,05%. Poprawę ich parametrów uzyskuje się przez łączenie w układy mostków piezorezystancyjnych, a zwłaszcza wykonywanie tych mostków metodą dyfuzji atomów w jednym kryształce półprzewodnika (patrz rozdz. 10.7.1b).

Tensometryczne czujniki przesunięcia liniowego znalazły największe zastosowanie w pomiarach niewielkich wydłużeń naprężeniowych elementów konstrukcyjnych, a także w przetwornikach siły i masy.

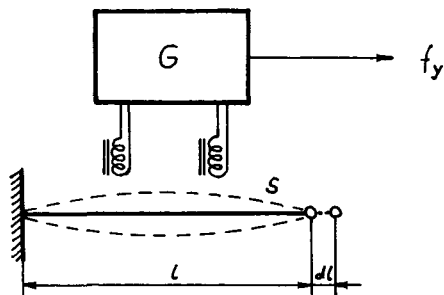
#### 10.1.5. Strunowy przetwornik przesunięcia

Schemat działania strunowego przetwornika przesunięcia liniowego przedstawia rysunek 10.7. Stalowa struna S, rozpięta między dwoma uchwytami jest pobudzana do drgań przez generator G. Częstotliwość drgań struny jest częstotliwością rezonansową i zależy m.in. od jej naprężenia, a tym samym od wydłużenia  $dl/l$ . Sygnałem wyjściowym przetwornika jest napięcie o częstotliwości  $f_y$ , którą można dokładnie mierzyć metodami cyfrowymi.

Czujniki strunowe przetwarzają niewielkie przesunięcia, kiedy  $dl/l$  nie przekracza 1% (produkuje się czujniki o długości od kilku cm do 1 m). Dokładność i powtarzalność pomiarów są bardzo dobre (klasa przetworników 0,1). Czujniki strunowe znalazły zastosowanie



głównie w cyfrowych pomiarach naprężeniowych wydłużeń elementów konstrukcyjnych (np. w budownictwie), a także w przetwornikach siły i masy. Ze względu na wieloletnią stabilność mogą być na przykład zabetonowane we wnętrzu kontrolowanych elementów budowlanych (fundamentów, przęseł mostów itp.).



Rys. 10.7. Strunowy przetwornik przesunięcia

#### 10.1.6. Magnetyczne przetworniki przesunięcia

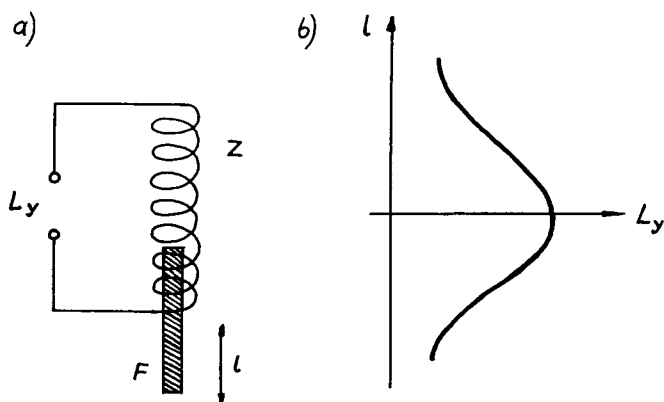
Przetworniki magnetyczne stanowią dużą grupę przetworników, wykorzystującą wpływ przesunięcia liniowego ich elementów na różne własności magnetyczne. Ogólną cechą przetworników magnetycznych jest dokonywanie pomiarów w sposób bezdotykowy, kiedy to układ przetwarzający nie styka się z elementem przesuwanym. Z tego względu przetworniki magnetyczne mogą być stosowane tam, gdzie zależy nam na nieobciążaniu organu ruchomego dodatkową siłą i wskutek tego nie można zastosować np. przetworników rezystorowo-stykowych, tensometrycznych, czy strunowych.

##### A. Indukcyjnościowe czujniki przesunięcia

Indukcyjnościowe (reluktancyjne) czujniki przesunięcia wykorzystują zależność indukcyjności cewki od położenia w niej rdzenia ferromagnetycznego [40]. Schemat takiego czujnika przedstawia rysunek 10.8a. Rdzeń  $F$  wsuwając się bądź wysuwając z wnętrza cewki  $Z$  zmienia jej indukcyjność  $L_y$ , która w kolejnym przetworniku może być przetworzona na użyteczny sygnał pomiarowy. Zależność wartości  $L_y$  od przesunięcia rdzenia  $l$  pokazano na rysunku 10.8b. Tylko niewielki odcinek charakterystyki czujnika indukcyjnościowego można przyjąć za prostoliniowy, z



tego względu czujnik ten może przetwarzać przesunięcia nie przekraczające kilku cm, zależne od długości uzwojenia cewki i długości rdzenia.



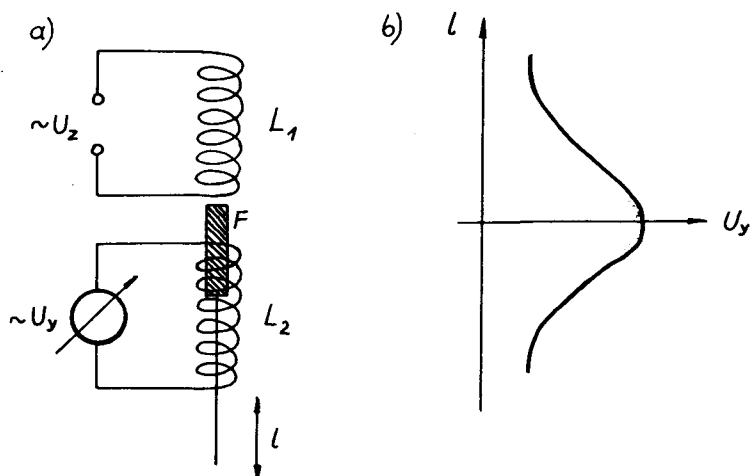
Rys. 10.8. Indukcyjnościowy czujnik przesunięcia: a) budowa, b) charakterystyka pomiarowa

Dokładność pomiaru zależy od liniowości charakterystyki (szerokości zakresu pomiarowego) i klasy niedokładności zastosowanego przetwornika wtórnego. Charakter sygnału wyjściowego (indukcyjność) umożliwia proste przetworzenie go na częstotliwość i zastosowanie dokładnego pomiaru cyfrowego.

#### B. Transformatorowe czujniki przesunięcia

W transformatorowych czujnikach przesunięcia liniowego wykorzystano zależność sprzężenia magnetycznego obwodów od położenia w nich rdzenia ferromagnetycznego [40]. Schemat prostego czujnika transformatorowego przedstawia rysunek 10.9a. Wewnątrz dwóch uzwojeń transformatora  $L_1$  i  $L_2$  położonych w jednej osi przesuwają się rdzenie ferromagnetyczne  $F$ . Uzwojenie pierwotne  $L_1$  jest zasilane napięciem przemiennym  $U_z$  o stałej amplitudzie, natomiast z uzwojenia wtórnego  $L_2$  jest odbierany sygnał wyjściowy w postaci napięcia przemiennego  $U_y$ . Przeszczanie się rdzenia wewnątrz uzwojeń transformatora wpływa na ich wzajemne sprzężenie magnetyczne i powoduje zmiany napięcia  $U_y$  zgodnie z wykresem charakterystyki pomiarowej przedstawionym na rysunku 10.9b. Maksymalna wartość  $U_y$  jest osiągana przy symetrycznym położeniu rdzenia względem uzwojeń  $L_1$  i  $L_2$ .

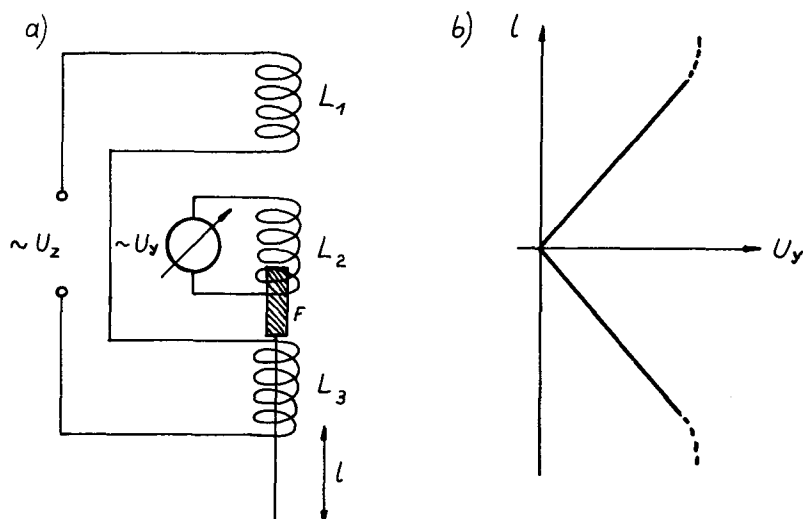




Rys. 10.9. Transformatorowy czujnik przesunięcia: a) budowa, b) charakterystyka pomiarowa

Znaczna nieliniowość charakterystyki pomiarowej opisanego czujnika została wyeliminowana przez zastosowanie symetrycznego rozwiązania transformatora - transformatorowego czujnika różnicowego. Transformator różnicowy posiada trzy uzwojenia (rys. 10.10a). Dwa skrajne uzwojenia pierwotne  $L_1$  i  $L_3$  są zasilane napięciem przemiennym  $U_2$  o stałej amplitudzie i połączone w taki sposób, że ich strumienie magnetyczne są skierowane przeciwnie. Uzwojenie środkowe  $L_2$  jest uzwojeniem wtórnym i dostarcza sygnału wyjściowego w postaci napięcia przemiennego  $U_y$ . Jeżeli przemieszczający się wewnątrz transformatora rdzeń ferromagnetyczny F znajduje się w połowie odległości między uzwojeniami  $L_1$  i  $L_3$ , to następuje kompensacja strumieni magnetycznych z tych uzwojeń i w uzwojeniu wtórnym  $L_2$  nie wzbudzi się napięcie. Jeżeli jednak rdzeń przesunie się względem środka symetrii uzwojeń, to zostanie naruszona równowaga układu. Nastąpi silniejsze sprzęgnięcie się uzwojenia  $L_2$  z uzwojeniem  $L_1$  lub  $L_3$  i wzbudzi się w nim napięcie  $U_y$  proporcjonalne do przesunięcia rdzenia (rys. 10.10b).





Rys. 10.10. Transformatorowy czujnik różnicowy: a) budowa, b) charakterystyka pomiarowa

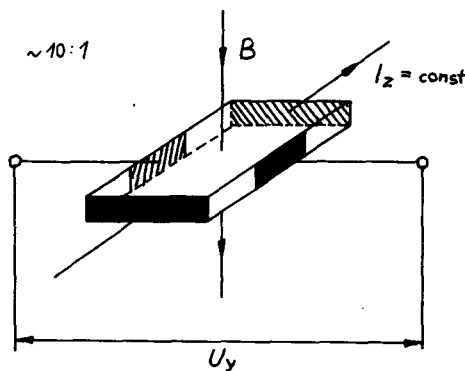
Liniiowość charakterystyki pomiarowej transformatorowego czujnika różnicowego jest bardzo dobra, a osiągnięta klasa niedokładności przetwornika wynosi 0,5. Zakres przetwarzanych przesunięć jest zależny od wymiarów cewek i rdzenia - wynosi od kilkudziesięciu mikrometrów do kilkudziesięciu centymetrów. Pewna wada przetwornika - dwuramienna charakterystyka pomiarowa, jest zazwyczaj eliminowana przez stosowanie do detekcji napięcia  $U_y$  prostownika fazoczułego.

Transformatorowe przetworniki różnicowe, ze względu na dobre właściwości metrologiczne i prostą konstrukcję, znalazły zastosowanie w pomiarach wielu wielkości przetwarzanych na przesunięcie liniowe, jak na przykład w pomiarach poziomu cieczy, grubości warstwy materiału, nierówności powierzchni itp.

#### C. Hallotronowe czujniki przesunięcia

Hallotron jest miniaturowym przyrządem półprzewodnikowym, w którym wykorzystuje się zjawisko Halla polegające na dewiacji drogi nośników prądu elektrycznego pod działaniem pola magnetycznego [30,40].





Rys. 10.11. Zasada działania hallotronu

Zasadę działania hallotronu przedstawia rysunek 10.11. Prostopadłościenna płytka półprzewodnika jest zaopatrzona w dwie pary napyłonych elektrod metalowych. Między jedną parą elektrod przepływa prąd  $I_z$  o stałej wartości, natomiast z drugiej pary elektrod jest odbierane napięcie wyjściowe  $U_y$ . Zależność napięcia wyjściowego hallotronu od indukcji magnetycznej  $B$  opisuje wzór

$$U_y = A \cdot I_z \cdot B, \quad (10.6)$$

w którym  $A$  jest stałą zależną od materiału płytki hallotronu i od jej grubości. Jak widać napięcie wyjściowe czujnika jest liniową funkcją indukcji magnetycznej.

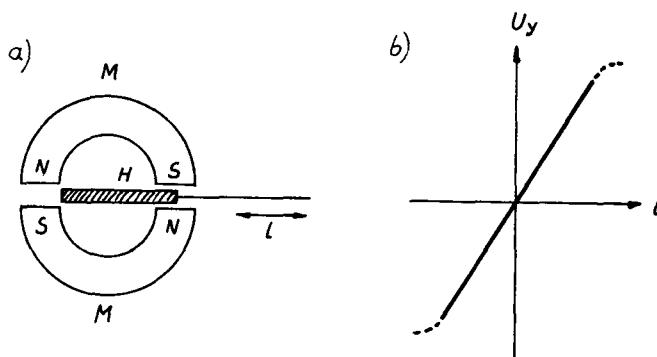
Budowę przetwornika przesunięcia liniowego z czujnikiem hallotronowym pokazuje rysunek 10.12a. Hallotron  $H$  przemieszcza się w szczelinie o zmiennej wartości i kierunku indukcji magnetycznej, powstałej między dwoma magnesami stałymi  $M$ . Jeśli hallotron znajduje się w środku symetrii układu, gdzie pola obu magnesów kompensują się i  $B = 0$ ,  $U_y = 0$ . Przesuwając czujnik względem punktu symetrii uzyskuje się zmiany wartości i kierunku  $U_y$  zgodnie z wykresem przedstawionym na rysunku 10.12b.

Liniowość charakterystyki przetwornika hallotronowego jest bardzo dobra, uzyskuje się niedokładność przetwarzania poniżej 0,5%, przy





przesunięciach od kilku nanometrów do kilkunastu milimetrów. Hallo-trony znajdują zastosowanie w najnowszych konstrukcjach przetworników przesunięć liniowych, kątowych, przyspieszeń, ciśnień, sił, a także momentów obrotowych.



Rys. 10.12. Hallotronowy czujnik przesunięcia: a) zasada działania, b) charakterystyka pomiarowa

#### 10.1.7. Pojemnościowe przetworniki przesunięcia

Pojemnościowym czujnikiem przesunięcia jest kondensator, którego pojemność można zmieniać przesuwając jeden z jego elementów [4,40]. Pojemność kondensatora płaskiego C jest określona zależnością

$$C = \epsilon \cdot \frac{S}{l}, \quad (10.7)$$

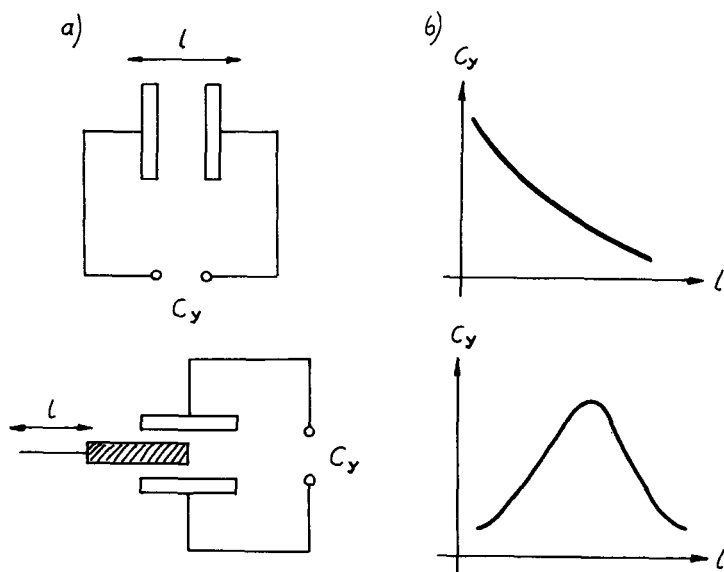
gdzie:  $\epsilon$  - przenikalność elektryczna materiału między elektrodami kondensatora,

$S$  - powierzchnia elektrod,

$l$  - odległość między elektrodami.

Zmianę pojemności kondensatora uzyskuje się zmieniając odległość między elektrodami lub częściej zmieniając wartość  $\epsilon$ , np. przez wsuwanie i wysuwanie umieszczonej między elektrodami płytki dielektryku. Przykłady dwóch rozwiązań pojemnościowych czujników przesunięcia wraz z ich charakterystykami pomiarowymi przedstawiono na rysunku 10.13.





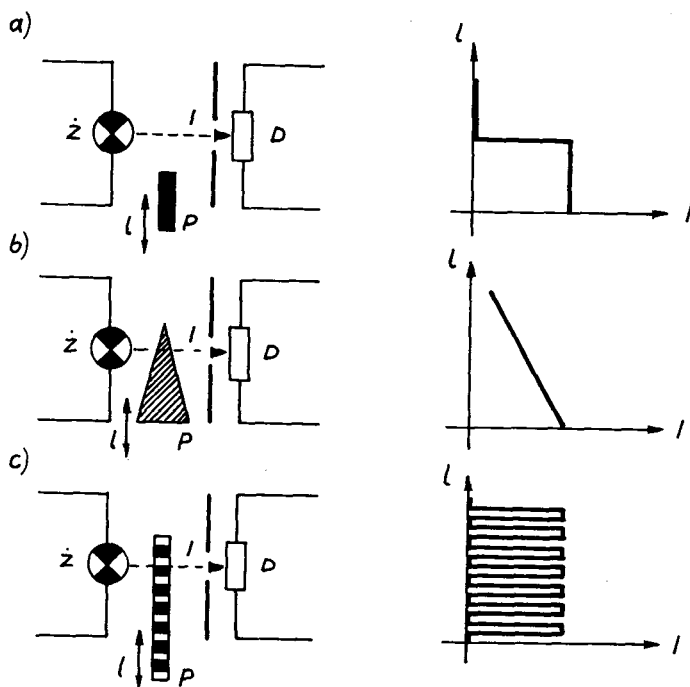
Rys. 10.13. Pojemnościowe czujniki przesunięcia: a) budowa, b) charakterystyki pomiarowe

Pojemnościowe czujniki przesunięcia są bardzo czułe, mogą mierzyć przesunięcia od poniżej 1 nm do kilku milimetrów. W bardzo niewielkim stopniu obciążają układ mierzony, umożliwiają proste uzyskanie sygnału w postaci częstotliwości napięcia elektrycznego i dokładny pomiar cyfrowy. Do wad tego typu czujników należy zaliczyć wpływ zmian pojemności przewodów łączących czujnik z przetwornikiem i niestaość wartości  $\epsilon$  spowodowaną pyłem, kurzem, zmianami wilgotności czy temperatury.

#### 10.1.8. Fotoelektryczne przetworniki przesunięcia

Fotoelektryczne przetworniki przesunięcia liniowego wykorzystują zmianę natężenia promieniowania widzialnego lub podczerwonego pod wpływem przesunięcia ich elementów. Składają się ze źródła promieniowania, którym jest żarówka lub (w nowych rozwiązaniach) wielokrotnie trwalsza półprzewodnikowa dioda elektroluminescencyjna, elementu ruchomego (przesłony) i detektora. Jako detektory są obecnie stosowane pra-





Rys. 10.14. Fotoelektryczne przetworniki przesunięcia:  
a) dwupołożeniowy, b) analogowy, c) dyskretny

wie wyłącznie półprzewodnikowe fotorezystory, fotodiody lub fototranzystory [27].

Trzy podstawowe rozwiązania fotoelektrycznych przetworników przesunięcia i ich charakterystyki pomiarowe przedstawiono na rysunku 10.14. Pierwszy z przetworników (a), dwupołożeniowy, jest wyposażony w ruchomą, nieprzepuszczalną dla światła przesłonę  $P$ , przecinającą w pewnym położeniu strumień światła  $I$  z żarówki  $\dot{Z}$  do detektora  $D$ . Z wyjścia detektora otrzymuje się sygnał dwustanowy, wykorzystywany w różnego rodzaju układach sygnalizacyjnych. Dwupołożeniowe fotoelektryczne przetworniki przesunięcia zastępują opisane w rozdziale 10.1.3 łączniki krańcowe lub nawet kontaktronowe, ponieważ nie zawierają żadnych elementów wrażliwych na tarcie czy zużycie i nie wywierają na poruszający się element żadnych sił.



Rysunek 10.14b przedstawia analogowy przetwornik przesunięcia, w którym przesłona P ma postać szarego klina. Osłabienie strumienia światła I padającego na detektor D jest liniową funkcją długości drogi światła w klinie i tym samym przesunięcia klina  $l$ . Przy stabilizowanym źródle światła, w omawianym typie przetwornika uzyskuje się niedokładność rzędu 1%.

Ostatni rysunek (c) przedstawia dyskretny przetwornik przesunięcia. Przesłona P ma postać przezroczystej płytki z naniesionym rastrem czarnych prążków. Przesuwanie płytki powoduje okresowe zamykanie bądź otwieranie drogi dla strumienia światła i powstawanie w detektorze ciągu impulsów, których liczba jest proporcjonalna do wielkości przesunięcia przesłony. Rysunek przedstawia przetwornik uproszczony. Zastosowanie umieszczonych szeregowo dwóch źródeł światła i dwóch detektorów promieniowania umożliwia po zastosowaniu cyfrowego układu logicznego (licznika rewersyjnego) detekcję kierunku ruchu przesłony. Dokładność przetwarzania omawianego przetwornika dyskretnego jest zależna od precyzji wykonania rastru, a zwłaszcza liczby jego prążków na jednostkę długości. Przy liczbie prążków np. 10/mm, dokładność pomiaru wynosi  $\pm 0,1$  mm niezależnie od wielkości przesunięcia.

## 10.2. Pomiary przesunięcia kąowego

Pomiary i przetwarzanie przesunięcia kąowego są dokonywane najczęściej w przypadku przekazywania na odległość informacji o położeniu wskazówki miernika poruszającej się po łuku bądź w przypadku przetwarzania np. kąta położenia kłapy regulacyjnej lub przepustnicy w układach regulacyjnych czy sterujących. Często spotykanym zastosowaniem jest też pomiar liczby obrotów elementu wirującego (np. w przepływomierzach wirnikowych omówionych w rozdziale 10.10.2). Jednostką przesunięcia kąowego jest w układzie SI radian [rad]. Legalną jednostką jest też obrót [obr].

Do przetwarzania przesunięcia kąowego można przystosować większość metod przetwarzania przesunięcia liniowego. Znalazły tu zastosowanie elektryczne dwupołożeniowe sygnalizatory stykowe (łączniki krańcowe mechaniczne lub kontaktronowe), a także ciągle przetworniki rezystorowo-stykowe z rezystorem zmiennym w kształcie pierścienia. Spotyka się bezdotykowe czujniki pojemnościowe z odpowiednio ukształtowanymi elektrodami kondensatora pomiarowego. Do pomiarów cyfrowych sto-



suje się przetworniki fotoelektryczne, w których obrót o pewien kąt tarczy z otworami lub z naniesionym rastrem prążkowym powoduje wysłanie do układu pomiarowego odpowiedniej liczby impulsów elektrycznych lub o podobnym działaniu przetworniki magnetyczne (por. rys. 10.15). W przetwornikach przesunięcia kąтового ponad  $2\pi$  rad - w licznikach obrotów (np. licznikach zużycia energii elektrycznej czy przepływomierzach wirnikowych) szerokie zastosowanie znajdują proste mechaniczne obrotomierze bębnekowe lub wskazówkowe.

Oddzielną grupę przetworników przesunięcia kąтового stanowią selsyny - specjalne urządzenia silnikowe, służące do przekazywania na odległość przesunięcia kąтового w postaci impulsowego sygnału elektrycznego. Połączenie selsyna nadawczego i odbiorczego tworzy tzw. łącznie transformatorowe, służące do zdalnego pomiaru przesunięcia kąтового (tzw. resolver) lub wykrywania różnicy kątów w układach sterowania położeniem kątowym - serwomechanizmach. Wymienione urządzenia znajdują zastosowanie w automatycznych obrabiarkach, np. frezarka kopiujących oraz w konstrukcjach robotów przemysłowych.

### 10.3. Pomiary prędkości liniowej i kątowej

Pomiar prędkości liniowej realizuje się najczęściej przez przetworzenie jej na prędkość kątową (obrotową). Na przykład pomiar prędkości przesuwu krajanki buraczanej na taśmie przenośnika, niezbędny do funkcjonowania ciągłej wagi taśmowej w cukrowni, jest dokonywany przez mierzenie prędkości obrotowej rolki o znanej średnicy, dociskanej do taśmy przenośnika. Warunkiem prawidłowego funkcjonowania takiego przetwornika jest wyeliminowanie poślizgu między taśmą i rolką.

Innym ciekawym przetwornikiem prędkości liniowej ciała, a także transportowanej substancji sypkiej czy nawet zawiesiny w rurociągu jest opracowany w Wielkiej Brytanii przetwornik ultradźwiękowy. Zawiera on nadajnik fali ultradźwiękowej i umieszczony obok odbiornik fali odbitej od niejednorodności badanego medium (sygnał stochastyczny). Przetwornik wykorzystuje zjawisko Dopplera polegające na zmniejszeniu długości fali akustycznej odbitej od poruszającego się przedmiotu. Czujnik przetwornika działa bezdotykowo (zdalnie), można go umieszczać nad taśmą przenośnika lub naklejać na ścianę rurociągu. Prędkościomierz ultradźwiękowy umożliwia pomiar z niedokładnością 1%. Jest odporny na zmiany temperatury, gęstości i innych własności fizycznych badanej substancji.

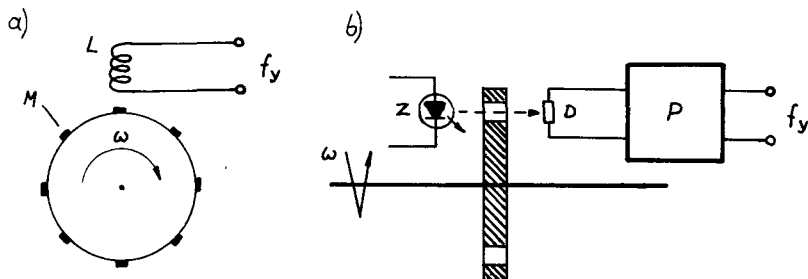


Jednostką prędkości liniowej jest w układzie SI metr na sekundę [m/s]. Legalnymi jednostkami są też np. m/min, km/h (patrz tab 3.2 i 3.3).

Pomiary prędkości kątowej są dokonywane za pomocą tachometrów, obecnie prawie wyłącznie z wykorzystaniem bezdotykowych przetworników dyskretnych. W nielicznych przypadkach, gdy chodzi o pomiar stałości określonej prędkości kątowej, są stosowane stroboskopy [66]. Jednostką prędkości kątowej jest w układzie SI radian na sekundę [rad/s]. Legalną jednostką jest też obrót na sekundę [obr/s], przy czym  $1 \text{ obr/s} = 2\pi \text{ rad/s}$ .

### 10.3.1. Magnetyczne przetworniki prędkości kątowej

Najprostszy analogowy pomiar prędkości kątowej może być dokonany przez sprzęgnięcie z wirującym elementem tzw. prądniczki tachometrycznej - specjalnej miniaturowej prądnicy napięcia stałego o liniowej zależności napięcia wyjściowego od prędkości kątowej wirnika. Wyjściowy sygnał napięciowy prądniczki może sterować wskaźnikiem analogowym, wykalibrowanym w jednostkach prędkości kątowej. Prądniczki tachometryczne w niewielkim tylko stopniu obciążają obiekt pomiaru, a ich klasa niedokładności przetwarzania osiąga 0,5 przy zakresie pomiarowym do 1000 rad/s.



Rys. 10.15. Dyskretne przetworniki prędkości kątowej: a) magnetyczny, b) fotoelektryczny

Przetwornikiem magnetycznym, który praktycznie nie obciąża obiektu pomiaru działając bezdotykowo jest tachogenerator. Na wirującej tarczy (rys. 10.15a) jest umieszczonych kilka miniaturowych magnesów



M. W pobliżu tarczy znajduje się cewka L, w której przesuwające się magnesy wzbudzają impulsy napięciowe<sup>1/</sup>. Częstotliwość impulsów  $f_y$  jest proporcjonalna do prędkości kątowej wału tachogeneratora. Sygnał wyjściowy w postaci napięcia o określonej częstotliwości pozwala na bardzo dokładne pomiary metodami cyfrowymi (błąd rzędu 0,1%). W przypadku przetwarzania sygnału częstotliwościowego na sygnał analogowy, klasa niedokładności nie jest mniejsza od 1.

### 10.3.2. Fotoelektryczne przetworniki prędkości kątowej

Fotoelektryczne przetworniki prędkości kątowej są podobnie jak tachogeneratory bezdotykowymi nadajnikami impulsów o częstotliwości proporcjonalnej do mierzonej prędkości. Przykład jednego z rozwiązań takiego przetwornika przedstawia rysunek 10.15b. Strumień światła z diody elektroluminescencyjnej Z (w starszych konstrukcjach z żarówki). jest modulowany częstotliwościowo przez obracającą się z prędkością  $\omega$  nieprzezroczystą tarczę z otworami. Detektor D wraz z układem przetwornika P przekształca impulsy świetlne na napięcie elektryczne o częstotliwości  $f_y$ .

W innych rozwiązaniach, do modulowania strumienia światła w fotoelektrycznych przetwornikach prędkości kątowej używa się tarczy z na przemian białymi i czarnymi wycinkami, od których światło może się odbijać, bądź nawet wprost na wirującym wale badanego urządzenia umieszcza się białe prążki na ciemnym tle. Własności metrologiczne fotoelektrycznych przetworników prędkości kątowej są podobne jak dyskretnych przetworników magnetycznych.

### 10.4. Pomiary liczby sztuk

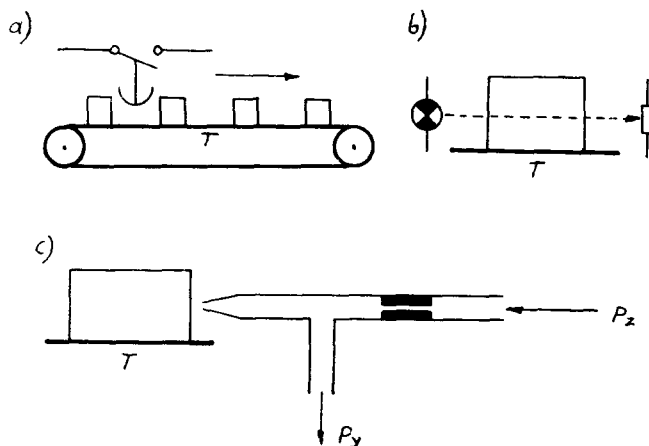
Pomiary liczby sztuk znajdują zastosowanie przy określaniu np. liczby opakowań jednostkowych produktu przesuwanego na taśmie przenośnika, czy liczby porcji surowca odważanego wagą o działaniu okresowym. Przetworniki liczby sztuk składają się z dwóch elementów:

---

<sup>1/</sup> W najnowszych rozwiązaniach tachogeneratorów magnesy zastępuje się wyżłobieniami bądź wypustami na wirującym stalowym wale, zmieniającymi okresowo indukcyjność umieszczonej w pobliżu cewki czujnika.



czujnika i licznika. Jako czujniki są stosowane dyskretne przetworniki przesunięcia liniowego lub kątownego, np. stykowe (rys. 10.16a), fotoelektryczne (rys. 10.16b) czy pneumatyczne (rys. 10.16c).



Rys. 10.16. Czujniki liczby sztuk: a) stykowy, b) fotoelektryczny, c) pneumatyczny

Sygnały z czujników, w postaci ciągu impulsów o częstotliwości zależnej od liczby sztuk zliczanych w jednostce czasu, są doprowadzane do różnego rodzaju liczników impulsów. Stosuje się tu wyłącznie liczniki cyfrowe: od najprostszych liczników bębnowych z napędem elektromagnetycznym do nowoczesnych elektronicznych liczników z wyświetlaczami cyfrowymi (patrz rozdz. 8.4). Dokładność zliczania z reguły wynosi  $\pm 1$  impuls.

### 10.5. Pomiar poziomu cieczy

Pomiary poziomu cieczy, czyli wysokości jej słupa w różnego rodzaju zbiornikach wyrażonej w jednostkach długości [m] należą do podstawowych pomiarów wielkości technologicznych w przemyśle chemicznym i spożywczym [109]. Przegląd własności metrologicznych najczęściej stosowanych czujników i przetworników poziomu cieczy (poziomomierzy) zawiera tabela 10.2.





T a b e l a 10.2

## Przetworniki poziomu cieczy

| Rodzaj przetwornika                 | Sygnał wyjściowy                | Zakres stosowności     | Klasa niedokładności |
|-------------------------------------|---------------------------------|------------------------|----------------------|
| poziomowskaz                        | poziom menisku                  | $10^{-2} \dots 1$ m    | 0,5...5              |
| pływakowy                           | przesunięcie liniowe, kątowe    | $10^{-2} \dots 10$ m   | 1...2,5              |
| nurnikowy                           | siła wyporu                     | $10^{-2} \dots 1$ m    | 1...2,5              |
| manometryczny miejscowy             | ciśnienie, różnica ciśnień      | $10^{-2} \dots 10^2$ m | 0,5...1,5            |
| manometryczny z przetwornikiem siły | zależny od rodzaju przetwornika | $10^{-2} \dots 50$ m   | 0,1...1              |
| sonda pneumatyczna                  | różnica ciśnień                 | $10^{-1} \dots 10$ m   | 0,5...1,5            |
| pojemnościowy                       | pojemność elektryczna           | $10^{-3} \dots 0,5$ m  | 0,2...2,5            |
| wagowy                              | siła ciężenia                   | $10^{-1} \dots 10^2$ m | 1,5...5              |
| izotopowy                           | tłumienie promieniowania        | $10^{-3} \dots 25$ m   | 1...2,5              |
| ultradźwiękowy                      | czas powrotu fali odbitej       | $10^{-2} \dots 10^2$ m | 1...5                |

## 10.5.1. Bezpośrednie pomiary poziomu cieczy

Bezpośrednie pomiary poziomu cieczy są dokonywane za pomocą poziomowskazów, wykorzystujących zasadę działania naczyń połączonych. Poziomowskaz jest rurką szklaną, połączoną dolnym końcem z dolną częścią zbiornika. W zbiornikach próżniowych lub ciśnieniowych ze zbiornikiem łączy się oba końce rurki poziomowskazu. Menisk cieczy w rurce jest porównywany z odpowiednią podziałką analogową (wychyłowa metoda pomiaru).

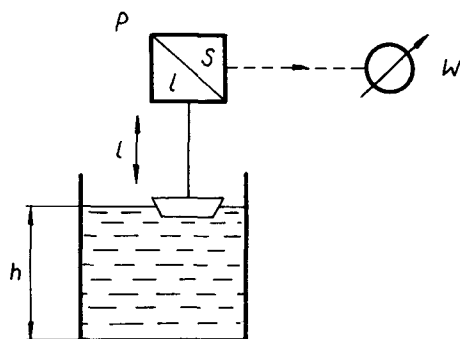


Poziomowskazy służą wyłącznie do pomiarów miejscowych. Są wrażliwe na uszkodzenia mechaniczne i obecność zawiesin, zanieczyszczających ścianki rurki wskaźnikowej.

### 10.5.2. Przetworniki pływakowe

Prosta budowa i łatwa eksploatacja sprawiły, że poziomomierze pływakowe są często używane do pomiarów poziomu cieczy w zbiornikach. Stosuje się dwa rodzaje przetworników pływakowych - o stałym i zmiennym zanurzeniu pływaka.

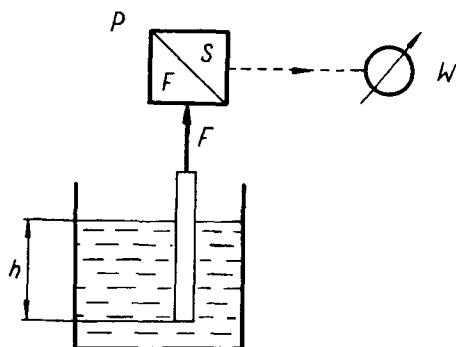
Zasadę działania przetwornika poziomu cieczy z pływakiem powierzchniowym o stałym zanurzeniu pokazuje rysunek 10.17. Pływak umieszczony



Rys. 10.17. Przetwornik poziomu cieczy z pływakiem powierzchniowym

na powierzchni cieczy przesuwają się wraz ze zmianą jej poziomu  $h$ . Przesunięcie pływaka  $l$  jest przenoszone dźwignią (sygnał mechaniczny) do przetwornika przesunięcia liniowego  $P$ , przetwarzającego ten sygnał na jeden z sygnałów standardowych  $S$ , nadających się do przesłania na pewną odległość i uruchomienia wskaźnika poziomu cieczy  $W$ . Warunkiem poprawnej pracy układu jest niewielkie obciążenie pływaka przez przetwornik przesunięcia. W poziomomierzach omawianego typu stosuje się pływaki płaskie, charakteryzujące się dużymi zmianami siły wyporu przy zmianie głębokości zanurzenia, mało wrażliwe na wahania gęstości cieczy.





Rys. 10.18. Nurnikowy przetwornik poziomu cieczy

Pomiar poziomu cieczy przy użyciu pływaka o zmiennym zanurzeniu (nurnika) wykorzystuje przetwarzanie na sygnał pomiarowy siły jego wyporu (rys. 10.18). Na nurnik zanurzony częściowo w cieczy działają dwie przeciwnie skierowane siły: ciężkości i wyporu. Siła ciężkości ma wartość stałą, natomiast siła wyporu jest zgodnie z prawem Archimidesa zależna od głębokości zanurzenia pływaka (objętości wypartej cieczy). Wypadkową siłę można określić wzorem

$$dF = A \cdot dh \cdot \rho_c, \quad (10.8)$$

w którym:  $A$  - powierzchnia poprzecznego przekroju nurnika,  
 $\rho_c$  - gęstość cieczy w zbiorniku.

Siłę  $F$  przetwarza na standardowy sygnał pomiarowy  $S$  przetwornik  $P$ . Przetwornik ten musi zapewnić pomijalnie małe zmiany położenia nurnika w całym zakresie mierzonego poziomu cieczy. Najczęściej stosuje się tu przetworniki kompensacyjne typu równoważni pneumatycznej lub prądowej (patrz rozdz. 10.7.2). Poziomomierz z nurnikiem, nazywany przetwornikiem wypornościowym, jest bardziej wrażliwy na zmiany gęstości cieczy niż przetwornik z pływakiem powierzchniowym. Obydwa opisane pływakowe przetworniki poziomu cieczy są narażone na obrastanie przy pomiarach poziomu zawiesiny, a ich klasa niedokładności zawiera się między 1 i 2,5.



### 10.5.3. Hydrostatyczne przetworniki poziomu cieczy

Hydrostatyczne przetworniki poziomu cieczy mierzą różnicę ciśnień nad powierzchnią cieczy i pod jej powierzchnią, na ustalonym poziomie. Jeżeli słup cieczy ma wysokość  $h$ , to ciśnienie hydrostatyczne  $p$  tego słupa można określić wzorem

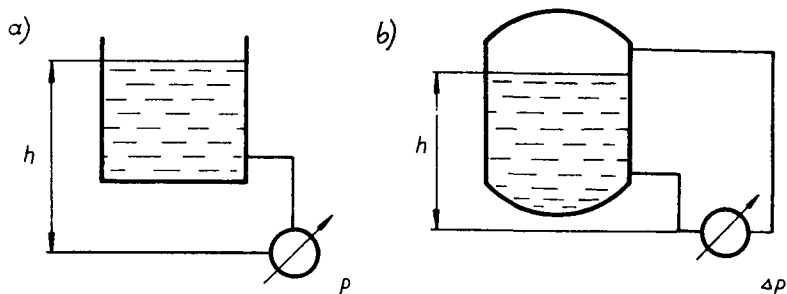
$$p = h \cdot \rho_c \cdot g, \quad (10.9)$$

w którym:  $\rho_c$  - gęstość cieczy,  
 $g$  - przyspieszenie ziemskie.

Jak widać ciśnienie  $p$  jest liniową funkcją poziomu cieczy, jeżeli gęstość tej cieczy ma wartość stałą.

#### A. Przetworniki manometryczne miejscowe

Miejscowe przetworniki manometryczne poziomu cieczy zawierają czujnik do bezpośredniego przetwarzania hydrostatycznego ciśnienia słupa cieczy na sygnał pomiarowy. W najprostszej postaci są to wskaźniki ciśnienia lub różnicy ciśnień (manometry), zainstalowane w pobliżu dna zbiornika i wykalibrowane w jednostkach jego napełnienia.



Rys. 10.19. Manometryczne przetworniki poziomu cieczy w zbiornikach:  
a) otwartym, b) zamkniętym

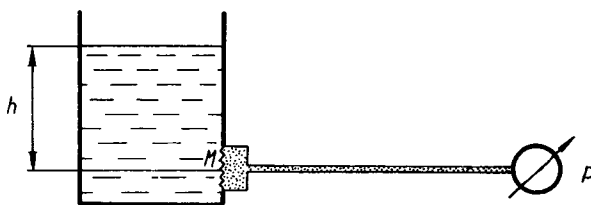
W zbiorniku otwartym, kiedy nad powierzchnią cieczy panuje ciśnienie atmosferyczne, stosuje się miernik ciśnienia hydrostatycznego  $p$ . (rys. 10.19a). W zbiorniku zamkniętym, w którym nad powierzchnią cieczy panuje ciśnienie różne od atmosferycznego i zmienne, stosuje się pomiar różnicy ciśnień  $\Delta p$  nad i pod powierzchnią cieczy (rys. 10.19b).



Miejscowe przetworniki manometryczne oprócz wrażliwości na zmiany gęstości cieczy są mało odporne na obecność zawieszin, które mogą sedymentować lub nawet fermentować w przewodach łączących zbiornik z czujnikiem i w samym czujniku, niekiedy wręcz uniemożliwiając pomiar. Błędy pomiaru powoduje też zmiana poziomu umieszczenia czujnika (wskaźnika) w stosunku do dna zbiornika. Zakres stosowalności tych przetworników jest bardzo szeroki, od kilku centymetrów do kilkudziesięciu metrów poziomu cieczy, natomiast klasa niedokładności jest zależna od wpływu czynników zakłócających i klasy zastosowanego miernika ciśnienia.

#### B. Przetworniki manometryczne membranowe

W celu uniknięcia zakłóceń pomiaru spowodowanych przez sedymentację zawieszin, ciecz, której poziom jest mierzony, oddzielono od manometrycznego czujnika pomiarowego elastyczną membraną  $M$  (rys. 10. 20), a przestrzeń za membraną i przewód doprowadzający do miernika ciśnienia wypełniono cieczą (olejem silikonowym). Uzyskano zwiększenie trwałości wskaźnika ciśnienia dzięki wyeliminowaniu korodującego wpływu cieczy w zbiorniku oraz możliwość pewnego oddalenia wskaźnika ciśnienia od zbiornika.



10.20. Membranowy przetwornik poziomu cieczy

#### C. Czujniki z przetwornikami siły

W nowych rozwiązaniach pośrednich hydrostatycznych przetworników poziomu cieczy znalazły zastosowanie nowoczesne kompensacyjne przetworniki ciśnienia opisane w rozdziale 10.9.3: przetwornik membranowy i komora Bartona z pneumatycznymi lub magnetoelektrycznymi równoważnikami siły. Przetworniki te, zainstalowane tuż przy zbiorniku i często odseparowane od zawartego w nim medium dodatkową membraną i olejem silikonowym, mierzą ciśnienie hydrostatyczne słupa cieczy

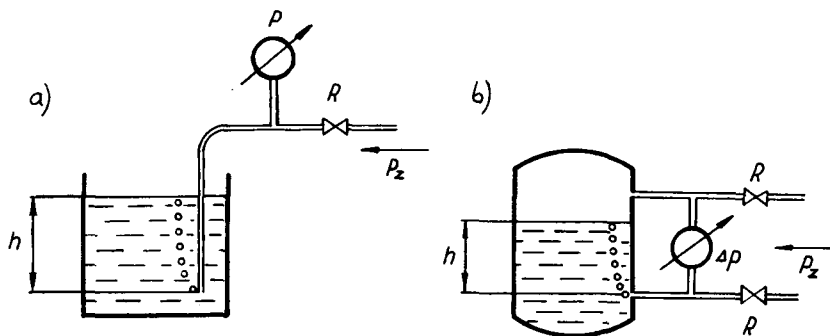


(lub różnicę ciśnienia słupa cieczy i ciśnienia nad powierzchnią cieczy), dostarczając pneumatycznego lub elektrycznego standardowego sygnału pomiarowego.

Najnowszym sposobem hydrostatycznego pomiaru poziomu cieczy jest zastosowanie manometru piezorezystancyjnego, opisanego w rozdziale 10.9.2 D, nie zawierającego żadnych części ruchomych i charakteryzującego się doskonałymi własnościami metrologicznymi (klasa niedokładności 0,1...0,5).

#### D. Przetworniki z sondą pneumatyczną

W przetwornikach tego typu czynnikiem oddzielającym ciecz w zbiorniku od miernika lub przetwornika pomiarowego jest powietrze pod odpowiednim ciśnieniem. Schemat najprostszego pneumatycznego przetwornika poziomu cieczy przedstawia rysunek 10.21a. W zbiorniku jest umieszczona cienka rurka, do której włącza się sprężone powietrze o ciśnieniu  $p_z$  przepływające przez zawór dławiący lub częściej przez miniaturowy regulator natężenia przepływu R. Ponieważ wylot rurki znajduje się na głębokości  $h$  pod powierzchnią cieczy, panuje w nim ciśnienie hydrostatyczne określone wzorem (10.9). Nadmiar powietrza uchodzący z rurki w postaci bąbelków nie dopuszcza do wypełnienia rurki cieczą. Ciśnienie powietrza  $p$ , będące liniową funkcją poziomu cieczy w zbiorniku ( $Q_c = \text{const}$ ) jest mierzone manometrem lub przetwarzane na pomiarowy sygnał standardowy w odpowiednim przetworniku. Wariant przetwornika pneumatycznego stosowanego do pomiarów poziomu cieczy w zbiornikach zamkniętych przedstawia rysunek 10.21b.



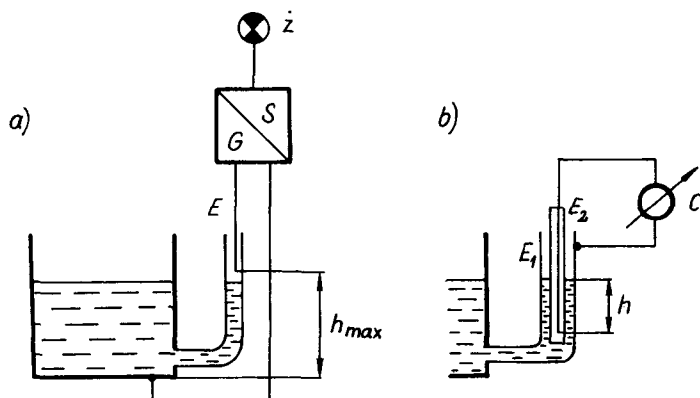
10.21. Pneumatyczny przetwornik poziomu cieczy w zbiornikach: a) otwartym, b) zamkniętym



Opisany pneumatyczny przetwornik poziomu cieczy, nazywany sondą pneumatyczną lub sondą bąbelkującą, jest szeroko stosowany w przemyśle spożywczym, ze względu na prostotę konstrukcji i dużą odporność na obecność w cieczach osadów. Powoduje wprowadzanie do zbiornika niewielkich ilości powietrza. Jak wszystkie przetworniki hydrostatyczne jest wrażliwy na zmiany gęstości cieczy. Może być stosowany także w cieczach lepkich i o dużej zawartości rozpuszczonych substancji, po zastosowaniu dopływu do sondy dodatkowego niewielkiego strumienia rozpuszczalnika (np. wody), zapobiegającego wysychaniu lub krystalizowaniu substancji w wylocie sondy.

#### 10.5.4. Elektryczne przetworniki poziomu cieczy

Z wielu możliwych rozwiązań elektrycznych przetworników poziomu cieczy tylko dwa znalazły szersze zastosowanie w miernictwie przemysłowym: przetwornik konduktancyjny i przetwornik pojemnościowy.



Rys. 10.22. Elektryczne przetworniki poziomu cieczy: a) dwupołożeniowy konduktancyjny, b) ciągły pojemnościowy

Prosty przetwornik konduktancyjny w wersji dwupołożeniowej bywa stosowany na przykład w sygnalizatorach napełnienia zbiornika cieczą powyżej zadanego poziomu (rys. 10.22a). W bocznej rurce lub bezpośrednio w metalowym zbiorniku jest umieszczony drucik (elektroda)  $E$ , odizolowany od tego zbiornika. Po zetknięciu się cieczy z końcem drucika (przekroczeniu poziomu  $h_{max}$ ) następuje zamknięcie obwodu elektrycznego



go przez konduktancję roztworu G, przetwarzaną w dwupołożeniowym przetworniku na sygnał wyjściowy S. Sygnał ten może być wykorzystany na przykład do automatycznego regulowania poziomu cieczy w zbiorniku. Warunkiem działania opisanego przetwornika jest odpowiednio duża konduktywność cieczy w zbiorniku.

Ciągły pojemnościowy przetwornik poziomu cieczy znajduje zastosowanie w precyzyjnych pomiarach niezbyt wielkich zmian poziomu cieczy o własnościach dielektrycznych (np. cieczy organiczne) lub roztworów elektrolitów. W bocznej, metalowej, wyprowadzonej ze zbiornika rurce, stanowiącej zewnętrzną elektrodę kondensatora ( $E_1$ ) jest umieszczona współśrodkowo w osłonie izolacyjnej druga, wewnętrzna elektroda  $E_2$  (rys. 10.22b). Zmiana poziomu cieczy w rurce pomiarowej powoduje zmianę przenikalności elektrycznej przestrzeni między elektrodami kondensatora i w rezultacie zmianę jego pojemności elektrycznej C. Zależność  $C = f(h)$  jest liniowa zgodnie z wzorem (10.7).

Sygnał wyjściowy przetwornika, w postaci pojemności elektrycznej, jest dogodny do przetworzenia go na częstotliwość i umożliwia dokładny, cyfrowy pomiar poziomu cieczy. Przetwornik nie nadaje się do stosowania w cieczach krystalizujących i zawiesinach.

#### 10.5.5. Wagowe przetworniki poziomu cieczy

Grupa wagowych przetworników poziomu cieczy wykorzystuje pomiar pośredni poprzez określanie masy (ważenie) całego zbiornika. Ten sposób pomiaru stosuje się do określania ilości cieczy (poziomu, objętości lub masy) w zbiornikach znacznych rozmiarów, na przykład w zbiornikach melasu w przemyśle cukrowniczym.

Pomiaru dokonuje się najczęściej przez zainstalowanie w konstrukcji nośnej zbiornika odpowiedniego przetwornika siły, na przykład naprężeniowego przetwornika tensometrycznego, przetwornika magnetośprężystego lub rezystancyjnego (patrz rozdz. 10.7.1), przetwarzającego siłę ciężenia zbiornika z cieczą na standardowy sygnał pomiarowy. Siłę ciężenia Q zbiornika z cieczą można określić wzorem

$$Q = (M_C + M_Z) \cdot g, \quad (10.10)$$

w którym:  $M_C$  - masa cieczy w zbiorniku,  
 $M_Z$  - masa pustego zbiornika,  
 $g$  - przyspieszenie ziemskie.





Wzajemną zależność siły ciężenia  $Q$  i poziomu cieczy  $h$  w pionowym zbiorniku cylindrycznym określa równanie

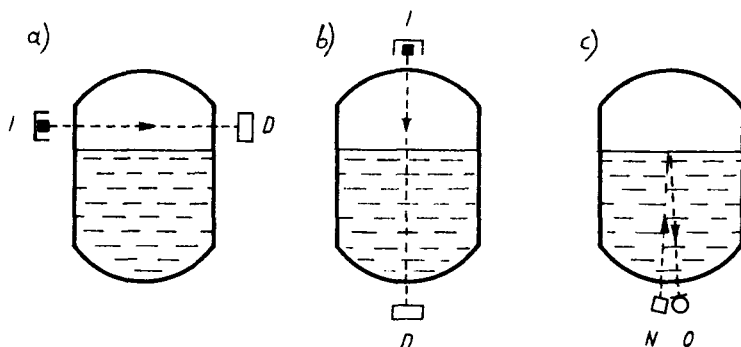
$$dQ = A \cdot dh, \quad (10.11)$$

gdzie  $A$  jest stałą zależną od powierzchni poprzecznego przekroju zbiornika i gęstości cieczy.

Wagowe przetworniki poziomu cieczy, mimo mniejszej dokładności i dużej wrażliwości na zmiany gęstości, są wygodne do stosowania w pomiarach poziomu (ilości) cieczy lepkich i zawieszin, ponieważ czujnik pomiarowy jest zainstalowany na zewnątrz zbiornika i nie ulega wpływom cieczy zawartej w zbiorniku.

#### 10.5.6. Falowe przetworniki poziomu cieczy

Istotą działania falowych przetworników poziomu cieczy jest zastosowanie w nich fal elektromagnetycznych lub akustycznych. Najczęściej stosuje się pomiar tłumienia promieniowania  $\gamma$  lub  $\beta$  (przetworniki izotopowe) oraz pomiar czasu powrotu odbitej fali ultradźwiękowej, podobny do pomiaru stosowanego w echosondowym określaniu głębokości zbiorników wodnych [4].



Rys. 10.23. Falowe przetworniki poziomu cieczy: a) izotopowy dwupołożeniowy, b) izotopowy ciągły, c) ultradźwiękowy

Zasadę działania przetworników izotopowych (radiacyjnych) wyjaśniono na rysunku 10.23a i b. Źródło promieniowania I (np.  $^{60}\text{Sr}$  czy  $^{204}\text{Tl}$  przy promieniowaniu  $\beta$ ,  $^{60}\text{Co}$  czy  $^{137}\text{Cs}$  przy promieniowaniu  $\gamma$ ), umieszczone w specjalnej obudowie, wysyła wiązkę promieniowania przechodzącą przez ściany zbiornika<sup>1/</sup> i jego wnętrze oraz trafiającą do detektora D. Warstwa cieczy w zbiorniku wywołuje zwiększenie tłumienia promieniowania, proporcjonalne do swojej grubości. W wersji dwupołożeniowej (rys. 10.23a) przetwornik jest bardzo odporny na czynniki zakłócające, natomiast w wersji analogowej (rys. 10.23b) występuje zakłócający wpływ zmian gęstości cieczy w zbiorniku, powodujący zmiany stopnia absorpcji promieniowania (por. rozdz. 12.3.6).

W przetworniku ultradźwiękowym (rys. 10.23c) nadajnik N wysyła impulsowo falę akustyczną o częstotliwości 30...100 kHz, która po odbiciu od powierzchni cieczy trafia do odbiornika O. Specjalny układ elektroniczny oblicza czas, jaki upływa od momentu wysłania impulsu fali do jej odebrania, i na tej podstawie określa poziom cieczy w zbiorniku.

Przetworniki falowe należą do przetworników bezdotykowych, działających zdalnie i to praktycznie przez ściany zbiornika. Z tego względu są stosowane w takich przypadkach kiedy umieszczenie czujnika poziomu cieczy wewnątrz zbiornika jest niemożliwe lub niebezpieczne (np. w reaktorach uwodorniania oleju w przemyśle tłuszczowym). Przetworniki izotopowe nadają się również do pomiarów poziomu materiałów sypkich (rozdz. 10.6).

Dokładność falowych przetworników poziomu cieczy jest zależna od czynników zakłócających, głównie zmian gęstości i zwykle nie jest lepsza niż 1%. Wadami przetworników izotopowych są: wysoki stopień skomplikowania i znaczna cena, a także konieczność przestrzegania zasad ochrony radiologicznej.

#### 10.6. Pomiary poziomu materiałów sypkich

Pomiary poziomu materiałów sypkich znajdują zastosowanie przede wszystkim w określaniu ilości substancji składowanej w silosach, np. skrobi czy sacharozy. Podstawowym problemem dokładnego określa-

---

<sup>1/</sup> Promieniowanie  $\beta$  tylko przez ściany aluminiowe lub z tworzyw sztucznych.



nia ilości substancji sypkiej jest właściwe ukształtowanie jej powierzchni, która tylko w metodzie wagowej nie musi być możliwie płaska. Powstawanie w silosach stożka nasypowego jest eliminowane przez stosowanie specjalnych obrotowych urządzeń nasypujących i wyładowczych. Drugim źródłem błędów pomiaru, istotnym przy określaniu ilości materiału w zbiorniku przez pomiar jego poziomu, jest zmienna gęstość nasypowa większości substancji sypkich. Z powyższych względów najdokładniejszą metodą określania ilości substancji sypkiej w zbiorniku (klasa niedokładności 1...2,5) nie jest pomiar jej poziomu, lecz ważenie całego zbiornika, realizowane podobnie jak to zostało opisane w rozdziale 10.5.5 omawiającym ważenie zbiornika z cieczą.

W przypadkach gdy nie jest wymagana duża dokładność pomiaru ilości materiału sypkiego, lub gdy ważenie zbiornika jest utrudnione (np. w pomiarach poziomu kamienia wapiennego wypalanego w piecu w przemyśle cukrowniczym), stosuje się izotopowy pomiar poziomu, podobnie jak w przypadku cieczy (rys. 10.23a i b). Spotyka się też rozwiązania z sondowaniem poziomu materiału w zbiorniku różnego rodzaju sondami mechanicznymi [4], bądź nawet obserwowanie wnętrza zbiornika na ekranie monitora telewizyjnego, jak to ma miejsce w przypadku pojemnika buraków nad krajalnicami w niektórych cukrowniach.

### 10.7. Pomiary siły

Pomiary siły mają duże znaczenie w miernictwie przemysłowym, ponieważ siła występuje jako pierwotny sygnał pomiarowy w wielu czujnikach ciśnienia, różnicy ciśnień, termometrach ciśnieniowych, niektórych przetwornikach poziomu czy gęstości cieczy. Równoważenie sił jest także podstawą działania większości przetworników międzysystemowych i regulatorów pneumatycznych.

Jednostką siły jest w układzie SI niuton  $[N] = [kg \cdot m \cdot s^{-2}]^{1/}$ . Siły, z jakimi mamy do czynienia w miernictwie przemysłowym, zawierają się w bardzo szerokich granicach - od ok.  $10^{-2}$  do  $10^7$  N i w zależności od zakresu ich zmian stosuje się różne przetworniki pomiarowe. W przetwornikach sprężystych mierzoną siłę równoważy się mechanicznym naprężeniem elementu odkształcanego; w innych, kompensacyj-

<sup>1/</sup> W stosowanym dawniej układzie jednostek miar 1 kg = 9,80665 N



nych, siłę tę równoważy się siłą wytwarzaną przez przetwornik. Zestawienie najczęściej stosowanych przetworników siły wraz z ich podstawowymi własnościami metrologicznymi zawiera tabela 10.3.

T a b e l a 10.3

## Przetworniki siły

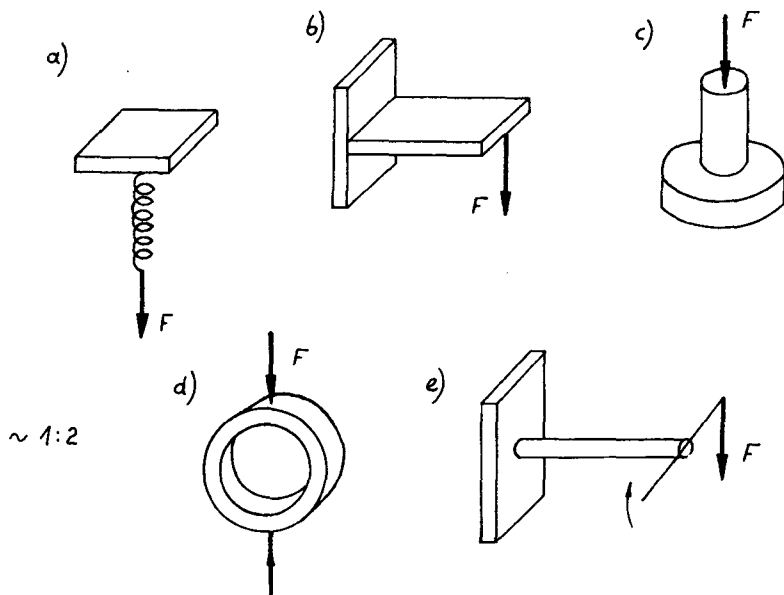
| Rodzaj przetwornika                                       | Sygnał wtórny             | Zakres stosowności             | Klasa niedokładności   |
|-----------------------------------------------------------|---------------------------|--------------------------------|------------------------|
| Sprężysty pośredni strunowy tensometryczny                | częstotliwość rezystancja | 0,1...100 N<br>1 N...20 GN     | 0,5<br>0,1...1         |
| Sprężysty bezpośredni piezorezystancyjny magnetosprężysty | rezystancja napięcie      | 1 N...100 kN<br>100 kN...20 GN | 0,2...0,5<br>0,2...1,5 |
| Kompensacyjny pneumatyczny                                | ciśnienie powietrza       | 0,1...10 N                     | 0,5...1,5              |
| Kompensacyjny magnetoelektryczny                          | natężenie prądu           | 0,1...10 N                     | 0,5...1,5              |

10.7.1. Sprężyste przetworniki siły

## A. Przetworniki pośrednie

Sprężyste przetworniki siły są w większości przetwornikami pośrednimi i składają się z dwóch elementów: mechanicznego czujnika sprężystego przetwarzającego mierzoną siłę na przesunięcie liniowe lub kątowe (odkształcenie lub naprężenie elementu sprężystego) oraz elektrycznego przetwornika tego przesunięcia [4,75]. Rodzaje najczęściej stosowanych mechanicznych czujników sprężystych przedstawiono na rysunku 10.24, a ich podstawowe własności zestawiono w tabeli 10.4.





Rys. 10.24. Mechaniczne sprężyste czujniki siły: a) sprężyna spiralna, b) sprężyna płaska, c) walec ściskany, d) pierścień ściskany, e) pręt skręcany

T a b e l a 10.4

Sprężyste czujniki siły

| Rodzaj czujnika    | Sygnał wyjściowy                    | Zakres sił<br>(momentów sił) | Zakres<br>przesunięć     |
|--------------------|-------------------------------------|------------------------------|--------------------------|
| sprężyna spiralna  | przesunięcie liniowe                | 0,01...100 N                 | 1 $\mu\text{m}$ ...10 cm |
| sprężyna płaska    | przesunięcie liniowe                | 0,1...100 N                  | 1 $\mu\text{m}$ ...1 cm  |
| walec ściskany     | przesunięcie liniowe,<br>naprężenie | 1 MN...20 GN                 | 1 $\mu\text{m}$ ...1 cm  |
| pierścień ściskany | przesunięcie liniowe,<br>naprężenie | 1 N...0,1 MN                 | 1 $\mu\text{m}$ ...1 cm  |
| pręt skręcany      | przesunięcie kątowe,<br>naprężenie  | 1...10 <sup>6</sup> N·m      | $\pi/2$ rad              |



Do przetwarzania niewielkich sił stosuje się najczęściej sprężyny stalowe lub fosforobrazowe, przy pomiarach sił znacznych (np. ważenie silosów) elementem odkształcanym jest stalowy pierścień lub walec. Odkształcenia elementów sprężystych są niewielkie, mieszczące się w zakresie sprężystości materiału. Pewne błędy liniowości przetwarzania są spowodowane histerezą sprężystą, opóźnieniem sprężystym, zmęczeniem materiału czujnika czy odkształceniami termicznymi.

W zależności od wielkości odkształcenia czujnika sprężystego i wymaganej dokładności przetwarzania siły, jako przetworniki wtórne można stosować praktycznie wszystkie przetworniki niewielkiego przesunięcia liniowego czy kątownego. Największą popularność znalazły tu jednak tylko dwa przetworniki elektryczne: strunowy i tensometryczny. Zostały one omówione w rozdziale 10.1. Przetworniki wtórne są zwykle łączone z odkształcanym elementem (np. tensometry nakleja się na boczną powierzchnię ściskanego walca czy pierścienia) w przetwornik siły na sygnał elektryczny.

#### B. Bezpośredni przetwornik piezorezystancyjny

Tensometryczny półprzewodnikowy czujnik przesunięcia liniowego, w specjalnym wykonaniu w postaci kryształu półprzewodnika (najczęściej krzemu) z wdyfundowaną strukturą mostka rezystancyjnego, tzw. przetwornik piezorezystancyjny, może sam stanowić kompletny przetwornik siły na sygnał w postaci zmiany rezystancji gałęzi mostka [2,75]. Wytrzymuje on obciążenia do 8 kN/cm<sup>2</sup>, odkształcając się przy tym o ułamek milimetra. Przetwornik nie zawiera części ruchomych, ma bardzo prostą konstrukcję, liniową charakterystykę, jest pozbawiony histerezy i stabilny temperaturowo. Produkuje się go w postaci mogącej podlegać ścisłaniu płytki, z wyprowadzonymi czterema elastycznymi przewodami elektrycznymi. Klasa niedokładności jest zawarta między 0,2 i 0,5.

#### C. Bezpośredni przetwornik piezoelektryczny

Zmiana siły  $dF/d\sigma$  wywieranej na kryształ półprzewodnika odkształcający się w granicach sprężystości, powoduje powstanie na ściankach tego kryształu ładunku elektrycznego proporcjonalnego do amplitudy odkształcenia (zjawisko piezoelektryczne). Zmiana ładunku może być łatwo przetworzona na proporcjonalne napięcie elektryczne rzędu kilku mV [40]. Kryształy piezoelektryczne wykonuje się najczęściej z kwarcu ( $\text{SiO}_2$ ), rzadziej z tytanianu baru ( $\text{BaTiO}_3$ ). Przetworniki kwarcowe są

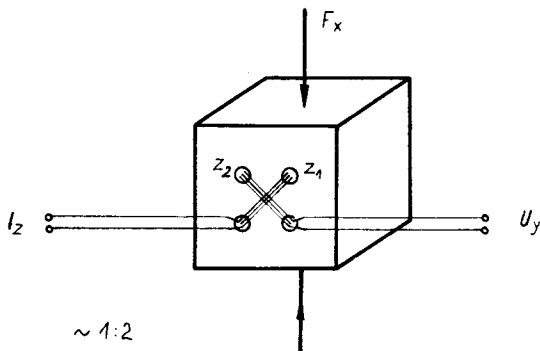


bardzo wytrzymałe mechanicznie, mają liniową charakterystykę, są pozbawione histerezy. Dokładność przetwarzania może zawierać się w granicach 0,5...1,5%.

Przetworniki piezoelektryczne, ze względu na spadek wytworzonego ładunku elektrycznego spowodowany rezystancją wejściową miliwoltomierza, rezystancją izolacji i samego kryształu czujnika, nie mogą przetwarzać sił statycznych. Znajdują zastosowanie w pomiarach sił i naprężeń szybkozmiennych (powyżej  $10^{-1}$  Hz), np. drgań elementów maszyn, czy konstrukcji.

#### D. Bezpośredni przetwornik magnetosprężysty

Jest to ciekawy przetwornik siły, w którym również sam czujnik sprężysty jest przetwornikiem pomiarowym. Wykorzystuje się tu zjawisko anizotropii przenikalności magnetycznej pod działaniem naprężenia mechanicznego (zjawisko odwrotne do magnetostrykcji) [4,40]. W stałym bloku (rys. 10.25), podlegającym działaniu ściskającej lub rozciągającej siły  $F_x$ , są umieszczone dwa skrzyżowane uzwojenia  $Z_1$  i  $Z_2$ . Przez uzwojenie pierwotne  $Z_1$  przepływa prąd o stałym natężeniu  $I_z$ , natomiast z uzwojenia wtórnego  $Z_2$  odbiera się napięcie wyjściowe  $U_y$ . Przy braku siły  $F_x$  układ jest symetryczny (skrzyżowane pod kątem prostym osie uzwojeń  $Z_1$  i  $Z_2$ ) i w uzwojeniu wtórnym nie wzbudza się napięcie. Pod działaniem naprężenia powstaje asymetria magnetyczna,



Rys. 10.25. Magnetosprężysty przetwornik siły

powodująca powstanie sprzężenia między uzwojeniami  $Z_1$  i  $Z_2$ , wskutek czego w uzwojeniu wtórnym indukuje się napięcie proporcjonalne do siły wywołującej naprężenie.



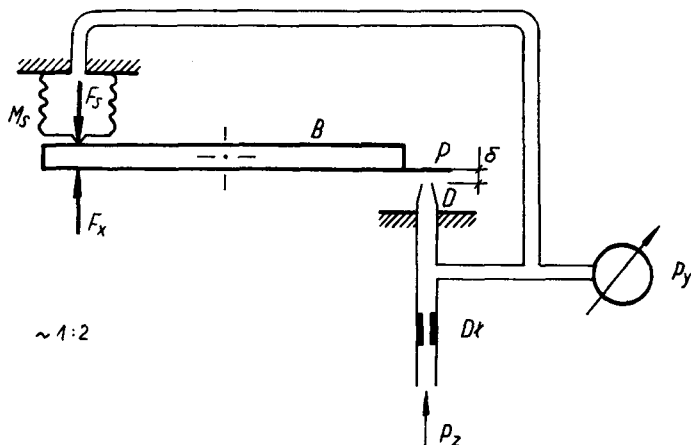
Przetworniki magnetosprężyste służą do pomiarów znacznych sił, od 100 kN do 20 GN i osiągają klasę niedokładności 0,2. Przy tak dokładnych pomiarach wymagają kompensowania wpływu zmian temperatury.

### 10.7.2. Kompensacyjne przetworniki siły

Kompensacyjne przetworniki siły działają na zasadzie równoważenia siły mierzonej siłą równą co do wielkości lecz przeciwnie skierowaną. Sygnał wyjściowy przetwornika jest proporcjonalny do siły kompensującej, a tym samym do siły mierzonej. Kompensacyjne przetworniki siły wchodzi w skład wielu pośrednich przetworników pomiarowych, przetworników międzysystemowych i regulatorów.

#### A. Pneumatyczny przetwornik siły

Pneumatyczny przetwornik siły, tzw. równoważnia pneumatyczna, dostarcza sygnału wyjściowego w postaci ciśnienia powietrza. Jego schemat przedstawiono na rysunku 10.26. Sygnał wejściowy w postaci siły



Rys. 10.26. Pneumatyczny przetwornik siły

$F_x$  działa na zawieszoną obrotowo belkę B i usiłuje zmniejszyć szczelinę  $\delta$  między przesłoną P i dyszą D. Dysza wraz z elementami towarzyszącymi tworzą kaskadę pneumatyczną, opisaną w rozdziale 10.1.2 i zasilaną powietrzem o ciśnieniu  $p_2$  przez dławik  $D_t$ .





Zmniejszeniu szczeliny  $\delta$  przeciwdziała mieszek sprężysty sprzężenia zwrotnego  $M_s$  (przetwornik ciśnienia na siłę), który otrzymuje wtedy zwiększone ciśnienie  $p_y$  i reaguje zwiększeniem siły  $F_s$ , skierowanej przeciwnie do siły  $F_x$ . Ustala się samoczynnie równowaga sił (momentów sił) i każdej wartości  $F_x$  odpowiada określona wartość ciśnienia wyjściowego  $p_y$ . Ponieważ następuje tu odejmowanie się sił, sprzężenie zwrotne jest sprzężeniem ujemnym (por. rozdz. 15.3).

Jeżeli powierzchnia czołowa mieszka  $M_s$  wynosi  $S$ , to siłę  $F_s$  możemy określić wzorem

$$F_s = S \cdot p_y. \quad (10.12)$$

Ponieważ w stanie równowagi  $F_s = F_x$ , otrzymujemy równanie charakterystyki przetwornika

$$p_y = \frac{1}{S} \cdot F_x = K \cdot F_x. \quad (10.13)$$

Dzięki wprowadzeniu pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego sygnał wyjściowy przetwornika jest ściśle liniową funkcją sygnału wejściowego. Bez sprzężenia, w przypadku gdyby mieszek sprężysty  $M_s$  na rysunku 10.26 zastąpić na przykład sprężyną równoważącą siłę  $F_x$ , kaskada pneumatyczna pełniłaby rolę wyłącznie przetwornika przesunięcia  $\delta = f(F_x)$  i miałaby charakterystykę nieliniową (por. rozdz. 10.1.2). Ujemne sprzężenie zwrotne umożliwia kompensowanie (odejmowanie) szeregu zakłóceń, na przykład wpływu zmian ciśnienia  $p_z$ , temperatury, średnicy dyszy itp. Ponieważ przetwornik porównuje dwie siły, jego belka wykonuje ruchy bardzo niewielkie i zamiast ułożyskowania ślizgowego stosuje się najczęściej jej mocowanie na płaskich sprężynach, co eliminuje tarcie i histerezę charakterystyki przetwornika. Dokładność przetwarzania osiąga 0,5% przy niewielkim zakresie sił, od 0,1 do 10 N.

#### B. Magnetoelektryczny przetwornik siły

Magnetoelektryczny przetwornik siły, tzw. równoważnia prądowa, przetwarza siłę bezpośrednio na sygnał w postaci natężenia prądu elektrycznego. Jego schemat przedstawiono na rysunku 10.27. Struktura przetwornika jest podobna do struktury pneumatycznego przetwornika siły. Siła  $F_x$  wychyla belkę B, a przesunięcie końca belki jest mie-

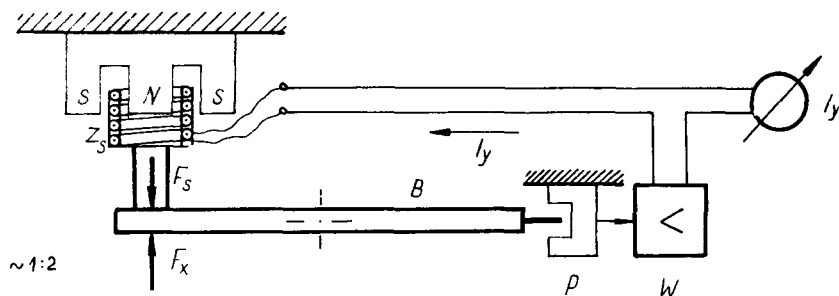


rzony czujnikiem elektrycznym P, np. czujnikiem transformatorowym lub hallotronowym. Sygnał z czujnika jest wzmacniany przez wzmacniacz W, a prąd wyjściowy wzmacniacza  $I_y$  płynie przez cewkę  $Z_s$  umocowaną do belki i znajdującą się w polu magnetycznym nieruchomego magnesu. Przepływ prądu przez cewkę powoduje powstanie siły magnetoelektrycznej sprzężenia zwrotnego  $F_s$ , równoważącej siłę wejściową  $F_x$  (sprężenie ujemne). Wartość siły  $F_s$  można określić wzorem

$$F_s = B \cdot l \cdot I_y, \quad (10.14)$$

w którym B jest indukcją między biegunami magnesu, a l jest długością przewodów cewki w polu magnetycznym. Ponieważ wartości B i l są stałe dla danego typu przetwornika, a w momencie równowagi sił  $F_s = F_x$ , to równanie charakterystyki przetwornika ma postać

$$I_y = K \cdot F_x. \quad (10.15)$$



Rys. 10.27. Magnetoelektryczny przetwornik siły

Sygnał wyjściowy przetwornika - prąd  $I_y$  jest liniową funkcją sygnału wejściowego - siły  $F_x$ . Zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego pozwala uzyskać liniową charakterystykę przetwornika oraz podobnie jak w przetworniku pneumatycznym eliminuje szereg czynników zakłócających. Dokładność przetwarzania osiąga 0,5% przy zakresie sił 0,1...10 N.



### 10.8. Pomiary masy i strumienia masy

Pomiar masy nazywa się ważeniem. W procesach przemysłowych ważenie ma najczęściej dwa zadania: okresowe określenie nieznaney masy (np. ważenie porcji surowców używanych w procesie technologicznym) oraz ciągle mierzenie strumienia masy substancji transportowanej do procesów ciągłych. W zależności od sytuacji stosuje się więc wagi okresowe do określania masy  $M$  i wagi ciągle do określania strumienia masy

$$\dot{M} = \frac{dM}{d\tau} \quad (10.16)$$

lub sumy masy w czasie  $\tau$

$$M(\tau) = \int_0^{\tau} \dot{M} d\tau. \quad (10.17)$$

Jednostką masy jest w układzie SI kilogram [kg]. Jednostką legalną jest również tona (1 t = 1 Mg).

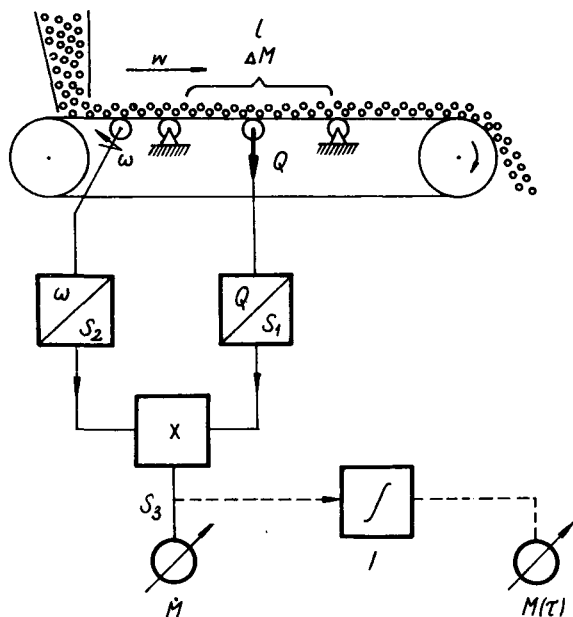
Wagi okresowe stosowane powszechnie w handlu są znormalizowane i działają na zasadzie porównania mas lub sił ciężenia mas. Przepisy wykluczają pomiary pośrednie przez określanie wartości siły ciężenia danej masy. Natomiast w miernictwie przemysłowym wyznaczanie masy przez pomiar siły ciężenia jest powszechnie stosowane.

Przemysłowe wagi okresowe do mierzenia niewielkich mas (do 50 kg) są często wykonywane jako sprężynowe, w których siła ciężenia mierzonej masy powoduje wydłużenie lub skrócenie sprężyny, przetwarzane następnie na użyteczny sygnał pomiarowy. Większą dokładność mają wagi uchylne, w których przetwarza się na sygnał pomiarowy kąt wychylenia ze stanu równowagi dźwigni z masą badaną, obciążonej masą porównawczą. Przy pomiarach znacznych mas, rzędu Mg (np. ważenie zbiorników czy silosów), stosuje się sprężyste tensometryczne lub piezorezystancyjne przetworniki siły ciężenia, a także przetworniki magnetosprężyste. Waga okresowa o zautomatyzowanym cyklu pracy, odmierzająca cyklicznie ściśle określoną porcję masy  $\Delta M$  może służyć do mierzenia sumy masy w czasie  $\tau$

$$M(\tau) = n \cdot \Delta M, \quad (10.18)$$



gdzie  $n$  jest liczbą porcji masy odmierzonych w czasie  $\tau$ , zliczoną przez odpowiedni licznik impulsów.



Rys. 10.28. Ciągła waga taśmowa

Pomiar strumienia masy jest realizowany najczęściej za pomocą wagi przenośnikowej, np. taśmowej. Schemat ciągłej wagi taśmowej przedstawia rysunek 10.28. Substancja ważona jest transportowana przez przenośnik taśmowy z prędkością liniową  $w$ . Jedną ze środkowych rolek podtrzymujących taśmę przenośnika jest połączona z przetwornikiem siły ciężenia  $Q = \Delta M \cdot g$ , określającym pośrednio masę porcji substancji  $\frac{\Delta M}{1}$  znajdującej się na pewnym odcinku  $l$  taśmy przenośnika po obu stronach rolki (sygnał pomiarowy  $S_1 = K_1 \cdot \frac{\Delta M}{1}$ ). Drugi czujnik pomiarowy - rolka dociskana do taśmy przenośnika, przetwarza liniową prędkość ruchu taśmy  $w$  na prędkość kątową  $\omega$ , przekształcaną z kolei w odpowiednim przetworniku na sygnał pomiarowy  $S_2 = K_2 \cdot w$ . Sygnały  $S_1$  i  $S_2$  są następnie mnożone w członie mnożącym ( $x$ ) zgodnie z równaniem



$$S_3 = S_1 \cdot S_2 = K_1 \cdot K_2 \cdot \frac{\Delta M}{1}(\tau) \cdot w(\tau) = K_3 \cdot \frac{dM}{d\tau} = K_3 \cdot \dot{M} \quad (10.19)$$

Przez dodanie członu I całkującego sygnał pomiarowy  $S_3$  otrzymamy możliwość pomiaru również sumy masy w czasie  $\tau$  zgodnie z wzorem (10.17).

Przenośnikowe wagi taśmowe są bardzo często stosowane w przemyśle spożywczym, na przykład w każdej cukrowni określają strumień i sumę masy krajanki buraczanej doprowadzanej do ekstraktora, a ich sygnał wyjściowy jest wykorzystywany w układzie automatycznej regulacji procesu ekstrakcji sacharozy. Klasa niedokładności tych wag jest z reguły lepsza od 1.

### 10.9. Pomiary ciśnienia i różnicy ciśnień

Ciśnienie i różnica ciśnień są w miernictwie przemysłowym wielkościami mierzonymi bardzo często. Występują one jako sygnał wtórny w szeregu pomiarów innych wielkości, jak na przykład natężenia przepływu, poziomu, gęstości cieczy, temperatury itp.

Ponieważ praktycznie wszystkie pomiary przemysłowe są dokonywane w atmosferze ziemskiej o określonym, chociaż zmiennym ciśnieniu barometrycznym  $p_b$ , w miernictwie przemysłowym dokonuje się najczęściej pomiaru ciśnienia względnego (manometrycznego)  $p$ , odniesionego właśnie do ciśnienia barometrycznego (atmosferycznego). W wyjątkowych wypadkach mierzy się ciśnienie bezwzględne (absolutne)  $p_a$ , odniesione do próżni, przy czym

$$p_a = p + p_b. \quad (10.20)$$

Przyrządy do pomiaru ciśnienia względnego nazywają się manometrami przy pomiarze nadciśnienia i wakuometrami przy pomiarze podciśnienia. Różnicę ciśnień mierzą manometry różnicowe, natomiast ciśnienie bezwzględne - barometry (rys. 10.29). Jednostką ciśnienia jest w układzie SI paskal [Pa] = [N · m<sup>-2</sup>]. Przeliczenia dawniej stosowanych jednostek ciśnienia na paskale można dokonać według zależności:



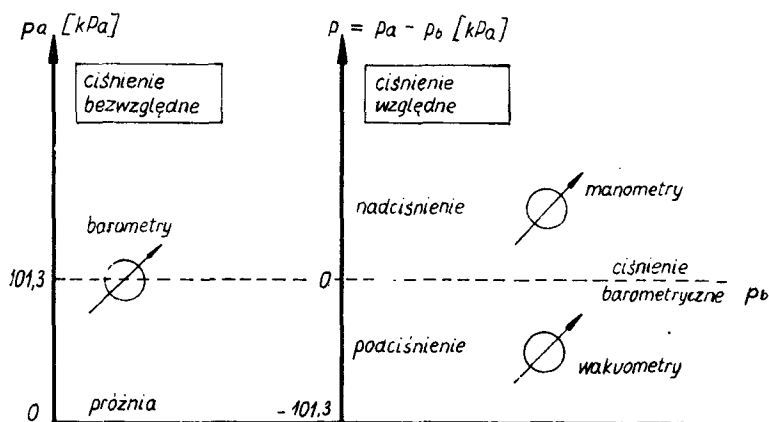
$$1 \text{ bar} = 10^5 \text{ Pa},$$

$$1 \text{ atm} = 101,325 \text{ kPa},$$

$$1 \text{ at (kg/cm}^2\text{)} = 98,0665 \text{ kPa},$$

$$1 \text{ mm Hg (torr)} = 133,32 \text{ Pa},$$

$$1 \text{ mm H}_2\text{O} = 9,80665 \text{ Pa}.$$



Rys. 10.29. Rodzaje mierzonych ciśnień

Jak już powiedziano, w miernictwie przemysłowym mierzy się najczęściej różnicę dwóch ciśnień  $\Delta p$  lub ciśnienie względne określone w stosunku do ciśnienia barometrycznego, którego wartość odniesiona do poziomu morza wynosi  $p_b = 101,3 \pm 4 \text{ kPa}$ , w zależności od fizycznego stanu atmosfery. Przy pomiarach niewielkich ciśnień względnych należy się więc liczyć z pewnym błędem pomiaru spowodowanym wahaniami ciśnienia atmosferycznego, bądź też stosować przyrządy do określania ciśnienia bezwzględnego.



Pomiar ciśnienia sprowadza się zawsze do pomiaru siły wywieranej przez ciecz lub gaz na określoną powierzchnię (wyjątek stanowią jonizacyjne metody pomiaru znacznych podciśnień). Metoda pomiaru tej siły określa rodzaj czujnika (przetwornika) ciśnienia [106]. W przetwornikach cieczowych mierzone ciśnienie równoważy się ciśnieniem hydrostatycznym słupa cieczy, w sprężystych - naprężeniem mechanicznego elementu odkształcanego. W innych rozwiązaniach stosuje się różnego rodzaju bezpośrednie i kompensacyjne przetworniki siły. Zestawienie najczęściej stosowanych w miernictwie przemysłowym czujników i przetworników ciśnienia względnego oraz różnicy ciśnień zawiera tabela 10.5.

T a b e l a 10.5

Przetworniki do pomiaru ciśnienia względnego i różnicy ciśnień

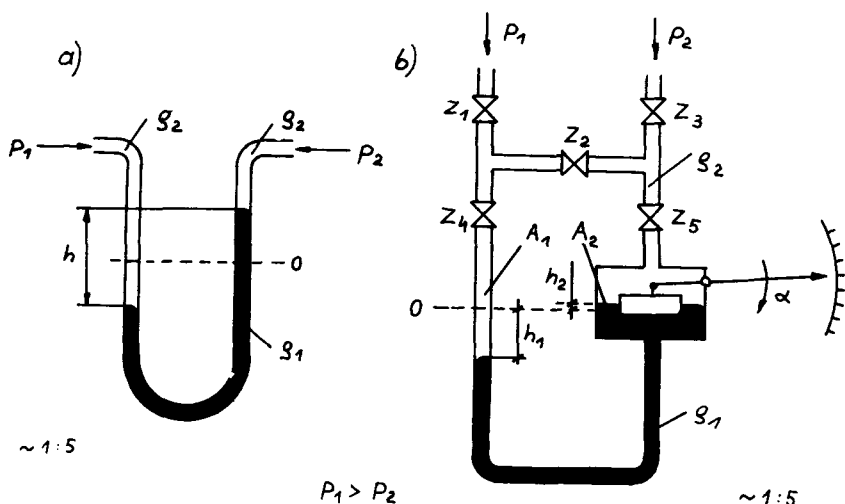
| Rodzaj przetwornika         | Sygnał wyjściowy                | Zakres stosowności         | Klasa niedokładności |
|-----------------------------|---------------------------------|----------------------------|----------------------|
| cieczowy<br>pływakowy       | przesunięcie liniowe lub kątowe | 0...100 kPa                | 1...2,5              |
| waga<br>pierścieniowa       | przesunięcie kątowe             | 0...5 kPa                  | 0,5...1,5            |
| sprężysty<br>rutka Bourdona | przesunięcie kątowe             | 1...10 <sup>5</sup> kPa    | 1...5                |
| membranowy                  | przesunięcie liniowe, siła      | 0,05...10 <sup>3</sup> kPa | 1...1,5              |
| mieszkowy                   | przesunięcie liniowe, siła      | 0,1...10 <sup>3</sup> kPa  | 1...1,5              |
| piezorezystancyjny          | prąd                            | 0...10 <sup>4</sup> kPa    | 0,1...0,5            |
| kompensacyjny               |                                 |                            |                      |
| mieszkowy                   | siła                            | 0...10 <sup>3</sup> kPa    | 1...2,5              |
| dzwonowy                    | siła                            | 0...10 kPa                 | 0,5...1,5            |
| membranowy                  | siła                            | 0...50 kPa                 | 0,5...1              |
| komora Bartona              | siła                            | 0...10 <sup>3</sup> kPa    | 0,5...1              |



### 10.9.1. Cieczowe przetworniki ciśnienia

Cieczowe przetworniki ciśnienia są prostymi urządzeniami, przetwarzającymi różnicę ciśnień na różnicę poziomów cieczy. Mają zwykle postać szklanej, dwuramiennej rury w kształcie litery "U", wypełnionej częściowo cieczą manometryczną, najczęściej rtęcią (rys. 10.30a). Różnica poziomów cieczy ( $h$ ) w obu ramionach rury jest proporcjonalna do różnicy ciśnień  $p_1 - p_2$ , a odwrotnie proporcjonalna do przyspieszenia ziemskiego  $g$  oraz do różnicy gęstości cieczy manometrycznej ( $\rho_1$ ) i cieczy (gazu) wypełniającej pozostałe części rury ( $\rho_2$ )

$$h = \frac{p_1 - p_2}{g \cdot (\rho_1 - \rho_2)} = K \cdot (p_1 - p_2). \quad (10.21)$$



Rys. 10.30. Manometry cieczowe: a) bezpośredni, b) pływakowy

Jeżeli  $p_2 = p_0$ , manometr mierzy ciśnienie względne  $p_1$ . Manometry cieczowe nie nadają się do pomiarów ciśnienia cieczy mieszających się lub reagujących z cieczą manometryczną, a także o większej od niej gęstości.





### A. Manometr pływakowy

Zwykły cieczowy manometr rurkowy, mierzący różnicę ciśnień  $p_1 - p_2$  (lub  $p_1 - p_b$  gdy  $p_2 = p_b$ ) służy do pomiarów miejscowych. Przy pomiarach zdalnych, należy różnicę poziomów cieczy manometrycznej przetworzyć na odpowiedni sygnał pomiarowy. Najprostszym takim przetwornikiem jest manometr cieczowy pływakowy (rys. 10.30b). Stalowa rura o przekroju  $A_1$ , wypełniona częściowo rtęcią, posiada komorę o powiększonym przekroju  $A_2$  w której jest umieszczony pływak. Zależność poziomu rtęci (przesunięcia pływaka)  $h_2$  od różnicy ciśnień  $p_1$  i  $p_2$  oraz gęstości płynów  $\varrho_1$  i  $\varrho_2$  można obliczyć z wzoru:

$$p_1 - p_2 = (h_1 + h_2) \cdot (\varrho_1 - \varrho_2) \cdot g. \quad (10.22)$$

Ponieważ

$$h_1 \cdot A_1 = h_2 \cdot A_2, \quad (10.23)$$

to

$$h_2 = \frac{p_1 - p_2}{g \cdot (\varrho_1 - \varrho_2) \cdot \left( \frac{A_2}{A_1} + 1 \right)} = K \cdot (p_1 - p_2). \quad (10.24)$$

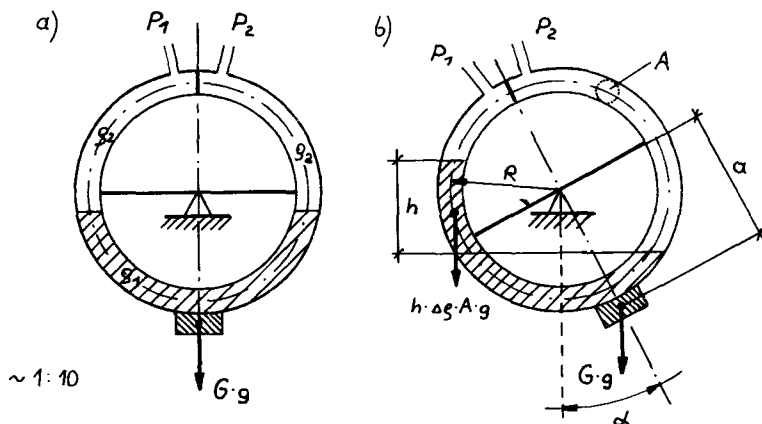
Zwiększenie przekroju komory, w której porusza się pływak, umożliwia osiągnięcie znacznej siły jego wyporu, zastosowanie dźwigniowego mechanizmu przetwarzającego przesunięcie liniowe  $h_2$  na przesunięcie kątowe  $\alpha$  wskazówki i ewentualne dalsze przetworzenie mechanicznego sygnału pomiarowego na jeden z sygnałów standardowych.

Manometry pływakowe mają znaczną masę i duże rozmiary, są wrażliwe na zmiany objętości cieczy manometrycznej (temperatura, straty), a także na zmiany masy pływaka (obrastanie). Z tego względu wyposaża się je z reguły w zespoły zaworów do zerowania przetwornika i przepływkiwania przewodów sygnałowych ( $Z_1$  do  $Z_5$  na rys. 10.30b), umożliwiające okresową, szybką kontrolę prawidłowości działania. Należą do grupy przetworników coraz częściej zastępowanych nowymi rozwiązaniami m.in. i z tego względu, że używanie rtęci zwłaszcza w przemyśle spożywczym budzi poważne zastrzeżenia.



## B. Waga pierścieniowa

Waga pierścieniowa jest oryginalnym cieczowym przetwornikiem różnicy ciśnień na przesunięcie kątowe. Jej konstrukcję wyjaśnia rysunek 10.31. Metalowy pierścień z rury o przekroju  $A$  jest zamknięty w górnej



Rys. 10.31. Waga pierścieniowa: a)  $p_1 = p_2$ , b)  $p_1 < p_2$

części przegrodą, obciążony w dolnej części obciążnikiem o masie  $G$  i zawieszony obrotowo powyżej środka ciężkości. Wewnątrz pierścienia znajduje się ciecz manometryczna (najczęściej rtęć) o gęstości  $\rho_1$ . Sygnały mierzonej różnicy ciśnień są doprowadzone elastycznymi przewodami do górnej części pierścienia. W momencie gdy ciśnienia  $p_1$  i  $p_2$  są równe (rys. 10.31a), poziomy cieczy manometrycznej w pierścieniu są także równe i zajmuje on położenie symetryczne względem osi pionowej. Jeżeli jednak np. ciśnienie  $p_2 > p_1$  (rys. 10.31b), ciecz manometryczna zacznie się przemieszczać wewnątrz pierścienia, a ten równocześnie obróci się o kąt  $\alpha$ , doprowadzając do zrównania się momentu siły ciężenia cieczy manometrycznej  $M_C$

$$M_C = h \cdot A \cdot (\rho_1 - \rho_2) \cdot g \cdot R = \Delta p \cdot A \cdot R \quad (10.25)$$

oraz momentu siły ciężenia obciążnika wagi  $M_G$

$$M_G = G \cdot g \cdot a \cdot \sin \alpha. \quad (10.26)$$



Z równań (10.25) i (10.26) można wyznaczyć zależność kąta obrotu pierścienia wagi  $\alpha$  od różnicy ciśnień  $\Delta p$

$$\sin \alpha = \frac{\Delta p \cdot A \cdot R}{G \cdot g \cdot a} = K \cdot \Delta p. \quad (10.27)$$

Ze względu na konieczność uzyskania liniowej charakterystyki pomiarowej omawianego przetwornika, przesunięcie pierścienia wagi o kąt  $\alpha$  jest przekształcane za pomocą mechanizmu krzywkowego na przesunięcie kątowe  $\beta$

$$\beta = K_1 \cdot \sin \alpha = K_2 \cdot \Delta p, \quad (10.28)$$

bądź też w przypadku wykorzystania wagi pierścieniowej do pomiaru różnicy ciśnień pochodzącej ze zwężkowego przetwornika natężenia przepływu płynu, na przesunięcie kątowe

$$\gamma = K_3 \cdot \sqrt{\sin \alpha} = K_4 \cdot \sqrt{\Delta p}. \quad (10.29)$$

Przebieg charakterystyki pomiarowej pozwala wówczas uzyskać liniową zależność kąta  $\gamma$  od natężenia przepływu płynu (por. wzór 10.33). Przesunięcie kątowe  $\beta$  lub  $\gamma$  jest wskazywane przez wskazówkę, bądź też przetwarzane w przetworniku wtórnym na inny rodzaj sygnału pomiarowego. Waga pierścieniowa mimo dobrej dokładności przetwarzania jest coraz rzadziej stosowana w miernictwie przemysłowym ze względu na znaczne wymiary, obecność elementów ruchomych, użycie rtęci i wrażliwość na uszkodzenia mechaniczne.

### 10.9.2. Sprężyste przetworniki ciśnienia

W sprężystych przetwornikach ciśnienia mierzone ciśnienie jest równoważone przez sprężyste odkształcenie elementu pomiarowego. Są to najczęściej przetworniki do pomiarów miejscowych, w których odkształcenie powoduje liniowe lub kątowe przesunięcie wskazówki. Przy pomiarach zdalnych czujniki sprężyste uzupełniają się przetwornikami przesunięcia, najczęściej elektrycznymi.

Manometry sprężyste mierzą zawsze różnicę między ciśnieniem do nich doprowadzonym  $p$ , a ciśnieniem otoczenia  $p_0$ . Wartość ciśnienia bez-

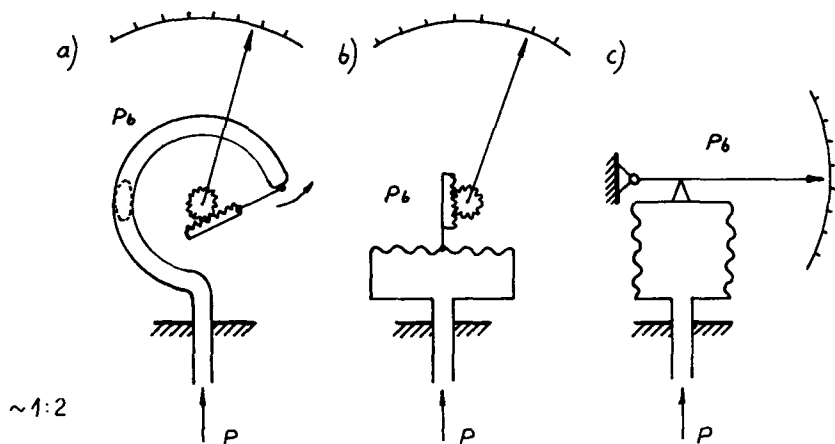


względego  $p_a$  można obliczyć ze wzoru (10.20), natomiast w przypadku konieczności bezpośredniego pomiaru wartości  $p_a$  należy stosować specjalne układy pomiarowe (punkt d tego rozdziału). Po odpowiednim wykalowaniu przetworniki sprężyste mogą mierzyć zarówno nadciśnienia jak i podciśnienia.

Sprężyste przetworniki ciśnienia na przesunięcie są znormalizowane [97, 105], mają dobre własności metrologiczne, a ich dokładność zależy od stabilności i histerezy użytych elementów sprężystych. Powinny być zabezpieczane przed przeciążeniem (przekroczeniem zakresu pomiarowego), powodującym trwałe odkształcenie elementu pomiarowego.

#### A. Manometr z rurką Bourdona

W manometrze z rurką Bourdona wykorzystano tendencję zwiniętej spiralnie rurki o przekroju eliptycznym do prostowania się pod wpływem wewnętrznego ciśnienia wyższego niż zewnętrzne. Przesunięcie końca rurki jest przenoszone na wskazówkę za pomocą mechanizmu zębatkowego (rys. 10.32a). Manometry wskazówkowe z rurką Bourdona, nazywane manometrami sprężynowymi, są obecnie najbardziej popularnymi przyrządami do miejscowych pomiarów ciśnienia. Zakres ich stosowności jest bardzo szeroki - od 1 do  $10^5$  kPa, przy przeciętnej dokładności (klasa 1...5). Nadają się do wtórnego przetwarzania sygnału, ponieważ należą do czujników generacyjnych.



Rys. 10.32. Sprężyste przetworniki ciśnienia: a) z rurką Bourdona, b) membranowy, c) mieszkowy



### B. Manometr membranowy

W manometrze membranowym elementem sprężystym jest okrągła metalowa membrana z wytłoczonymi współśrodkowymi fałdami. Zmiana ciśnienia pod membraną powoduje liniowe przesuwanie się jej środka, które może być przetworzone na ruch wskazówki lub inny sygnał pomiarowy (rys. 10.32b). Manometry membranowe mogą mierzyć ciśnienia o mniejszych wartościach niż manometry z rurką Bourdona (od 0,05 do  $10^3$  kPa) i z nieco lepszą dokładnością (klasa 1...1,5).

### C. Manometr mieszkowy

W tego typu manometrze elementem odkształcanym jest specjalny cylindryczny mieszek sprężysty, wykonany z blachy fosforobrazowej (rys. 10.32c). Zmiany ciśnienia wewnątrz mieszka wywołują liniowe przemieszczanie się jego czołowej powierzchni, które może być przetworzone na ruch wskazówki lub inny sygnał pomiarowy.

Mieszki sprężyste, ze względu na dobrą liniowość charakterystyki, znalazły szerokie zastosowanie w urządzeniach pomiarowych i regulacyjnych jako przetworniki ciśnienia na przesunięcie bądź jeszcze częściej jako przetworniki ciśnienia na siłę (przy przesunięciu zbliżonym do zerowego).

### D. Manometr mieszkowy ciśnienia bezwzględnego

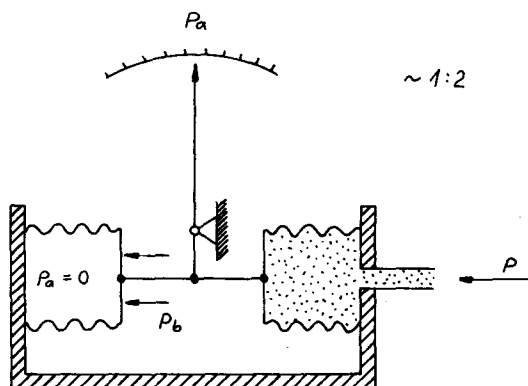
Najbardziej rozpowszechnionymi przyrządami do pomiarów ciśnienia bezwzględnego, konkretnie ciśnienia atmosferycznego (barometrycznego) są barometr rtęciowy i barometr membranowy (aneroid), które w normalnych wykonaniach nie znajdują jednak bezpośredniego zastosowania w miernictwie przemysłowym.

Do pomiarów ciśnienia bezwzględnego w warunkach przemysłowych jest stosowany najczęściej barometr dwumieszkowy, działający według równania (10.20) i sumujący dwa ciśnienia: ciśnienie mierzone  $p$  i ciśnienie atmosferyczne  $p_b$ . Dwa mieszki sprężyste są umieszczone naprzeciw siebie (rys. 10.33). Do mieszka prawego jest doprowadzone mierzone ciśnienie  $p$ , natomiast mieszek lewy jest pozbawiony wewnątrz powietrza. Odkształcenie takiego mieszka (aneroidu) zależy od wartości ciśnienia barometrycznego  $p_b$ . Równanie (10.20) jest realizowane przez układ dźwigni, a położenie wskazówki jest proporcjonalne do sumy sił wywieranych na czołowe powierzchnie mieszków przez ciśnienia  $p$  i  $p_b$ , czyli do ciśnienia bezwzględnego  $p_j$ . Przesunięcie wskazówki bądź siłą ją przemieszczająca (lepsza liniowość) mogą być przetworzone na standardowy sygnał pomiarowy. Klasa niedokładności opisanego przyrządu osiąga 1.

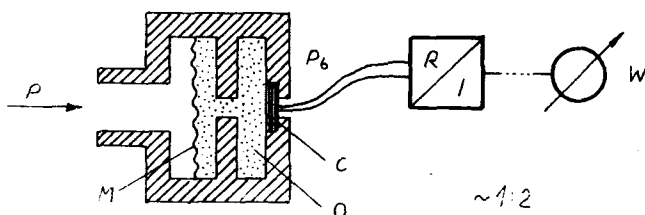


### E. Manometr piezorezystancyjny

Piezorezystancyjny przetwornik ciśnienia wykorzystuje opisany w rozdziale 10.7.18 piezorezystancyjny czujnik siły, przetwarzający siłę na zmianę rezystancji mostka rezystorowego wykonanego metodą dyfuzji atomów w kryształ krzemu. Budowę piezorezystancyjnego przetwornika ciśnienia pokazuje rysunek 10.34.



Rys. 10.33. Manometr ciśnienia bezwzględnego



Rys. 10.34. Piezorezystancyjny przetwornik ciśnienia

Czujnik piezorezystancyjny C jest oddzielony od przestrzeni w której mierzy się ciśnienie  $p$  cienką, elastyczną membraną  $M$  i cieczą pośredniczącą  $O$  (olej silikonowy). Zmiany ciśnienia  $p$  są przenoszone na kryształ czujnika o ściśle określonej powierzchni, a ten z kolei ulega sprężystemu odkształceniu mierzonemu przez wtórny elektronicz-



ny przetwornik rezystancji R. Przetwornik wtórny, umieszczony najczęściej we wspólnej obudowie z czujnikiem, dostarcza elektrycznego prądowego sygnału standardowego.

Opisany przetwornik stanowi obecnie najnowocześniejsze rozwiązanie miernika ciśnienia. Nie zawiera części ruchomych, przetwarza ciśnienia od 0 do  $10^4$  kPa z dokładnością 0,1...0,5%. Umożliwia pomiary ciśnienia w zawiesinach, cieczach lepkich i w środowisku agresywnym (membrany czujnika wykonuje się ze stali kwasoodpornej, stopu Monela lub tantalu). W specjalnym wykonaniu manometr piezorezystancyjny może przetwarzać różnicę ciśnień na sygnał proporcjonalny lub pierwiastkowy. Jest produkowany w wielu wersjach w oparciu o licencję firmy Honeywell również w kraju, przez zakłady MERA-PNEFAL.

### 10.9.3. Kompensacyjne przetworniki ciśnienia

Kompensacyjne przetworniki ciśnienia działają na zasadzie równoważenia sił. Elementem przetwarzającym ciśnienie lub różnicę ciśnień na siłę jest najczęściej membrana czy worek sprężysty, natomiast urządzeniem tę siłę równoważącym pneumatyczny lub magnetoelektryczny kompensacyjny przetwornik siły. Równoważenie sił lub momentów sił zamiast pomiaru przesunięć (odkształceń sprężystych) eliminuje błędy nieliniowości charakterystyk elementów sprężystych oraz błędy spowodowane histerezą sprężystą i mechaniczną (tarcie).

Wspólną wadą kompensacyjnych przetworników ciśnienia jest skomplikowana konstrukcja oraz duża liczba części ruchomych, ale jednocześnie z bardzo dobrymi własnościami metrologicznymi tych przetworników zaczęły dopiero niedawno konkurować przetworniki piezorezystancyjne. Proste mieszkowe manometry kompensacyjne charakteryzują się klasą niedokładności zawartą między 1 i 2,5. Lepsze parametry i szersze zastosowanie mają trzy rodzaje przetworników opisane niżej.

#### A. Manometr dzwonowy

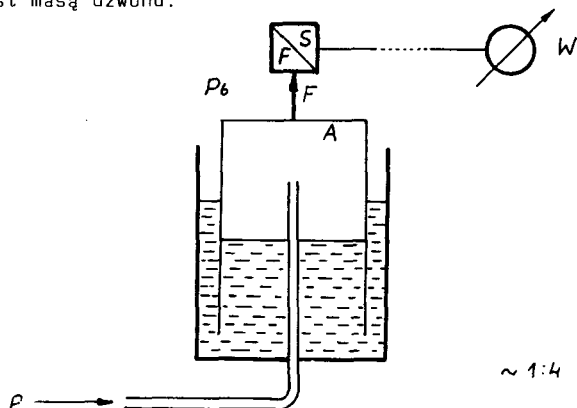
Konstrukcję manometru dzwonowego wyjaśnia rysunek 10.35. W naczyniu wypełnionym cieczą (np. rtęcią, olejem itp.) jest umieszczony cienkościenny, lekki dzwon, do wnętrza którego jest doprowadzony gaz (rzadziej ciecz) o mierzonym ciśnieniu p. Czynnik ten wywiera parcie na górną powierzchnię dzwonu A, a wypadkowa siła F jest przetwarzana



w oddzielnym przetworniku kompensacyjnym na elektryczny lub pneumatyczny standardowy sygnał pomiarowy. Charakterystyka pomiarowa dzwonowego przetwornika ciśnienia jest opisana równaniem

$$F = A \cdot (p - p_0) - m \cdot g, \quad (10.30)$$

gdzie  $m$  jest masą dzwonu.



Rys. 10.35. Manometr dzwonowy

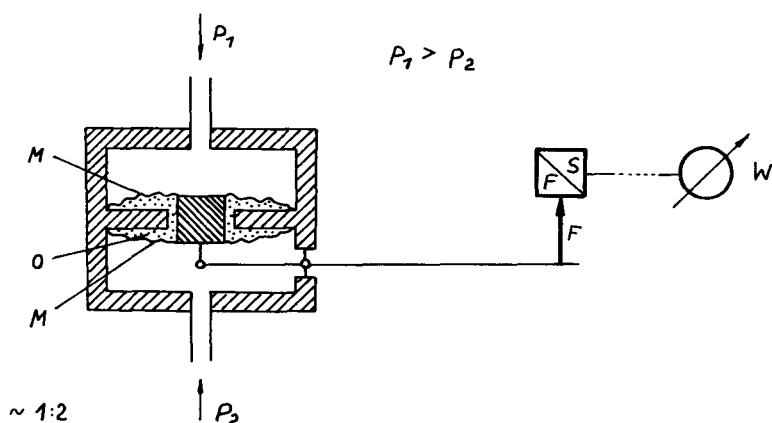
W odróżnieniu od manometrów rurkowych, pływakowych i wagi pierścieniowej, w manometrze dzwonowym ciecz nie równoważy ciśnienia mierzonego, stanowi tylko zamknięcie hydrauliczne i z tego względu zmiany jej objętości i gęstości nie powodują błędów pomiaru. Przetwornik dzwonowy służy do pomiarów niewielkich ciśnień, do 10 kPa z niedokładnością 0,5...1,5%. Nie nadaje się do pomiarów ciśnienia cieczy mieszających się z cieczą stanowiącą zamknięcie hydrauliczne, o większej od niej gęstości, a także płynów reagujących z tą cieczą.

#### B. Membranowy przetwornik różnicy ciśnień

Schemat membranowego kompensacyjnego przetwornika różnicy ciśnień przedstawia rys. 10.36. Różnica ciśnień  $p_1 - p_2$  działając na blok membran  $M$  wypełniony cieczą 0 wytwarza siłę przenoszoną dźwignią do magnetoelektrycznego lub pneumatycznego kompensacyjnego przetwornika siły, wytwarzającego siłę równą co do wielkości lecz przeciwnie skierowaną. Sygnał wyjściowy przetwornika jest proporcjonalny do siły kompensującej, a tym samym do przetwarzanej różnicy ciśnień.

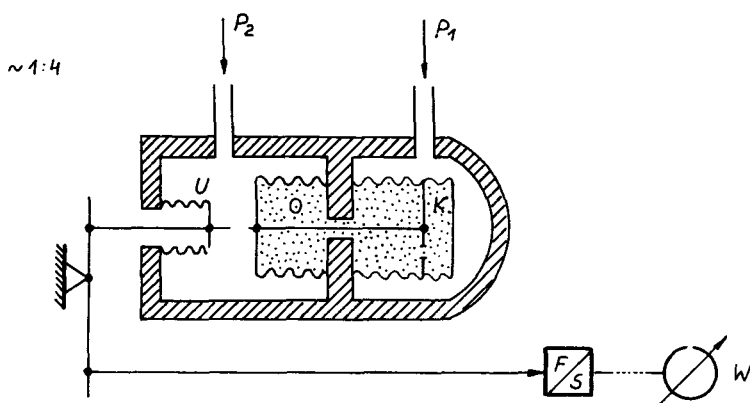






Rys. 10.36. Membranowy przetwornik różnicy ciśnień

Komora Bartona jest kompensacyjnym przetwornikiem różnicy ciśnień, w którym elementem przetwarzającym tę różnicę na siłę są dwa sprzęgnięte mechanicznie mieszki sprężyste wypełnione cieczą 0 (rys. 10.37). Prawy mieszek jest wyposażony w dodatkową komorę K, wyrównującą temperaturowe zmiany objętości cieczy. Różnica ciśnień  $p_1 - p_2$  działając



Rys. 10.37. Komora Bartona

na czołowe płaszczyzny mieszków wytwarza siłę przenoszoną przez uszczelnienie mieszkowe U układem dźwigni do odpowiedniego przetwornika kompensacyjnego.



### 10.10. Pomiary przepływu płynów

Znajomość parametrów przepływu płynów (głównie cieczy, rzadziej gazów) jest jedną z podstawowych informacji niezbędnych do prawidłowego prowadzenia większości procesów technologicznych w przemyśle spożywczym. W zależności od potrzeb określa się objętość dodawanej cieczy  $V$ , objętościowe lub masowe natężenie jej przepływu

$$\dot{V} = \frac{dV}{d\tau}, \quad \dot{M} = \frac{dM}{d\tau} \quad (10.31)$$

lub sumę objętości w czasie  $\tau$

$$V(\tau) = \int_0^{\tau} \dot{V} d\tau. \quad (10.32)$$

W nielicznych przypadkach mierzy się liniową prędkość przepływającego płynu  $w$ .

Pomiar objętości cieczy, realizowany przez odmierzanie kalibrowanym naczyniem lub odważanie, jest najczęściej czynnością okresową i na ogół nie bywa automatyzowany. W rzadkich przypadkach, do określania objętości dodawanego płynu używa się specjalnych pomp dozujących, o ściśle określonej i nastawianej wydajności: Pomiary objętościowego natężenia przepływu płynów są dokonywane przez przepływomierze; jednostką natężenia przepływu jest w układzie SI  $[m^3 \cdot s^{-1}]$ , legalne są również jednostki  $[m^3 \cdot min^{-1}]$  i  $[m^3 \cdot h^{-1}]$ . Do mierzenia ilości płynu (sumy objętości w czasie  $\tau$ ) służą liczniki przepływu. Zestawienie najczęściej stosowanych przetworników przepływu, ilości i prędkości płynu zawiera tabela 10.6.

T a b e l a 10.6

Przetworniki przepływu, ilości i prędkości płynu

| Rodzaj przetwornika | Sygnał wyjściowy                   | Wielkość mierzona            | Zakres stosowności              | Klasa niedokładności |
|---------------------|------------------------------------|------------------------------|---------------------------------|----------------------|
| zwężka              | różnica ciśnień ( $\sqrt{\quad}$ ) | $\dot{V}$<br>cieczy,<br>gazu | $10^{-3} \dots 10^4$<br>$m^3/h$ | 0,5...2,5            |



T a b e l a 10.6 (cd.)

| Rodzaj przetwornika | Sygnał wyjściowy                        | Wielkość mierzona                    | Zakres stosowności                                                                           | Klasa niedokładności |
|---------------------|-----------------------------------------|--------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------|
| tarcza naporowa     | siła ( $\sqrt{\quad}$ )                 | $\dot{V}$<br>cieczy                  | $10^{-1} \dots 10^4$<br>$\text{m}^3/\text{h}$                                                | 1...2,5              |
| rotametr            | przesunięcie liniowe                    | $\dot{V}$<br>cieczy,<br>gazu         | $10^{-3} \dots 10^3$<br>$\text{m}^3/\text{h}$                                                | 0,5...2,5            |
| skrzydełkowy        | przesunięcie kątowe,<br>prędkość kątowa | $\int \dot{V}$ i $\dot{V}$<br>cieczy | $10^{-2} \dots 15$<br>$\text{m}^3/\text{h}$                                                  | 0,5...5              |
| turbinkowy          | przesunięcie kątowe,<br>prędkość kątowa | $\int \dot{V}$ i $\dot{V}$<br>cieczy | $0,5 \dots 10^3$<br>$\text{m}^3/\text{h}$                                                    | 0,2...2,5            |
| kalorymetryczny     | różnica temperatur                      | $\dot{V}$ i $\dot{M}$<br>cieczy      | $10^{-5} \dots 10$<br>$\text{m}^3/\text{h}$                                                  | 1,5...5              |
| termoanemometr      | różnica temperatur                      | w<br>gazu                            | $3 \dots 3 \cdot 10^3$<br>$\text{m}/\text{min}$                                              | 1,5...5              |
| indukcyjny          | napięcie                                | w, $\dot{V}$                         | $10^{-2} \dots 10^5$<br>$\text{m}^3/\text{h}$<br><br>$30 \dots 600$<br>$\text{m}/\text{min}$ | <br><br><br>0,5...1  |

#### 10.10.1. Przepływomierze spiętrzeniowe

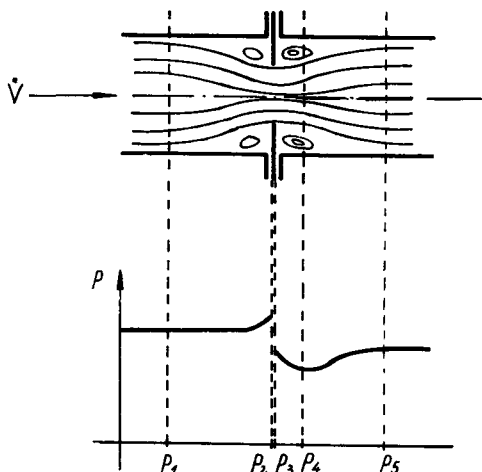
Przepływomierze spiętrzeniowe wykorzystują zmianę ciśnienia w strudze płynu przechodzącej przez przeszkodę, na przykład zwężenie rurociągu. Spadek ciśnienia jest funkcją objętościowego natężenia przepływu płynu, a sposób jego przetworzenia na sygnał pomiarowy zależy od rodzaju zastosowanego czujnika pomiarowego.

##### A. Przepływomierze zwężkowe

Pomiar natężenia przepływu płynów za pomocą zwężki jest najtańszą i obecnie najbardziej rozpowszechnioną metodą pomiarową. Wykorzy-



stuje on zasadę zachowania energii strugi płynu, przechodzącej przez zwężenie rurociągu w postaci kryzy, dyszy lub klasycznej zwężki Venturiego [14, 69].



Rys. 10.38. Spadek ciśnienia płynu w rurze z kryzą

Przebieg spadku ciśnienia płynu w rurze z kryzą przedstawia rysunek 10.38. Zwężenie strumienia płynu rozpoczyna się tuż przed kryzą, osiągając maksimum, nieco za nią. Przed i za kryzą tworzą się strefy ruchu wirowego. Ciśnienie strumienia mierzone przy ścianie przewodu wzrasta przed kryzą ( $p_2$ ), zmniejszając się nieco za nią i osiągając minimum w miejscu największego przewężenia strumienia ( $p_4$ ). W dalszym odcinku rurociągu ciśnienie przy ścianie ustala się, nie osiągając jednak pierwotnej wartości ( $p_5 < p_1$ ). Spadek ciśnienia  $p_1 - p_5$  jest spowodowany stratami energii na tarcie, wirowanie i jest największy dla kryzy, mniejszy dla dyszy lub zwężki Venturiego, których kształt jest zbliżony do przekroju strumienia płynu przepływającego przez element dławiący.

We wszystkich trzech wymienionych rodzajach zwęzek pomiarowych rozkład ciśnień jest podobny. Pomiar natężenia przepływu sprowadza się więc do pomiaru różnicy ciśnień  $\Delta p = p_2 - p_3$  (pomiar przytarczowy) lub  $\Delta p = p_1 - p_4$  (pomiar "vena contracta"), dokonywanego przez



odpowiedni manometr (przetwornik) różnicowy. Wzajemną zależność natężenia przepływu płynu przez zwężkę ( $\dot{V}$ ) i różnicy ciśnień ( $\Delta p$ ) można określić wzorem

$$\dot{V} = K \cdot \alpha \cdot \varepsilon \cdot d^2 \cdot \sqrt{\frac{\Delta p}{\rho}} \quad (10.33)$$

w którym:  $K$  - stała przeliczeniowa,  
 $\alpha$  - współczynnik przepływu,  
 $\varepsilon$  - współczynnik ekspansji,  
 $d$  - średnica otworu zwężki,  
 $\rho$  - gęstość płynu przed zwężką.

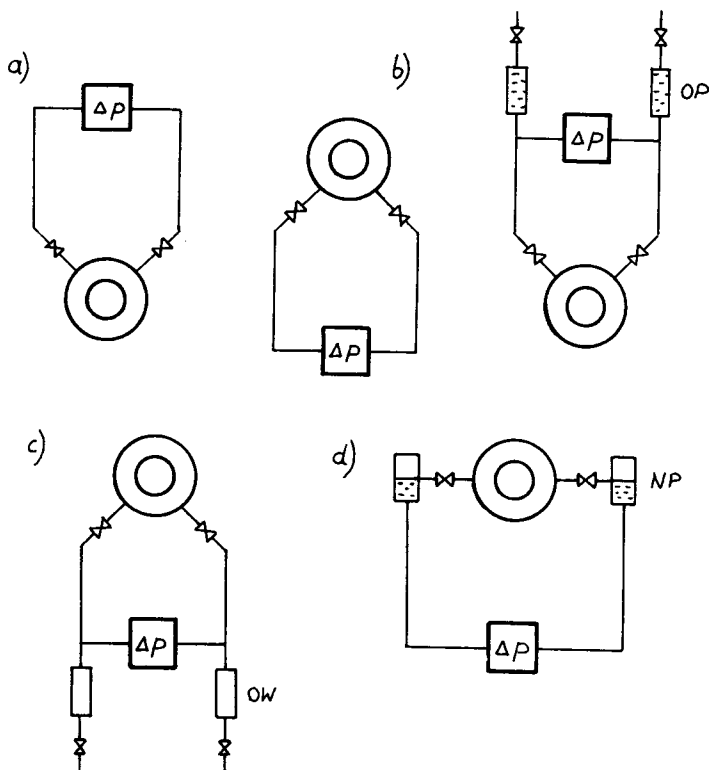
Zależność (10.33) jest wynikiem znormalizowania zwężkowych pomiarów przepływu w skali międzynarodowej (norma ISO - International Standard Organization). Na normie ISO opiera się norma polska [118]. Współczynnik  $\alpha$  jest zależny od charakteru przepływu płynu (liczby Reynoldsa) i wymiarów zwężki; współczynnik  $\varepsilon$  zależy od ściśliwości płynu (dla cieczy  $\varepsilon = 1$ ). Wartości współczynników  $\alpha$  i  $\varepsilon$  można odczytać z odpowiednich tabel i wykresów zawartych w normie. Norma określa również wymiary zwęzek, sposób ich instalowania i warunki pomiaru przepływu. Stała  $K$  zależy od zastosowanych jednostek miar, dla jednostek z układu SI i  $\dot{V}$  w  $\text{m}^3/\text{h}$  przybiera wartość  $K = 0,0039986$ .

Od dokładności wyznaczenia współczynnika przepływu  $\alpha$  zależy dokładność pomiaru natężenia przepływu płynu. Największa osiągalna dokładność jest rzędu 0,5...1% i zależy również od klasy zastosowanego przetwornika różnicy ciśnień. Zwężkowy pomiar natężenia przepływu może być stosowany w rurociągach o średnicy wewnętrznej  $d \geq 50$  mm i przy odpowiednich warunkach przepływu ( $Re_{\min} < Re < Re_{\max}$ ), dla których wyznaczono współczynnik  $\alpha$  [118]. Zakres pomiarowy nie może więc zaczynać się od zera, lecz od około 10%  $V_{\max}$ . Na dokładność pomiaru ma również wpływ stałość gęstości płynu. Zwężki są wrażliwe na zawartość w płynach zanieczyszczeń mechanicznych, powodujących szlifowanie (powiększanie) średnicy otworu zwężki i sedymentowanie przed i za zwężką. Mniej wrażliwa na obecność osadów jest kryza segmentowa, skonstruowana w postaci przegrody dławiącej przepływ tylko w górnej części poziomego odcinka rurociągu.

Oddzielnym problemem zwężkowego pomiaru natężenia przepływu płynów jest zapewnienie właściwego wypełnienia cieczą, odpowietrzenia lub odwodnienia przewodów sygnałowych łączących zwężkę z przetworni-



kiem pomiarowym. Stosuje się tu różne wzajemne usytuowanie przyrządów lub urządzenia pomocnicze (rys. 10.39). Ze względu na wpływ charakteru przepływu na dokładność pomiaru, czujniki zwężkowe instaluje się zawsze w odpowiedniej odległości od elementów zakłócających przepływ (kolan, zaworów) [21, 118].



Rys. 10.39. łączenie zwęzek z przetwornikami pomiarowymi: a) przepływ gazu lub pary, b) przepływ cieczy, c) przepływ gazu, d) przepływ pary

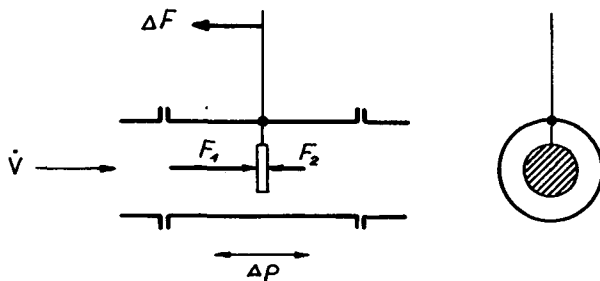
OP - odpowietrznik, OW - odwadniacz, NP - naczynie poziome



W zwężkowych pomiarach natężenia przepływu płynów znajdują zastosowanie praktycznie wszystkie rodzaje przetworników różnicy ciśnień (rozdz. 10.9), przeważnie jednak w specjalnych wykonaniach, dostosowanych do specyficznych warunków pomiaru. Powinny one mierzyć niewielką różnicę ciśnień będącą funkcją przepływu, przy dużych ciśnieniach statycznych (do 10 MPa) panujących zwykle w rurociągu. Z tego względu przetworniki te posiadają masywną budowę i mają wmontowane zabezpieczenia przed jednostronnym przeciążeniem, np. w wyniku przzerwania jednego z przewodów doprowadzających sygnały ciśnieniowe ze zwężki. Ze względu na pierwiastkowy charakter równania (10.33), w celu uzyskania liniowej charakterystyki przetwarzania stosuje się specjalne wykonania przetworników o charakterystyce pierwiastkującej lub dodatkowe elektryczne czy pneumatyczne pierwiastkujące człony matematyczne. Spotyka się też rozwiązania z dodatkowym układem całkującym, służące do określania ilości płynu przepuszczonego przez zwężkę (wzór 10.32).

#### B. Przepływomierze z tarczą naporową

Przepływomierze z tarczą naporową stanowią interesującą odmianę przepływomierzy zwężkowych, w której element dławiący przepływ jest



Rys. 10.40. Przepływomierz z tarczą naporową

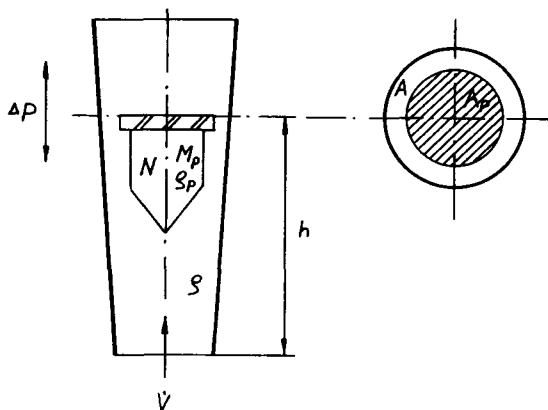
równocześnie czujnikiem różnicy ciśnień. Schemat takiego przepływomierza przedstawia rysunek 10.40. Różnica ciśnień  $\Delta p$  oraz dynamiczne oddziaływanie strumienia cieczy, wywierając parcie na odpowiednie płaszczyzny tarczy naporowej, powodują powstanie różnicy sił  $F_1 - F_2$  przenoszonej dźwignią na zewnątrz rurociągu. Wypadkowy moment siły  $\Delta F$  może być przetworzony w jednym z kompensacyjnych przetworników siły na standardowy sygnał pomiarowy.



Przepływomierze z tarczą naporową, zwaną kryzą tarczową, wymagają pierwiastkującej charakterystyki przetwornika wtórnego. Mogą być stosowane w cieczach lepkich i zanieczyszczonych (zawiesinach) przy zachowaniu klasy niedokładności 1...2,5.

### C. Rotametry

Zasada działania rotametrów jest odmienna niż zwężek pomiarowych.



Rys. 10.41. Rotametr

Spadek ciśnienia  $\Delta p$  jest stały, zmienia się natomiast w miarę przesuwania pływaka N (rys. 10.41) powierzchnia prześwitu A między pływakiem, a stożkową rurą przyrządu. W stanie równowagi siła ciężenia pływaka zmniejszona o siłę wyporu jest kompensowana spadkiem ciśnienia  $\Delta p$  działającym na powierzchnię  $A_p$  oraz dynamicznym oddziaływaniem strumienia płynu. Wzajemną zależność wysokości uniesienia pływaka  $h$  i natężenia przepływu płynu  $\dot{V}$  opisuje wzór

$$\dot{V} = h \cdot K \cdot \sqrt{2g \cdot \frac{M_p}{A_p \cdot S_p} \cdot \frac{S_p - S}{S}}, \quad (10.34)$$

w którym:  $K$  - współczynnik korekcyjny i przeliczeniowy,

$g$  - przyspieszenie ziemskie,

$M_p$  - masa pływaka,

$S_p$  - gęstość materiału pływaka,

$S$  - gęstość płynu.

(wyprowadzenie wzoru można znaleźć w literaturze [14, 69]).





W odróżnieniu od zwęzek, rotametry nie są znormalizowane i wymagają indywidualnego kalibrowania przez producenta dla ściśle określonych płynów i temperatur pomiaru (wpływ gęstości i lepkości). Ze względu na zależność wartości współczynnika  $K$  m.in. od liczby Reynoldsa, tylko przy wąskim zakresie pomiarowym przyrządu można uzyskać liniową podziałkę  $h = f(V)$ .

Konstrukcja przepływomierza jest bardzo prosta, co stanowi jedną z największych jego zalet. Łatwo można wykonać rotametr z materiałów odpornych na płyny agresywne. Produkuje się rotametry szklane, metalowe, z tworzyw sztucznych. Pierwsze z nich pozwalają na bezpośrednie odczytywanie położenia pływaka z podziałki wykonanej na rurze przyrządu. W rotametrach z materiału nieprzezroczystego, a także dla nieprzezroczystych cieczy, stosuje się konstrukcje z wydzielonym wskaźnikiem położenia pływaka. Przetwarzanie wskazań rotametu na sygnał pomiarowy jest skomplikowane i wymaga np. zastosowania dyskretnych przetworników fotoelektrycznych lub ciągłego przetwornika indukcyjnościowego.

Rotametry produkuje się na przepływy od  $10^{-3}$  do  $10^3 \text{ m}^3/\text{h}$  przy klasie niedokładności 0,5...2,5, dla określonych płynów i określonej temperatury pomiaru. Nie nadają się one do stosowania w cieczach o dużej lepkości, zawierających osady oraz do gazów o zmiennym ciśnieniu.

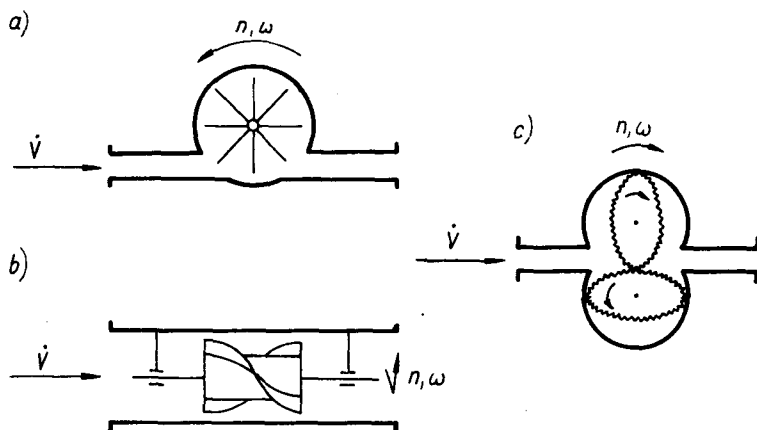
#### 10.10.2. Wirnikowe przepływomierze i liczniki przepływu

Przepływomierze wirnikowe są specjalnymi silnikami, których wirnik jest napędzany strumieniem płynu, a jego prędkość obrotowa jest liniową funkcją objętościowego natężenia przepływu. Czujniki te muszą więc być łączone z wtórnym przetwornikiem prędkości obrotowej (w przepływomierzach), bądź też z licznikiem obrotów (w licznikach przepływu).

W przetwornikach wirnikowych do pomiaru przepływu cieczy stosuje się najczęściej wirnik w postaci wiatraczka (przetwornik skrzydełkowy) bądź turbinki (przetwornik turbinkowy) [110, 120]. Schematy obu rozwiązań przepływomierzy przedstawia rysunek 10.42a, b. Przetwornik skrzydełkowy jest stosowany przy niewielkich średnicach przewodów (do 150 mm), natomiast turbinkowy przy większych, dochodzących do 50 cm. Przetwornik turbinkowy (Woltmana) stwarza mniejsze opory przepływu i jest mniej wrażliwy na uszkodzenia mechaniczne. Spotyka się również rozwiązania przepływomierzy z owalnymi, zazębiającymi się wir-



nikami (rys. 10.42c), których wirowanie we wskazanym kierunku, wymusza różnica ciśnień, a prędkość obrotowa jest proporcjonalna do objętościowego natężenia przepływu cieczy, nawet o znacznej lepkości.



Rys. 10.42. Wirnikowe czujniki przepływu cieczy: a) skrzydełkowy, b) turbinkowy, c) z wirnikami owalnymi

Wymienione typy przetworników pracują najczęściej w połączeniu z licznikami obrotów ( $n$ ) czyli jako liczniki przepływu (wzór 10.32). Tam, gdzie nie jest wymagana duża dokładność pomiaru, stosuje się liczniki mechaniczne sprzęgnięte bezpośrednio lub za pośrednictwem sprzęgła magnetycznego z wirnikiem. Są one wyposażone w cyfrowo-analogowy wskazówkowy lub bębnowy wskaźnik sumy objętości przepuszczonej cieczy. Ze względu na występowanie tarcia w elementach mechanicznych, klasa takich liczników przepływu wynosi 1,5...5; mimo to w wersji skrzydełkowej i turbinkowej są one powszechnie stosowane jako tzw. wodomierze.

W rozwiązaniach nowoczesnych przepływomierzy stosuje się bezdotykowe przetworniki prędkości kątowej wirnika ( $\omega$ ), najczęściej impulsatory magnetyczne, dostarczające impulsów elektrycznych o częstotliwości proporcjonalnej do prędkości kątowej wiatraczka lub turbinki (rozwiązanie jak na rys. 10.15a). Przetworniki te nie obciążają wirnika żadnym dodatkowym momentem i pozwalają osiągnąć dokładność po-



miaru rzędu 0,2...1%. Przepływomierze wirnikowe z impulsowymi przetwornikami prędkości kątowej wirnika współpracują z elektronicznymi licznikami impulsów (liczniki przepływu) lub z analogowymi bądź cyfrowymi miernikami częstotliwości, wskazującymi chwilowe objętościowe natężenie przepływu.

Wszystkie przepływomierze wirnikowe są wrażliwe na obecność w przepływającym czynniku zanieczyszczeń. Nie nadają się do pomiaru przepływu cieczy łatwo krzepnących czy krystalizujących. Wymagają instalowania w odpowiedniej odległości od elementów zakłócających przepływ i stałego zasilania cieczą [21, 110]. Ich zakres pomiarowy nie może zaczynać się od zera lecz od około 10%  $\dot{V}_{\max}$ .

Odrębną grupę przepływomierzy wirnikowych stanowią anemometry - przyrządy do pomiaru liniowej prędkości przepływu gazów. Ich wirnik jest wykonany w postaci lekkiego wiatraczka ze skrzydełkami lub półkulistymi czaszami. Precyzyjny licznik lub przetwornik określa liczbę obrotów wirnika bądź jego prędkość kątową. Anemometry znajdują zastosowanie w meteorologii do pomiaru prędkości wiatru oraz np. w przemyślowych suszarniach czy tunelach zamrażalniczych do pomiaru prędkości przepływu czynnika ogrzewającego lub chłodzącego. Zakres pomiarowy przyrządu wynosi zwykle od 0.05 do 20 m/s przy klasie niedokładności 1...2,5.

### 10.10.3. Przepływomierze cieplne

#### A. Przepływomierz kalorymetryczny

Jeśli do przepływającego płynu o cieple właściwym  $c$  doprowadzimy z grzejnika o stałej mocy strumień energii cieplnej  $\dot{Q}$ , to z przyrostu temperatury  $\Delta t$  możemy wyznaczyć masowe natężenie przepływu

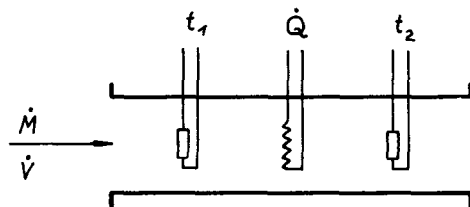
$$\dot{M} = \frac{\dot{Q}}{c \cdot \Delta t}. \quad (10.35)$$

Znając gęstość płynu  $\rho$  można łatwo przeliczyć wartość  $\dot{M}$  na objętościowe natężenie przepływu

$$\dot{V} = \frac{\dot{Q}}{\rho \cdot c \cdot \Delta t}. \quad (10.36)$$



Te równania są słuszne, jeżeli  $c = \text{const}$ , cała masa przepływającego płynu jest równomiernie ogrzana i nie ma wymiany ciepła z otoczeniem.



Rys. 10.43. Przepływomierz kalorymetryczny

Schemat przepływomierza kalorymetrycznego (tzw. walca Thomasa) przedstawiono na rysunku 10.43. W strumieniu płynu jest umieszczony grzejnik elektryczny o stałej mocy  $\dot{Q}$  oraz dwa, najczęściej rezystancyjne czujniki temperatury. Różnicę temperatur  $t_2 - t_1 = \Delta t$  określa się zwykle mostkowym układem pomiarowym. Jak wynika z równań (10.35) i (10.36) charakterystyka pomiarowa kalorymetrycznego przetwornika przepływu jest silnie nieliniowa, w dodatku jej przebieg jest zależny od charakteru przepływu (liczby Reynoldsa). Przepływomierze kalorymetryczne stosuje się do pomiaru niewielkich przepływów, ich klasa niedokładności wynosi 1,5...5.

#### B. Termoanemometr

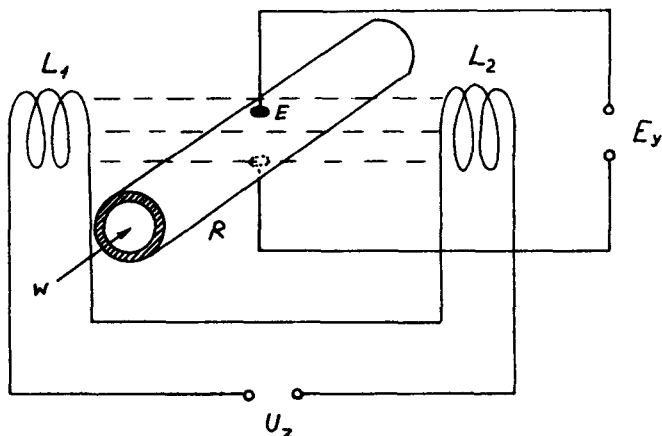
Termoanemometr jest przepływomierzem cieplnym, służącym podobnie jak anemometr wirnikowy do pomiarów prędkości liniowej gazów. W jego działaniu wykorzystano zależność spadku temperatury miniaturowego grzejnika elektrycznego umieszczonego w strumieniu gazu, od prędkości tego strumienia. Grzejnik zasila się prądem o stałej wartości, a jego temperatura jest mierzona czujnikiem termorezystancyjnym.

Charakterystyka pomiarowa termoanemometru jest silnie nieliniowa, ale zakres pomiarowy szeroki, od 3 do 3000 m/min przy klasie niedokładności 1,5...5.



#### 10.10.4. Przepływomierze magnetyczne

Spośród kilku rodzajów przepływomierzy magnetycznych, w ostatnich latach ogromną popularność osiągnęły przepływomierze indukcyjne. Schemat przepływomierza indukcyjnego pokazano na rysunku 10.44. Zaizolowany wewnątrz elektrycznie odcinek rury  $R$ , przez który przepływa ciecz przewodząca prąd elektryczny, znajduje się w polu magnetycznym prostopadłym do osi rury, pochodzącym z dwóch połączonych szeregowo uzwojeń  $L_1$  i  $L_2$ .



Rys. 10.44. Przepływomierz indukcyjny

Ruch cieczy w polu magnetycznym wywołuje podobny efekt jak ruch przewodnika w tym polu. Na elektrodach  $E$  umieszczonych w ścianie rury powstaje więc napięcie  $E_y$  proporcjonalne do średniej w przekroju rury liniowej prędkości cieczy  $w$ . Wartość napięcia  $E_y$  można określić wzorem

$$E_y = K \cdot B \cdot D \cdot w = K_1 \cdot w, \quad (10.37)$$

w którym:  $K$  - stała,

$B$  - indukcja magnetyczna,

$D$  - średnica wewnętrzna rury.

Chcąc mierzyć natężenie objętościowe przepływu  $\dot{V}$  otrzymamy zależność



$$E_y = K \cdot B \cdot \frac{4}{\pi \cdot D} \cdot \dot{V} = K_1 \cdot \dot{V}. \quad (10.38)$$

(jak z tego wynika, napięcie  $E_y$  jest liniową funkcją natężenia przepływu cieczy przy założeniu stałej wartości indukcji  $B$ ).

W praktycznych rozwiązaniach przepływomierzy indukcyjnych stosuje się przemienne pole magnetyczne, pozwalające uniknąć zjawiska polaryzacji elektrod, a stałość indukcji osiąga się przez stabilizowanie prądu przepływającego przez uzwojenia przyrządu, bądź kompensowanie jej zmian. Sygnał w postaci napięcia  $E_y$  przetwarza się na standardowy sygnał elektryczny w specjalnym fazoczułym wzmacniaczu elektro-nicznym o bardzo wysokiej rezystancji wejściowej.

Przepływomierze indukcyjne są obecnie powszechnie stosowanymi naj-nowocześniejszymi, przetwornikami przepływu cieczy. Mają doskonałe własności metrologiczne i eksploatacyjne - mogą być używane do cieczy lepkich, nienewtonowskich, zanieczyszczonych ciałami stałymi, nie są wrażliwe na zmiany gęstości cieczy i warunki jej przepływu (wartość liczby Reynoldsa). Ciecz nie może być dielektrykiem, jednakże minimalna niezbędna jej konduktywność wynosi  $5 \mu\text{S/cm}$ , a przeciętna woda destylowana charakteryzuje się konduktywnością rzędu  $10 \mu\text{S/cm}$ . Przetworniki nie powodują dławienia przepływu, ponieważ nie zmieniają jego kierunku ani przekroju rurociągu (elektrody zwykle nie wystają nawet z wewnętrznej ściany rury). Przy zastosowaniu odpowiedniego izolatora wnętrza rury (np. teflonu), mogą być stosowane do cieczy agresywnych i o podwyższonych temperaturach (do  $180^\circ\text{C}$ ). Są produkowane o średnicach wewnętrznych od  $2 \text{ mm}$  do  $2 \text{ m}$  (!) na przepływy od  $0,01$  do  $100\,000 \text{ m}^3/\text{h}$  (!). Klasa niedokładności jest zawarta między  $0,5$  i  $1$ .

#### 10.10.5. Przepływomierz ultradźwiękowy

Przepływomierz ultradźwiękowy mierzy liniową prędkość przepływu zawiesiny lub cieczy zawierającej drobne pęcherzyki powietrza. Wykorzystuje on zjawisko Dopplera i został opisany w rozdziale 10.3. Działa bezdotykowo i pozwala na osiągnięcie klasy niedokładności  $1$ .



## 11. POMIARY TEMPERATURY

### 11.1. Skale termometryczne

Temperaturą nazywamy wielkość określającą ciepłotę, czyli średnią energię kinetyczną molekuł danego ciała. Jest więc ona powszechnym stanem każdej materii.

Temperatura jest niezmiernie istotnym czynnikiem w każdym praktycznym procesie technologicznym. Od jej wartości zależy szybkość reakcji chemicznych, przemian fizycznych czy biologicznych, a więc wielkości decydujących o jakości i wydajności produkcji. Z tego względu pomiary temperatury zajmują niezwykle ważne miejsce w miernictwie przemysłowym, zwłaszcza w przemyśle chemicznym i spożywczym.

Obserwacje zmian objętości gazów i cieczy były podstawą pierwszych definicji skali temperatur. Już w 1877 roku opracowano skalę termometryczną opartą o zmiany ciśnienia wodoru przy stałej objętości. Jako punkty podstawowe przyjęto temperatury równowagi wody w stanie stałym i ciekłym ( $0^{\circ}$ ) oraz w stanie ciekłym i gazowym ( $100^{\circ}$ ) przy ciśnieniu jednej normalnej atmosfery fizycznej (101,3 kPa). Skalę tę nazwano skalą Celsjusza ( $^{\circ}\text{C}$ ).

Uogólnienie skali temperatur stało się możliwe dzięki zdefiniowaniu jej przy pomocy praw termodynamiki, a mianowicie przy pomocy praw rządzących odwracalnym cyklem Carnota [74]. Powstała w ten sposób termodynamiczna skala temperatur, która nawiązując do skali Celsjusza przyjęła dwa stałe punkty: temperatury równowagi wody w stanie stałym i ciekłym ( $273,15^{\circ}$ ) oraz ciekłym i gazowym ( $373,15^{\circ}$ ). Punkt zerowy skali został nazwany temperaturą zera bezwzględnego (absolutnego). Do odtworzenia termodynamicznej skali temperatur, nazywanej skalą Kelwina ( $^{\circ}\text{K}$ ), są konieczne termometry gazowe (do  $1000^{\circ}$ ) oraz pomiary promieniowania Plancka (w wyższych temperaturach), kłopotliwe do stosowania w praktyce.

W 1948 i 1968 roku Generalna Konferencja Miar i Wag oraz Międzynarodowy Komitet Miar i Wag ustaliły zasady Międzynarodowych Praktycznych Skal Temperatur MPST-48, a następnie MPST-68. Podstawą MPST-68, obowiązującej obecnie w Polsce, jest skala termodynamiczna zdefinio-



wana zerem absolutnym oraz jednym punktem termodynamicznym. Jako punkt termodynamiczny przyjęto temperaturę równowagi wody w stanie gazowym, ciekłym i stałym, tzw. punkt potrójny wody i przypisano mu wartość 273,16 K (jednostką temperatury bezwzględnej  $T$  jest w układzie SI kelwin [K]). Zdefiniowano również na podstawie skali termodynamicznej skalę Celsjusza<sup>1/</sup> podając zależność

$$t [^{\circ}\text{C}] = T[\text{K}] - 273,15 \text{ K.} \quad (11.1)$$

Międzynarodowa praktyczna skala temperatur MPST-68 została zdefiniowana stałymi punktami, odpowiadającymi temperaturom równowagi stanów skupienia wybranych substancji w ściśle sprecyzowanych warunkach. Określono również metody pomiaru temperatury między punktami stałymi oraz zasady interpolacji temperatur pośrednich. Wykaz punktów stałych MPST-68 podano w tabeli 11.1.

T a b e l a 11.1

Definicyjne punkty stałe MPST-68

| Rodzaj punktu<br>(stan równowagi) | Ciśnienie<br>[kPa] | $T$ [K] | $t$ [ $^{\circ}\text{C}$ ] |
|-----------------------------------|--------------------|---------|----------------------------|
| potrójny wodoru                   | -                  | 13,81   | -259,34                    |
| wodoru w równowadze               | 333,306            | 17,042  | -256,108                   |
| wrzenia wodoru                    | 101,325            | 20,28   | -252,87                    |
| wrzenia neonu                     | 101,325            | 27,102  | -246,048                   |
| potrójny tlenu                    | -                  | 54,361  | -218,789                   |
| wrzenia tlenu                     | 101,325            | 90,188  | -182,962                   |
| potrójny wody                     | -                  | 273,16  | 0,01                       |
| wrzenia wody                      | 101,325            | 373,15  | 100                        |
| krzepnięcia cynku                 | -                  | 692,73  | 419,58                     |
| krzepnięcia antymonu              | -                  | 903,89  | 630,74                     |
| krzepnięcia srebra                | -                  | 1235,08 | 961,93                     |
| krzepnięcia złota                 | -                  | 1337,58 | 1064,43                    |

<sup>1/</sup> Skala temperatur Celsjusza jest legalna w Polsce [129].





### 11.2. Warunki pomiarów temperatury

W konstrukcji przyrządów do pomiarów temperatury (termometrów) wykorzystuje się wiele różnych zjawisk fizycznych i chemicznych [111]. Zestawienie najczęściej stosowanych czujników i przetworników temperatury podano w tabeli 11.2.

T a b e l a 11.2

Przetworniki do pomiarów temperatury

| Rodzaj przetwornika<br>(czujnika) | Sygnał<br>wyjściowy | Zakres<br>stosowności<br>[°C] | Dokładność [K]<br>Klasa niedokładności<br>[%] |
|-----------------------------------|---------------------|-------------------------------|-----------------------------------------------|
| cieczowy                          | poziom<br>cieczy    | -200...+600                   | 0,005...0,5 K                                 |
| ciśnieniowy                       | ciśnienie           | -200...+500                   | 0,1...1,5%                                    |
| bimetalowy                        | przesunięcie        | -100...+400                   | 0,5...2,5%                                    |
| rezystancyjny                     | rezystancja         | -250...+900                   | 0,1...1 K                                     |
| termistorowy                      | rezystancja         | -100...+120                   | 0,0005...0,5 K                                |
| termoelektryczny                  | napięcie            | -250...+1800                  | 0,1...0,5 K                                   |
| emisyjny                          | różny               | 0...+3000                     | 0,1...10 K<br>1...2,5%                        |

Wszystkie z wyjątkiem emisyjnych przetworniki temperatury wymagają bezpośredniego stykania się czujnika z obiektem lub ośrodkiem, którego temperatura jest mierzona (pomiar dotykowy). Między obiektem badanym, a czujnikiem następuje więc wymiana ciepła oraz jego straty, powodujące dodatkowe błędy pomiaru, nie uwzględnione zwykle w klasie przyrządu pomiarowego. Straty ciepła występują zwykle wskutek promieniowania, a także przewodzenia między czujnikiem a sąsiednimi elementami (obudową czujnika, ścianami zbiornika itp.) [43].

Strata ciepła przez promieniowanie ma największe znaczenie w pomiarach temperatury gazów. Wówczas wymiana ciepła między gazem a czujnikiem następuje na drodze wnikanía, natomiast między czujnikiem i sąsiednimi elementami przez promieniowania oraz przewodzenie. W cieczach decydującym źródłem strat ciepła jest przewodzenie. W celu zwiększe-



nia dokładności pomiaru temperatury należy więc dążyć do maksymalnego ograniczenia wymiany ciepła między czujnikiem pomiarowym a innymi elementami oraz do poprawy wymiany ciepła między czujnikiem a obiektem (ośrodkiem), którego temperatura jest mierzona. Uzyskuje się to przez:

a) zwiększanie współczynnika wnikania ciepła między ośrodkiem a czujnikiem, np. drogą wywołania lub zwiększenia prędkości przepływu cieczy lub gazu,

b) zmniejszanie współczynnika emisji (promieniowania) czujnika przez stosowanie gładkiej, błyszczącej obudowy,

c) stosowanie ekranów chroniących czujniki przed szkodliwym zewnętrznym promieniowaniem cieplnym,

d) zmniejszanie różnicy temperatur między czujnikiem a sąsiednimi elementami np. przez termiczną izolację ścian zbiornika czy rurociągu w otoczeniu miejsca zainstalowania czujnika,

e) odpowiednią konstrukcję czujnika, zapewniającą dobrą wymianę ciepła z obiektem (ośrodkiem), a złą z otoczeniem.

Zależnie od rodzaju obiektu pomiaru temperatury, różne czynniki decydują o przekazywaniu ciepła; budowę czujników dostosowuje się więc do warunków pomiaru. Najczęściej stosuje się rozwiązania, w których czujnik jest umieszczony w osłonie prętowej chroniącej go przed uszkodzeniami mechanicznymi i wpływami chemicznymi. Tego typu czujników używa się do pomiarów temperatury gazów, cieczy i materiałów sypkich. Do pomiaru temperatury ciał stałych czujnik prętowy umieszcza się w otworze wykonanym w badanym obiekcie, a otwór ten wypełnia się zwykle dla poprawienia warunków wymiany ciepła olejem. Do pomiaru temperatury powierzchni stosuje się termometry z czujnikami płaskimi, dobrze przylegającymi do badanej płaszczyzny. Pomiaru temperatury w tkankach roślinnych czy zwierzęcych (np. w czasie chłodzenia) dokonuje się miniaturowymi czujnikami w kształcie igieł.

Procesy złożonej wymiany ciepła między obiektem i czujnikiem wpływają też na dynamiczne własności pomiaru temperatury. Wartość stałej czasowej czujnika termometrycznego bez osłony, stanowiącego człon inercyjny I rzędu (patrz rozdz. 16.2.3) można określić z wzoru

$$T = \frac{c \cdot M}{\alpha \cdot A}, \quad (11.2)$$

gdzie:  $c$  - ciepło właściwe czujnika,

$M$  - masa czujnika,

$\alpha$  - współczynnik wnikania ciepła,

$A$  - powierzchnia wymiany ciepła.



Stosowane najczęściej czujniki o dużych rozmiarach i dużej pojemności cieplnej charakteryzują się stałą czasową o znacznej wartości, powodującą powstawanie dynamicznych błędów pomiaru (patrz rozdz. 7.2).

### 11.3. Termometry rozszerzalnościowe

#### 11.3.1. Termometry cieczowe

Zjawisko rozszerzalności cieplnej cieczy było najwcześniej wykorzystane do pomiarów temperatury i mimo postępu technicznego tradycyjny cieczowy termometr szklany wciąż odgrywa znaczną rolę w pomiarach przemysłowych, zwłaszcza w pomiarach miejscowych, kontrolnych i laboratoryjnych.

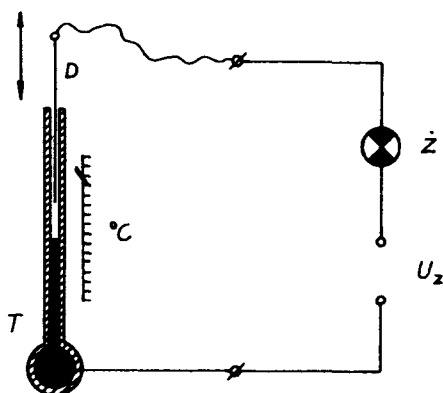
Termometry cieczowe składają się ze szklanego zbiorniczka (bańki) z cieczą termometryczną i szklanej kapilary, przetwarzającej temperaturową zmianę objętości cieczy na przesunięcie liniowe jej poziomu. Całość przyrządu uzupełnia odpowiednia podziałka. Zakres stosowalności termometrów wypełnionych rtęcią wynosi od  $-35$  do  $+600$  °C; w niższych temperaturach, do  $-200$  °C, wykorzystuje się termometry napełnione cieczami organicznymi (zabarwione alkohole, pentan, eter). Czułość termometrów cieczowych można dobierać w bardzo szerokich granicach przez zmianę stosunku objętości bańki z cieczą termometryczną do średnicy kapilary. Praktyczna granica dokładności osiąga  $0,005$  °C (w przypadku termometrów cieczowych nie podaje się klasy niedokładności, gdyż błąd bezwzględny nie zależy od zakresu pomiarowego).

Dodatkowym źródłem błędów pomiaru temperatury termometrami cieczowymi jest różnica temperatury wystającego słupka cieczy i temperatury bańki termometrycznej (czujnika). Błąd ten jest jednak niewielki i w pomiarach przemysłowych zwykle pomijany.

Termometry cieczowe przemysłowe są znormalizowane [122]. W zależności od sposobu instalowania w rurociągu czy zbiorniku są wykonywane jako proste lub kątowe (wygięte pod kątem prostym). W celu ochrony przed uszkodzeniami mechanicznymi obudowuje się je metalowymi osłonami. Termometry te mają dokładność  $0,25 \dots 0,5$  °C. Ich stała czasowa jest znaczna, rzędu  $1 \dots 2$  min, co należy uwzględnić przy pomiarach temperatur szybko zmieniających się. Termometry cieczowe służą w zasadzie do pomiarów miejscowych i kontrolnych.



Termometrem cieczowym, który może być wykorzystany jako urządzenie sygnalizacyjne lub przetwornik pomiarowy dwupołożeniowego regulatora temperatury jest rtęciowy termometr kontaktowy (rys. 11.1). Do



Rys. 11.1. Rtęciowy termometr kontaktowy

otwartej od góry kapilary termometru  $T$  jest wprowadzony cienki drucik  $D$  - elektroda. Druga elektroda jest wtopiona w szkło banieczki z rtęcią. Słupek rtęci, podnoszący się pod wpływem wzrostu temperatury banieczki, zamyka w momencie zetknięcia się z drucikiem  $D$  zewnętrzny obwód elektryczny z żarówką  $Z$  i źródłem napięcia  $U_z$ . Świecąca się żarówka sygnalizuje przekroczenie założonej temperatury, ustalonej przez odpowiednie ustawienie drucika w kapilarze. W miejsce żarówki może być włączony np. przekaźnik elektromagnetyczny układu automatycznej regulacji temperatury (patrz rys. 18.2). Dokładność sygnalizacyjnego działania termometru kontaktowego wynosi zwykle  $0,25\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

### 11.3.2. Termometry ciśnieniowe

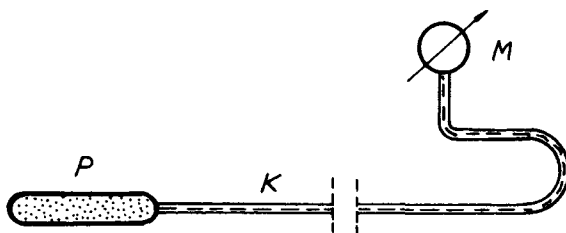
Termometry ciśnieniowe (manometryczne) wykorzystują zależność ciśnienia cieczy lub gazu od temperatury. Czujnikiem jest metalowy pojemnik  $P$  w kształcie wydłużonego walca (rys. 11.2), połączony kapilarą  $K$  ze wskaźnikiem manometrycznym  $M$ , najczęściej sprężystym manometrem membranowym lub z rurką Bourdona [108]. W zależności od użytego czynnika termometry ciśnieniowe można podzielić na trzy grupy:



a) cieczowe, w których cały układ pomiarowy (czujnik, kapilara i manometr) jest wypełniony cieczą, np. rtęcią; zmiana objętości cieczy pod wpływem temperatury powoduje przyrost ciśnienia wewnątrz całego termometru,

b) gazowe, w których cały układ jest wypełniony gazem, np. azotem,

c) kondensacyjne, w których czujnik jest wypełniony częściowo cieczą o niskiej temperaturze wrzenia, np. acetonem, eterem, a częściowo parą nasyconą tej cieczy; kapilara i manometr są wypełnione również parą nasyconą albo specjalną cieczą pośredniczącą, np. olejem silikonowym.



Rys. 11.2. Termometr ciśnieniowy

Termometry ciśnieniowe mają prostą konstrukcję, są tanie, mają dużą zdolność wykonywania pracy (są czujnikami generacyjnymi). Stosuje się je więc w urządzeniach do rejestracji wyników pomiaru i układach regulacyjnych (np. w domowych chłodziarkach). Umożliwiają pomiary zdalne (do kilkudziesięciu metrów). Zakres stosowalności wynosi od  $-200$  do  $+500$  °C, a klasa niedokładności  $0,1 \dots 1,5$ .

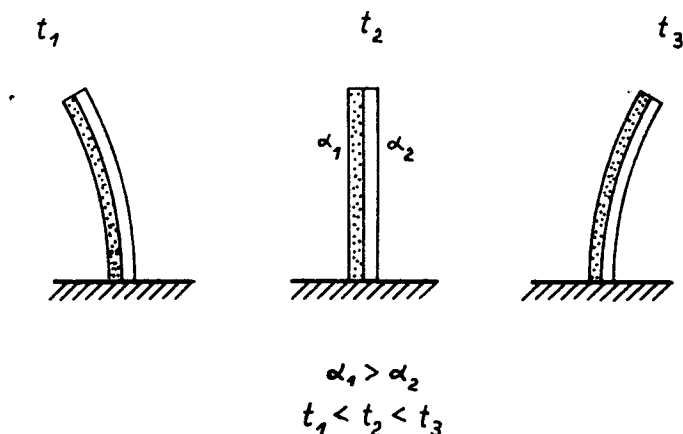
Do wad tych termometrów należą: duża bezwładność cieplna (stała czasowa  $0,5 \dots 4$  min), wrażliwość na zmiany ciśnienia atmosferycznego i zmiany temperatury otoczenia. Wpływ temperatury otoczenia na czynnik wypełniający kapilarę i manometr (niewielki tylko w termometrach kondensacyjnych) bywa kompensowany dodatkową (ślepą) kapilarą lub czujnikiem bimetalowym. Termometry z kapilarą i miernikiem wypełnionymi cieczą są również wrażliwe na zmianę poziomu umieszczenia miernika względem czujnika.





#### 11.3.4. Termometry bimetalowe

Zasada działania termometrów bimetalowych jest identyczna jak termometrów dylatacyjnych, inny jest tylko sposób przetworzenia różnicy wydłużenia cieplnego dwóch metali na wskazania miernika. W termometrach bimetalowych czujnikiem jest taśma lub płytką wykonaną z dwóch sprasowanych, zgrzanych lub zespawanych warstw metali o różnych współczynnikach rozszerzalności cieplnej  $\alpha_1$  i  $\alpha_2$ . Przy zmianach temperatury, na skutek niejednakowych zmian długości obu warstw bimetalu, będzie się on odkształcał (rys. 11.4). Odkształcenie to można łatwo przetworzyć za pomocą mechanizmu dźwigniowego na przesunięcie wskazówki, bądź wykorzystać do uruchomienia łącznika elektrycznego.



Rys. 11.4. Termometryczny czujnik bimetalowy

Termometry bimetalowe znalazły największe zastosowanie w prostych, dwupołożeniowych regulatorach temperatury, montowanych w żelazkach, pralkach i innym sprzęcie powszechnego użytku. W miernictwie przemysłowym są stosowane w prostych miernikach temperatury, układach kompensacji wpływu temperatury na elementy pomiarowe lub w urządzeniach zabezpieczających (wyłączniki przeciążeniowe układów elektrycznych). Czujniki bimetalowe wykonuje się najczęściej podobnie jak dylatacyjne z nichromu i inwaru. Mogą być one stosowane w temperaturach  $-100 \dots +400$  °C z niedokładnością 0,5...2,5%.



#### 11.4. Termometry rezystancyjne

W termometrach rezystancyjnych wykorzystuje się zależność rezystancji metali oraz półprzewodników od temperatury. Materiały z których można wykonać tego typu czujniki parametryczne, powinny mieć możliwie liniową charakterystykę zmian rezystancji w funkcji temperatury, duży współczynnik temperaturowy rezystancji, muszą być odporne na wpływy zewnętrzne oraz nadawać się do powtarzalnej produkcji. W praktyce pomiarowej największe zastosowanie znalazły platynowe termorezystory metalowe oraz termorezystory półprzewodnikowe (termistory).

##### 11.4.1. Termorezystory

Zależność rezystancji  $R_t$  metali od temperatury można przedstawić z dostatecznym przybliżeniem jako

$$R_t = R_0 \cdot [1 + \alpha \cdot (t - t_0) + \beta \cdot (t - t_0)^2 + \gamma \cdot (t - t_0)^3 + \dots] \quad (11.4)$$

przy czym:  $R_0$  - rezystancja w temperaturze odniesienia  $t_0$ ,  
 $\alpha, \beta, \gamma$  - temperaturowe współczynniki rezystancji,  
 $t$  - temperatura pomiaru.

Ponieważ dla niezbyt dużych zmian temperatury  $|\beta|$  i  $|\gamma| \ll |\alpha|$ , można przyjąć, że zależność rezystancji od temperatury jest wtedy liniowa

$$R_t = R_0 \cdot [1 + \alpha \cdot (t - t_0)]. \quad (11.5)$$

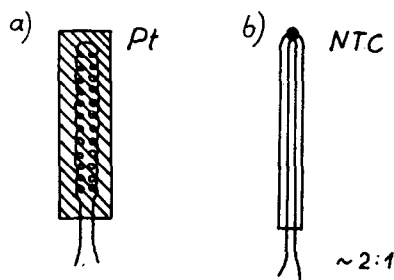
W miernictwie przemysłowym największe znaczenie mają oporniki termometryczne (termorezystory) platynowe [40]. Są one bardzo stabilne i odtwarzalne, jeżeli tylko wykonuje się je z dostatecznie czystej platyny. Zakres ich stosowności wynosi  $-250 \dots +900$  °C, współczynnik  $\alpha = 3,9685 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$  ( $\beta = -5,847 \cdot 10^{-7} \text{ K}^{-2}$ ),  $\gamma = -4,22 \cdot 10^{-12} \text{ K}^{-3}$ ). Mniejsze znaczenie mają termorezystory niklowe i miedziane, o węższym zakresie stosowności i gorszej (zwłaszcza dla niklu) liniowości.

Konstrukcję termorezystora metalowego (platynowego) pokazuje rysunek 11.5a. Uzwojenie z cienkiego drutu platynowego, nawinięte w sposób bezindukcyjny (bifilarnie) jest zalane masą ceramiczną w kształ-





cie pałeczki o średnicy kilku mm i długości kilku cm. Rezystancja termorezystora wynosi  $100,00 \Omega$  w temperaturze  $0^\circ\text{C}$  [112]. Czujnik umieszcza się zwykle w metalowej osłonie prętowej przystosowanej do instalowania w rurociągach lub zbiornikach [114].



Rys. 11.5. Termorezystor platynowy (a) i termistor półprzewodnikowy (b)

Do przetwarzania zmian rezystancji termorezystora na sygnał pomiarowy stosuje się przetworniki elektryczne lub elektroniczne opisane w rozdziale 8.2. Ze względu na niewielką rezystancję czujnika ( $60,2 \Omega$  w  $-100^\circ\text{C}$ ,  $138,5 \Omega$  w  $+100^\circ\text{C}$ ) układ pomiarowy wymaga uwzględnienia lub kompensowania rezystancji linii łączącej czujnik z przetwornikiem (patrz rozdz. 8.2.1) [115]. Osiągana dokładność pomiaru jest zależna od klasy zastosowanego przetwornika. Nowoczesne elektroniczne przetworniki pomiarowe umożliwiają osiągnięcie dokładności pomiaru temperatury  $0,1 \dots 0,5^\circ\text{C}$ . Bezwładność cieplna czujnika jest dość znaczna - stała czasowa ma wartość od 10 s do 1 min.

#### 11.4.2. Termistory

Termistory są opornikami termometrycznymi wykonanymi z materiałów półprzewodnikowych (tlenków żelaza, manganu, niklu i tytanu) [67]. Zależność ich rezystancji  $R_T$  od temperatury opisuje równanie

$$R_T = A \cdot e^{\frac{B}{T}}, \quad (11.6)$$

w którym: A - stała odpowiadająca wartości  $R_T$  przy  $T \rightarrow \infty$ ,  
 B - stała zależna od materiału termistora,  
 T - temperatura bezwzględna pomiaru,  
 e - podstawa logarytmów naturalnych.



Rezystancja termistora nie jest więc liniową funkcją temperatury. Wyznaczając wartość temperaturowego współczynnika rezystancji  $\alpha$  możemy napisać

$$\alpha_T = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT} = \frac{B}{T^2} \quad [K^{-1}]. \quad (11.7)$$

Wartości B wynoszą zwykle 3200...4200 K, a odpowiadająca im wartość współczynnika  $\alpha_{25}$  (w temperaturze 25 °C) wynosi  $-3,6 \cdot 10^{-2}$ ...  $-4,7 \cdot 10^{-2} K^{-1}$ . Jest ona więc ujemna (stąd określenie termistora jako rezystora NTC - ang. negative temperature coefficient) i w przybliżeniu 10-krotnie wyższa niż w przypadku dodatniego współczynnika termorezystorów metalowych PTC (ang. positive temperature coefficient).

Znaczna bezwzględna wartość rezystancji termistorów termometrycznych (1...220 kΩ), duże nachylenie charakterystyki i możliwość wykonywania ich w postaci małych perełek o średnicy 0,3...2 mm (rys. 11.5b) są zaletami skłaniającymi do coraz szerszego stosowania ich w miernictwie przemysłowym. Z drugiej jednak strony mała powtarzalność w produkcji i znaczna nieliniowość charakterystyki pomiarowej sprawiają, że termistory są stosowane w wyjątkowych okolicznościach - w przypadku pomiarów niewielkich różnic temperatur (osiągają czułość rzędu 0,0005 K), szybkich zmian temperatury (stała czasowa 0,01...3 s), w zakresie od -100 do +120 °C. Dokładność pomiaru jest zależna od szerokości zakresu pomiarowego, ewentualnej linearyzacji charakterystyki i rodzaju zastosowanego przetwornika wtórnego.

### 11.5. Termometry termoelektryczne

Czujnikiem termometru termoelektrycznego jest ogniwo termoelektryczne (termopara, termoelement) złożone z przewodników wykonanych z dwóch różnych metali. Jeżeli złącze tych przewodników jest ogrzane, to na ich wolnych końcach pojawia się siła termoelektryczna (napięcie stałe)[40].

Zjawisko siły termoelektrycznej tłumaczy się na podstawie elektronowej teorii budowy metali. Na styku dwóch różnych metali 1 i 2 pojawia się kontaktowa różnica potencjałów  $E_{1,2}$ , opisana zależnością

$$E_{1,2} = -\frac{A_1 - A_2}{e} + \frac{K \cdot T}{e} \cdot \ln \frac{N_1}{N_2}, \quad (11.8)$$



której pierwszy składnik zależy od prac wyjścia  $A_1$  i  $A_2$  elektronów z tych metali, natomiast składnik drugi, zwany dyfuzyjną różnicą potencjałów, jest zależny od temperatury bezwzględnej  $T$  miejsca styku metali oraz od koncentracji  $N_1$  i  $N_2$  swobodnych elektronów w metalach, przy czym  $e$  jest ładunkiem elektronu, a  $K$  stałą Boltzmana.

Metal o mniejszej pracy wyjścia wysyła więcej elektronów do metalu o większej pracy wyjścia niż jest to odwrotnie i pierwszy z nich ładuje się dodatnio, natomiast drugi ujemnie. W stanie równowagi ustala się różnica potencjałów, proporcjonalna do temperatury bezwzględnej  $T$ , ponieważ praca wyjścia elektronów i ich koncentracja w metalach zależą od temperatury w niewielkim stopniu. W temperaturze zera bezwzględnego  $E_{12} \approx 0$ .

Oznaczając przez  $\alpha$  temperaturowy współczynnik siły termoelektrycznej  $E$  otrzymamy

$$E = \alpha \cdot \Delta T. \quad (11.9)$$

Metale można ustawić w szereg potencjałowy w stosunku do metalu odniesienia (podobnie jak w szeregu potencjałów elektrochemicznych) i z niego wyznaczać współczynniki  $\alpha$  dla dowolnego termopary. Taki szereg potencjałów termoelektrycznych metali względem stopu zwanego konstantanem przedstawia tabela 11.3.

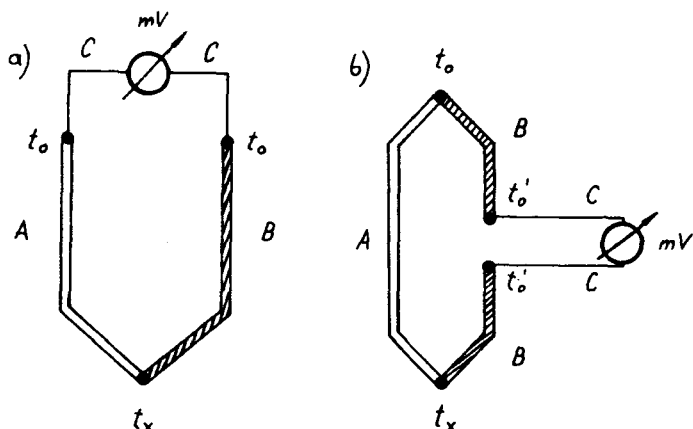
T a b e l a 11.3

Szereg potencjałów termoelektrycznych metali względem konstantanu

| Metal                      | $\alpha$ [ $\mu V \cdot K^{-1}$ ] | Polaryzacja                                                                         |
|----------------------------|-----------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|
| konstantan (60% Cu 40% Ni) | 0                                 | -                                                                                   |
| nikiel                     | 15                                |  |
| platyna                    | 35                                |                                                                                     |
| glin                       | 39                                |                                                                                     |
| platynorod (90% Pt 10% Rh) | 40,4                              |                                                                                     |
| miedź                      | 42,6                              |                                                                                     |
| żelazo                     | 53                                |                                                                                     |
| nichrom (90% Ni 10% Cr)    | 55                                |                                                                                     |
| krzem                      | 482                               |                                                                                     |
|                            |                                   | +                                                                                   |



Na przykład dla pary Fe - Ni współczynnik  $\alpha = 53 - 15 = 37 \mu\text{V K}^{-1}$  ("+" na Fe).



Rys. 11.6. Sposoby włączania miliwoltomierza do obwodu czujnika termoelektrycznego

Mierzenie siły termoelektrycznej ogniwa pomiarowego jest komplikowane przez występowanie dodatkowych sił termoelektrycznych na przeciwnych końcach przewodów termopary, które stykają się z przewodami łączącymi lub zaciskami przetwornika wykonanymi z innych metali, w temperaturze wyższej od zera bezwzględnego i często zmiennej (rys. 11.6a). Temperatura złącza pomiarowego ma wartość  $t_x$ , natomiast temperatura pozostałych złączy  $t_0$ . Siła termoelektryczna powstaje na wszystkich złączach, gdzie tylko stykają się ze sobą dwa różne metale. Tylko w sytuacji gdy  $t_x = t_0$ , w obwodzie nie płynie prąd (miernik nie wskazuje napięcia), ponieważ suma wszystkich sił termoelektrycznych jest równa zero

$$\sum E = 0; \quad (11.10)$$

w pozostałych przypadkach, gdy  $t_x \neq t_0$ , dodatkowe siły termoelektryczne mogą powodować błędy pomiaru.

Na rysunku 11.6 przedstawiono dwa sposoby włączania miernika (przetwornika pomiarowego) do obwodu ogniwa termoelektrycznego, złożonego z metali A i B. Przewody doprowadzające sygnał do miernika są wykonane z metalu C. Dla sposobu a) wypadkowa siła termoelektryczna będzie opisana zależnością



$$E_{ABC}(t_x t_0) = E_{AB}(t_x) + E_{BC}(t_0) + E_{CA}(t_0). \quad (11.11)$$

Ponieważ zgodnie z równaniem (11.10)

$$E_{BC}(t_0) + E_{CA}(t_0) = -E_{AB}(t_0) = E_{BA}(t_0), \quad (11.12)$$

to

$$E_{ABC}(t_x t_0) = E_{AB}(t_x) + E_{BA}(t_0) = E_{AB}(t_x t_0). \quad (11.13)$$

Napięcie wskazywane przez miernik będzie więc funkcją wyłącznie różnicy temperatur  $t_x$  i  $t_0$ . Analogicznie możemy określić wypadkową siłę termoelektryczną dla układu połączeń z rysunku 11.6b

$$E_{ABCB}(t_x t_0) = E_{AB}(t_x) + E_{BC}(t'_0) + E_{CB}(t'_0) + E_{BA}(t_0). \quad (11.14)$$

Ponieważ

$$E_{BC}(t'_0) = -E_{CB}(t'_0), \quad (11.15)$$

to

$$E_{ABCB}(t_x t_0) = E_{AB}(t_x) + E_{BA}(t_0) = E_{AB}(t_x t_0). \quad (11.16)$$

I w tym przypadku napięcie wskazywane przez miernik będzie funkcją wyłącznie różnicy temperatur  $t_x$  i  $t_0$ , a temperatury  $t'_0$  połączeń przewodów z miernikiem nie wpływają na wynik pomiaru, o ile są sobie równe.

Jak wynika z przedstawionych rozważań, istotą poprawnego pomiaru temperatury za pomocą termopogniwa jest standaryzowanie temperatur odniesienia  $t_0$ . W dokładnych pomiarach laboratoryjnych stoje się układy pomiarowe przedstawione na rysunku 11.6b. Temperaturę  $t_0$  przyjmuje się jako równą 0 °C i spoinę odniesienia termopary termostatuje się w tej temperaturze. W bardzo dokładnych pomiarach stabilizuje się również temperatury  $t'_0$ . Dokładność pomiarów jest zależna od szerokości zakresu pomiarowego, dokładności stabilizowania temperatur odniesienia oraz klasy przetwornika wtórnego (mikrowoltomierza). Udaje się osiągnąć dokładność lepszą od 0,1 K.



W pomiarach przemysłowych częściej jest stosowany układ pomiarowy przedstawiony na rysunku 11.6a. Wymaga on ścisłego określenia temperatury  $t_0$  dwóch zakończeń przewodów termopary. Zwykle przyjmuje się  $t_0 = 20\text{ }^{\circ}\text{C}$  i przy pomiarach mniej dokładnych oddala się po prostu złącza odniesienia od obiektu pomiaru do miejsca nie narażonego na znaczne zmiany temperatury. Jeżeli odległości są duże, a termoogniwo jest wykonane z metali szlachetnych, przedłużenie przewodów termopary wykonuje się dla oszczędności tzw. przewodami kompensacyjnymi ze specjalnych stopów metali, nie powodującymi powstawania w obwodzie pomiarowym dodatkowych różnic sił termoelektrycznych [116].

W dokładniejszych pomiarach przemysłowych, zwłaszcza przy wąskich zakresach pomiarowych i niskich temperaturach mierzonych, należałoby termostatować obydwie złącza odniesienia, co komplikowałoby znacznie pomiar. W najnowszych rozwiązaniach układów pomiarowych stosuje się więc łączenie termoogniwa bezpośrednio lub za pośrednictwem przewodów kompensacyjnych z elektronicznym przetwornikiem pomiarowym, który posiada wbudowany dodatkowy (najczęściej termorezystorowy) układ pomiaru temperatury  $t_0$  i automatycznie kompensuje wpływ zmian tej temperatury na wynik pomiaru temperatury  $t_x$ . Dokładność takich przetworników wynosi od 0,1 do 0,5 K.

Termoogniwa najczęściej stosowane w przemysłowych pomiarach temperatury [113] oraz ich podstawowe własności metrologiczne przedstawiono w tabeli 11.4.

T a b e l a 11.4

Termoogniwa do przemysłowych pomiarów temperatur

| Zestaw ogniwa<br>(+   -) | Zakres<br>stosowności          | $\alpha$ [ $\mu\text{V} \cdot \text{K}^{-1}$ ] w $0^{\circ}\text{C}$ |
|--------------------------|--------------------------------|----------------------------------------------------------------------|
| żelazo - konstantan      | -200...+700 $^{\circ}\text{C}$ | 53                                                                   |
| nichrom - nikiel         | 0...1000 $^{\circ}\text{C}$    | 40                                                                   |
| platynorod - platyna     | 0...1300 $^{\circ}\text{C}$    | 5,4                                                                  |



Termoogniwa wykonuje się przez zespawanie, zgrzanie lub zlutowanie dwóch przewodów termopary i umieszczenie ich w odpowiedniej obudowie chroniącej przed wpływami środowiska. Przewody termoogniwa są izolowane specjalnymi dwuotworowymi rurkami ceramicznymi, a wnętrze osłony bywa wypełniane tlenkiem glinu w celu poprawienia przewodzenia ciepła. Stała czasowa czujników termoelektrycznych bez obudowy wynosi 0,5...3 s, natomiast w obudowie 3...40 s.

### 11.6. Termometry chemiczne

Termometry chemiczne są ciekawą grupą mierników temperatury, wykorzystującą do sygnalizowania przekroczenia założonej temperatury temperaturowe zmiany barwy związków chemicznych. Są one stosowane w postaci specjalnych lakierów i emalii, którymi pokrywa się elementy maszyn i instalacji. Zmiana temperatury powierzchni pokrytej lakierem termometrycznym powoduje odwracalną zmianę jego barwy, sygnalizującą np. przegrzanie powyżej dopuszczalnej granicy. Przykłady związków chemicznych stosowanych jako składniki termolakierów podano w tabeli 11.5.

T a b e l a 11.5

Chemiczne wskaźniki temperatury [57]

| Związek                                                                            | Barwa        |             | Temperatura zmiany barwy [°C] |
|------------------------------------------------------------------------------------|--------------|-------------|-------------------------------|
|                                                                                    | $T_1$        | $T_2$       |                               |
| $\text{CoCl}_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$                                          | różowa       | - niebieska | 35                            |
| $\text{Cu}_2\text{HgJ}_4$                                                          | ceglasta     | - brązowa   | 71                            |
| $\text{CoSO}_4 \cdot 2\text{C}_6\text{H}_{12}\text{N}_4 \cdot 9\text{H}_2\text{O}$ | różowa       | - fioletowa | 110                           |
| $\text{HgJ}_2$                                                                     | pomarańczowa | - żółta     | 150                           |
| $\text{NH}_4\text{VO}_3$                                                           | biała        | - brązowa   | 200                           |
| $\text{Cu}(\text{WO}_3)_2 \cdot 3\text{H}_2\text{O}$                               | niebieska    | - czarna    | 250                           |
| $\text{CuCo}_3 \cdot \text{Cu}(\text{OH})_2$                                       | zielona      | - czarna    | 320                           |
| $\text{FeC}_2\text{O}_4 \cdot 2\text{H}_2\text{O}$                                 | żółta        | - brązowa   | 375                           |
| $\text{CoC}_2\text{O}_4$                                                           | różowa       | - czarna    | 400                           |
| $\text{CdC}_2\text{O}_4 \cdot 3\text{H}_2\text{O}$                                 | biała        | - brązowa   | 450                           |



### 11.7. Termometry emisyjne

Wszystkie ciała o temperaturze wyższej od zera absolutnego emitują promieniowanie elektromagnetyczne zwane promieniowaniem cieplnym. Termometry emisyjne wykorzystują to promieniowanie (widzialne lub bliską podczerwień) do określania temperatury ciała. Natężenie i rozkład widmowy promieniowania cieplnego są funkcją składu chemicznego, ukształtowania powierzchni oraz temperatury ciała. Jedynie promieniowanie ciała doskonale czarnego jest funkcją wyłącznie jego temperatury.

Całkowitą moc promieniowania ( $E_C$ ) jednostki powierzchni ciała doskonale czarnego o temperaturze  $T_{CZ}$  opisuje równanie Stefana-Boltzmannna

$$E_C = \delta \cdot T_{CZ}^4, \quad (11.17)$$

w którym  $\delta$  jest stałą Stefana.

Moc promieniowania monochromatycznego o długości fali  $\lambda$  wyraża dla ciała doskonale czarnego prawo Plancka

$$E = \frac{C_1}{\lambda^5} \cdot \left( e^{-\frac{C_2}{\lambda \cdot T_{CZ}}} - 1 \right), \quad (11.18)$$

w którym  $C_1$  i  $C_2$  są stałymi.

Wartość szczytowego natężenia promieniowania  $E_\lambda$  (dla długości fali  $\lambda$  przy której  $E_\lambda = \max$ ) określa równanie

$$E_{\lambda \max} = C_3 \cdot T_{CZ}^5, \quad (11.19)$$

w którym  $C_3$  jest stałą.

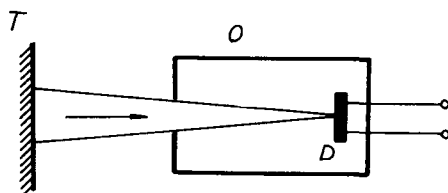
Termometry emisyjne (pirometry) mogą mierzyć całkowitą moc promieniowania - nazywają się wtedy pirometrami radiacyjnymi, moc promieniowania o ściśle określonej długości fali (pirometry monochromatyczne) lub stosunek dwóch mocy promieniowania o różnych długościach fali (pirometry bichromatyczne). Są stosowane do zdalnego, bezdotykowego pomiaru średnich i wysokich temperatur, np. w piecach wapiennych, hutniczych, paleniskach kotłowni itp. Charakteryzują się niewielką stałą czasową, rzędu 0,1...2 s [117].





### 11.7.1. Pirometry radiacyjne

Pirometry radiacyjne, nazywane też pirometrami całkowitego promieniowania, mierzą całkowitą energię promieniowania cieplnego ciał, przetwarzając ją na energię cieplną. Schemat najprostszego pirometru radiacyjnego przedstawia rysunek 11.7. W światłoszczelnej obudowie  $O$  z otworem, przez który przedostaje się wiązka cieplnego promieniowania ciała o temperaturze  $T$ , jest umieszczony detektor  $D$  - poczerniona płytka pochłaniająca promieniowanie, połączona z odpowiednim czujnikiem temperatury. Energia promieniowania jest zamieniana w detektorze na ciepło zgodnie z równaniem (11.17), a przyrost temperatury detektora jest pierwotnym sygnałem pomiarowym. Jako czujniki detektora stosuje się termoogniwa, baterie termoogniw, specjalne miniaturowe termorezystory lub termistory (tzw. bolometry) o stałej czasowej poniżej 0,1 s.



Rys. 11.7. Pirometr radiacyjny

Podstawowym źródłem błędów pomiarów temperatury pirometrami radiacyjnymi jest wpływ rodzaju mierzonego ciała (współczynnika emisyjności  $\epsilon_c$  jego powierzchni). Współczynnik emisyjności (średni w całym zakresie emitowanego widma) określa stosunek mocy całkowitego promieniowania ciała doskonale czarnego do mocy całkowitego promieniowania ciała badanego

$$\epsilon_c = \frac{T_{cz}^4}{T^4}, \quad (11.20)$$

gdzie  $T$  jest temperaturą bezwzględną ciała badanego. Wpływ wielkości tego współczynnika na wynik pomiaru temperatury może być określony wzorem

$$T = T_{cz} \cdot \sqrt[4]{\frac{1}{\epsilon_c}}. \quad (11.21)$$



Ponieważ wartość  $\epsilon_c$  jest zawsze mniejsza od jedności, temperatura rzeczywista  $T$  jest wyższa od zmierzonej pirometrem temperatury  $T_{cz}$ . Wartości współczynników  $\epsilon_c$  dla niektórych ciał w temperaturze 200 °C podano w tabeli 11.6.

T a b e l a 11.6

Przybliżone wartości współczynników emisyjności w temperaturze 200 °C

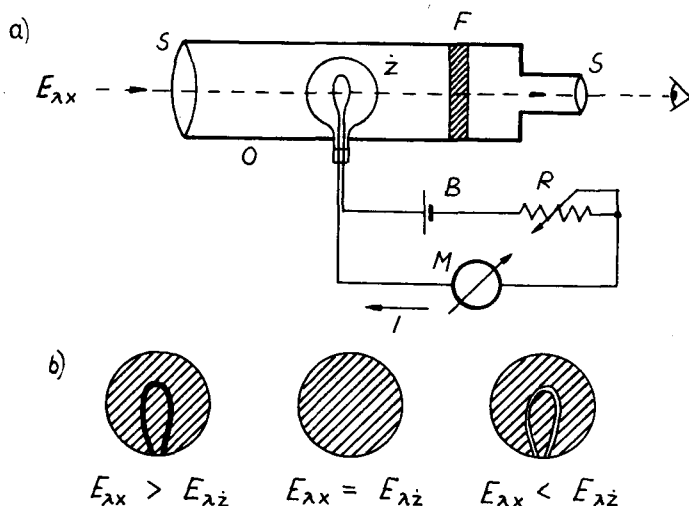
| Materiał  | $\epsilon_c$ | $\epsilon_\lambda (\lambda = 0,65 \mu m)$ | $\sqrt[4]{\frac{1}{\epsilon_c}}$ | $\sqrt[5]{\frac{1}{\epsilon_\lambda}}$ |
|-----------|--------------|-------------------------------------------|----------------------------------|----------------------------------------|
| aluminium | 0,1          | 0,2                                       | 1,78                             | 1,38                                   |
| żeliwo    | 0,65         | 0,4                                       | 1,11                             | 1,2                                    |
| stal      | 0,8          | 0,7                                       | 1,05                             | 1,07                                   |
| cegła     | 0,9          | 0,7                                       | 1,03                             | 1,07                                   |
| grafit    | 0,95         | 0,85                                      | 1,01                             | 1,03                                   |

Innymi źródłami błędów pomiarów są: pochłanianie mierzonego promieniowania cieplnego na drodze od obiektu do pirometru (pyły, mgła, dym, CO<sub>2</sub>, CO) i straty ciepła detektora wskutek promieniowania wtórnego, przewodzenia i konwekcji. Zakres mierzonych temperatur jest duży: od 0 do 3000 °C przykłada się niedokładności 1...2,5 i znacznej nieliniowości charakterystyki.

### 11.7.2. Pirometry monochromatyczne

Pirometr monochromatyczny w klasycznym wykonaniu działa na zasadzie wzrokowego porównywania luminancji obiektu i włókna żarówki wzorcowej w wąskim przedziale długości fali promieniowania. Jego schemat przedstawiono na rysunku 11.8a. W obudowie O znajduje się żarówka Z zasilana ze źródła napięcia B. Rezystor R umożliwia nastawianie prądu  $I$  płynącego przez włókno żarówki i zmianę luminancji tego włókna. Wartość prądu  $I$  jest wskazywana przez miernik M.





Rys. 11.8. Pirometr monochromatyczny wizualny: a) budowa, b) obrazy włókna żarówki

Układ lunety złożony z dwóch soczewek  $S$  umożliwia wycelowanie pirometru na mierzony obiekt promieniujący z natężeniem  $E_{\lambda x}$  i porównanie natężenia tego promieniowania z promieniowaniem rozżarzonego włókna żarówki  $E_{\lambda z}$ . Monochromatyczność pomiaru zapewnia filtr świetlny  $F$ , najczęściej czerwony ( $\lambda = 0,65 \mu\text{m}$ ).

Trzy możliwe do uzyskania podczas pomiaru obrazy w lunecie przedstawia rysunek 11.8b. W zależności od różnicy między natężeniami promieniowania  $E_{\lambda x}$  i  $E_{\lambda z}$  obraz włókna żarówki jest ciemniejszy, jaśniejszy lub niewidoczny na czerwonym tle. W punkcie  $E_{\lambda x} = E_{\lambda z}$  natężenie prądu  $I$  określające energię  $E_{\lambda z}$  jest funkcją temperatury ciała promieniującego (wzór 11.18).

Pirometr monochromatyczny wizualny może mierzyć temperatury od 800 do 2000 °C przy klasie niedokładności 1...1,5. Jest wrażliwy na pochłanianie promieniowania np. przez dym, pył oraz wpływ promieniowania widzialnego z obcych źródeł, np. odbitego. Wpływ zmian współczynnika emisyjności  $\varepsilon_{\lambda}$  przy długości fali  $\lambda = 0,65 \mu\text{m}$  odpowiadającej  $E_{\lambda} = E_{\lambda \max}$  (wzór 11.19) można określić zależnością



$$T = T_{cz} \cdot \sqrt[5]{\frac{1}{\epsilon_{\lambda}}} \quad (11.22)$$

Ponieważ wartość  $\epsilon_{\lambda}$  jest zawsze mniejsza od jedności, wpływ ten jest mniejszy niż w przypadku pirometrów radiacyjnych. Wartości współczynników emisyjności  $\epsilon_{\lambda}$  dla niektórych ciał podano w tabeli 11.6.

Nowoczesne monochromatyczne pirometry fotoelektryczne, zamiast wizualnego porównywania dwóch natężeń promieniowania, wykorzystują w tym celu fotoelektryczne detektory promieniowania - fotodiody, fototranzystory, fotorezystory, czy powielacze fotoelektryczne. Zakres ich stosowalności wynosi od 300 do 3000 °C, a niepewność pomiaru - ±10 °C w temperaturze 3000 °C. Specjalne rozwiązania pirometrów fotoelektrycznych pozwalają osiągnąć dokładność pomiarów lepszą niż 0,1 °C przy temperaturze 1000 °C.

### 11.7.3. Pirometry dwubarwowe

Pirometry dwubarwowe (bichromatyczne) mierzą stosunek promieniowania emitowanego przez dane ciało w zakresie dwóch wąskich pasm widma (wzór 11.18). Takie rozwiązanie pozwala na całkowite lub częściowe skompensowanie niektórych wielkości zakłócających: zmian współczynnika emisyjności, pochłaniania promieniowania na drodze do pirometru, niestabilności detektora itp. Pirometry dwubarwowe są konstruowane jako wizualne lub częściej jako fotoelektryczne. W najnowszych rozwiązaniach osiągają parametry pirometrów monochromatycznych przy wspomnianej już mniejszej wrażliwości na czynniki zakłócające.



## 12. BEZPOŚREDNIE I POŚREDNIE POMIARY STĘŻENIA SUBSTANCJI

We wszystkich procesach technologicznych, w których zachodzą zmiany składu chemicznego bądź stężenia substancji występuje konieczność ciągłej kontroli tych podstawowych parametrów. W nielicznych przypadkach stężenie substancji można oznaczać bezpośrednio, wykorzystując selektywną reakcję chemiczną i ciągłe, automatyczne analizatory. W większości przypadków natomiast, mniej skomplikowane i wystarczająco dokładne jest pośrednie oznaczanie stężenia danego składnika, np. wody w alkoholu przez pomiar przenikalności elektrycznej czy sacharozy w wodzie przez pomiar gęstości roztworu. Rodzaje wielkości fizycznych i fizykochemicznych wykorzystywanych w pośrednich i bezpośrednich pomiarach stężenia substancji wymieniono w rozdziale 2 (patrz też tab. 12.5).

Istotnym problemem stosowania poszczególnych metod pomiaru stężenia substancji bądź jej składu chemicznego jest zróżnicowanie selektywności tych metod, czyli wrażliwości na różne czynniki zakłócające. Metody całkowicie nieselektywne, jak np. pomiary gęstości czy konduktywności muszą być stosowane w warunkach znormalizowanych i dają wyniki umowne (np. stężenie "popiołu konduktometrycznego" w przemyśle cukrowniczym). Metody mało selektywne wymagają standaryzacji wielkości zakłócających.

W dalszych rozdziałach zostały omówione ważniejsze przemysłowe metody pomiaru stężeń substancji, znajdujące zastosowanie w technologiach przemysłu spożywczego, pominęto natomiast szczegółowe opisy metod i urządzeń stosowanych wyłącznie w warunkach laboratoryjnych.

### 12.1. Pomiary wilgotności gazów

Wilgotność gazów, a zwłaszcza powietrza, ma znaczny wpływ na wiele procesów przemysłu spożywczego. Szczególne znaczenie ma pomiar wilgotności w procesach suszenia, składowania czy rozmrażania produktów spożywczych. Wilgotność gazów, czyli zawartość w nich wody, może wyrażać kilka różnych wielkości:

a) temperatura rosy  $t_r$  [°C] - temperatura, w której przy danym ciśnieniu wystąpi stan nasycenia gazu parą wodną,



b) wilgotność względna  $\varphi$  [%] - procentowy stosunek ciśnienia cząstkowego pary wodnej w gazie do ciśnienia nasycenia w danej temperaturze,

c) wilgotność bezwzględna  $\xi_w$  [ $\text{g} \cdot \text{m}^{-3}$ ] - masowa zawartość pary wodnej na jednostkę objętości gazu wilgotnego,

d) wilgotność właściwa  $w$  [ $\text{kg} \cdot \text{kg}^{-1}$ ] - masowa zawartość pary wodnej na jednostkę masy suchego gazu.

Można wymienić kilka podstawowych metod pomiaru wilgotności gazów, które mają różne zastosowanie i dostarczają informacji o różnych wielkościach wyrażających wilgotność.

1. Usunięcie wilgoci z określonej objętości gazu i odmierzenie uzyskanej w ten sposób wody. Realizuje się to przez oziębienie (wykraplanie) lub absorpcję. Metoda jest dokładna lecz długotrwała. Stosuje się ją w warunkach laboratoryjnych do oznaczania wilgotności bezwzględnej jako wzorcową, zwłaszcza w chłodnictwie, gdy wilgotność bezwzględna jest bardzo mała.

2. Doprowadzenie pary wodnej zawartej w gazie do stanu równowagi z drugą fazą i pomiar parametrów tego stanu, zazwyczaj temperatury. Jest to pomiar temperatury rosy, metoda klasyczna i dokładna lub pomiar temperatury równowagi między wodą w ciele higroskopijnym (najczęściej  $\text{LiCl}$ ) a parą wodną w otaczającym gazie, skorelowany z temperaturą rosy.

3. Obserwacja obniżenia temperatury spowodowanego odparowywaniem wody z nawilżonego ciała do gazu. Metoda ta pozwala na bezpośredni pomiar wilgotności względnej.

4. Zmiana parametrów mechanicznych lub elektrycznych higroskopijnych ciał stałych pod wpływem zmian wilgotności względnej otaczającego gazu.

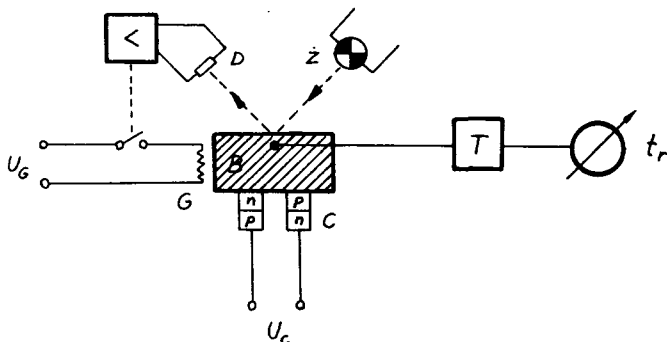
Przyrządy do pomiarów wilgotności gazów noszą nazwę higrometrów.

#### 12.1.1. Higrometr kondensacyjny temperatury rosy

Schemat przemysłowego higrometru kondensacyjnego do pomiaru temperatury rosy przedstawia rysunek 12.1. Wypolerowaną, połączaną powierzchnię metalowego bloku B ochładza do temperatury poniżej punktu rosy półprzewodnikowe złącze termoelektryczne C, wykorzystujące zjawisko Peltiera (odwrotne do zjawiska termoelektrycznego w termoogniwach). Woda z gazu otaczającego blok skrapla się na blyszczącej po-



wierzchni, zmniejszając silnie (do 50%) odbity strumień światła biegnący z żarówki  $\dot{Z}$  do detektora  $D$ . Spadek natężenia światła powoduje włączenie grzejnika  $G$  i podgrzewanie bloku aż do momentu zaniku rosy.



Rys. 12.1. Higrometr kondensacyjny temperatury rosy

Przyrost natężenia światła odbitego od polerowanej powierzchni w chwili zaniku rosy powoduje ponowne wyłączenie grzejnika. Opisane działanie urządzenia powtarza się cyklicznie, a temperatura bloku, mierzona czujnikiem termorezystorowym z elektronicznym przetwornikiem  $T$  oscyluje w pobliżu temperatury rosy  $t_r$ .

Klasa niedokładności higrometru leży w granicach 1,5...5. Jest on wrażliwy na obecność w gazie zanieczyszczeń mechanicznych (np. pyłów) osiadających na wypolerowanej powierzchni bloku pomiarowego.

### 12.1.2. Higrometr absorpcyjny litowy

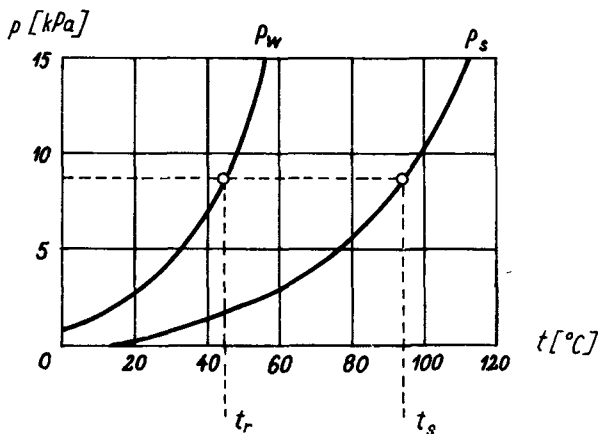
Nad powierzchnią wodnego roztworu higroskopijnej soli ciśnienie cząstkowe nasycenia pary wodnej  $p$  jest niższe od ciśnienia  $p_0$  nad powierzchnią czystej wody w tej samej temperaturze. Ciśnienie to można, zgodnie z prawem Raoult'a, wyrazić wzorem

$$p = p_0 \cdot \left(1 - \frac{K \cdot n_2}{n_1 + n_2}\right), \quad (12.1)$$



w którym:  $K$  - stała zależna od rodzaju soli,  
 $n_1$  - liczba moli rozpuszczalnika (wody),  
 $n_2$  - liczba moli rozpuszczonej soli.

Jak widać ciśnienie  $p$  maleje w miarę wzrostu stężenia składnika rozpuszczonego i osiąga graniczną najniższą wartość, gdy roztwór soli staje się nasycony. Towarzyszy temu proces krystalizacji i stan równowagi trzyfazowej.



Rys. 12.2. Zależność ciśnień cząstkowych pary wodnej od temperatury nad wodą ( $p_w$ ) i roztworem LiCl ( $p_s$ )

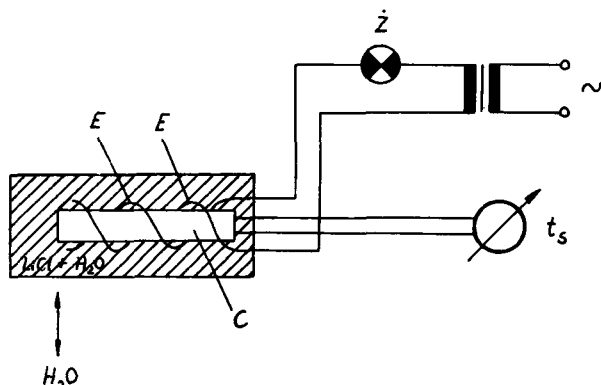
Zależność ciśnień cząstkowych pary wodnej nad roztworem soli higroskopijnej (LiCl)  $p_s$  i czystą wodą  $p_w$  od temperatury  $t$  podaje wykres na rysunku 12.2. Powierzchnia zawarta między krzywymi na tym wykresie jest obszarem równowagi pary wodnej nad roztworem LiCl o różnych stężeniach. Przy określonym ciśnieniu cząstkowym pary wodnej, np.  $p_w = 8$  kPa, temperatura rosy wynosi  $t_r = 43$  °C, natomiast równowagowa temperatura nasycenia roztworu LiCl wynosi  $t_s = 87$  °C. Wartość temperatury  $t_s$  jest jednoznacznie związana z temperaturą rosy dla czystej wody i ciśnieniem cząstkowym pary wodnej w gazie nad roztworem LiCl.

Istotą pomiaru wilgotności higrometrem absorpcyjnym litowym jest właśnie określenie wartości temperatury równowagowej nasycenia ( $t_s$ ) roztworu LiCl. Wykorzystuje się w tym celu przrost rezystancji roz-





tworu soli, zachodzący wskutek jej krystalizacji i zaniku fazy ciekłej. Jako sól zastosowano LiCl, ze względu na najsilniejszą higroskopijność (osiąganie stanu równowagi już przy  $\varphi = 10\%$ ).



Rys. 12.3. Higrometr absorpcyjny litowy

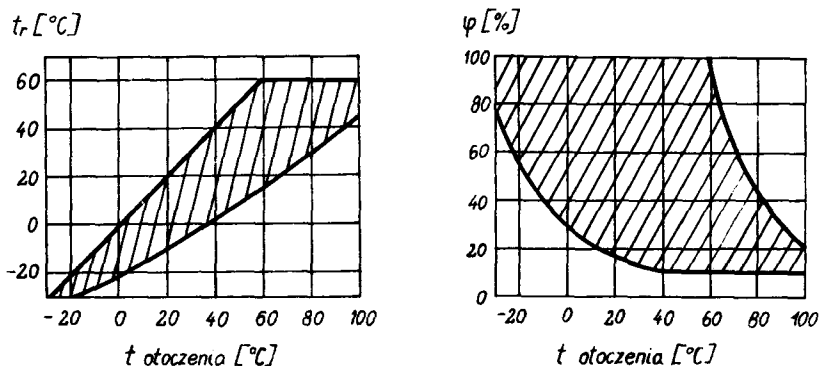
Konstrukcję czujnika i schemat higrometru litowego przedstawia rysunek 12.3. Na termorezystorowym czujniku temperatury C, umieszczonym w izolacyjnej obudowie, są nawinięte równolegle dwa druty (elektrody) E. Elektrody są pokryte tkaniną z włókna szklanego zwilżoną roztworem LiCl. Konduktancja roztworu soli powoduje przepływ prądu między elektrodami, który jest początkowo ograniczany żarówką Z zasilaną z transformatora obniżającego napięcie. Przepływ prądu powoduje wzrastanie temperatury czujnika i odparowywanie wody z roztworu LiCl. Stężenie roztworu rośnie, a konduktancja i tym samym prąd ogrzewający maleją.

Ostatecznie, ustala się równowaga dynamiczna odparowywania i absorpcji wody przy temperaturze  $t_s$  odpowiadającej ciśnieniu nasycenia na powierzchni soli. Temperatura  $t_s$  jest mierzona przez czujnik, którego wskaźnik można zgodnie z wykresem na rysunku 12.2. wykalibrować w jednostkach temperatury rosy  $t_r$ . Pomiar wilgotności względnej wymaga określenia temperatury otoczenia (drugi czujnik termorezystancyjny) i wykonania obliczenia, co może realizować odpowiedni układ elektroniczny.

Higrometr litowy jest obecnie najbardziej popularnym przemysłowym przetwornikiem wilgotności. Jest on wrażliwy na duże przepływy



gazu, gdyż prędkość liniowa przepływu większa od 0,5 m/s powoduje dodatkowe czuwanie czujnika i błędy pomiaru. Zapylenie i skład gazu praktycznie nie wpływają na wynik pomiaru, szkodliwe są tylko substancje reagujące z LiCl. Zakres pomiarowy osiąga  $-10$  do  $+60$  °C temperatury rosy przy temperaturze otoczenia od  $-10$  do  $+100$  °C, a jego szerokość jest zależna od temperatury otoczenia. Niedokładność pomiaru wynosi około 1 °C. Zakres pomiaru wilgotności względnej osiąga 10 do 100% również w zależności od temperatury otoczenia, a niedokładność pomiaru jest rzędu 1% wilgotności. Praktyczne zakresy stosowalności higrometru litowego przedstawiono na rysunku 12.4. Wadą higrometru litowego jest duża wartość stałej czasowej  $T = 1...5$  min.



Rys. 12.4. Zakresy stosowalności higrometru litowego

### 12.1.3. Psychrometr

Psychrometr jest klasycznym przyrządem do pomiaru wilgotności względnej, działającym na zasadzie wymienionej na początku rozdziału 12.1 w punkcie 3. Jeżeli obok siebie umieścimy dwa termometry i na jeden z nich nałożymy zwilżoną wodą tkaninę, to termometr mokry wskaże po pewnym czasie temperaturę ( $t_m$ ) niższą niż termometr suchy, mierzący rzeczywistą temperaturę otaczającego gazu ( $t_o$ ). Różnica temperatur  $\Delta t = t_o - t_m$ , tzw. różnica psychrometryczna, jest złożoną funkcją

$$\Delta t = f(\alpha, r, \varphi, p_b, w), \quad (12.2)$$



w której:  $\alpha$  - współczynnik wnikania ciepła do termometru mokrego,  
 $r$  - ciepło parowania wody,  
 $\varphi$  - wilgotność względna gazu otaczającego termometry,  
 $p_0$  - ciśnienie barometryczne,  
 $w$  - liniowa prędkość przepływu gazu.

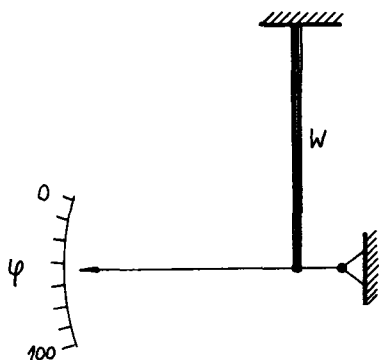
Pełne rozwiązanie zależności teoretycznej udało się uzyskać jedynie dla najprostszego przypadku, gdy dostarczanie z zewnątrz ciepła grzejnikiem elektrycznym utrzymuje warunek  $t_m = t_0$  (psychrometr Gregorzy'ego). Dla zwykłych psychrometrów, w których  $t_m < t_0$ , określono dla ustalonych warunków przepływu gazu wystarczająco dokładne zależności empiryczne (tabele psychrometryczne) [57], które stosuje się np. w przypadku korzystania z najprostszego psychrometru Augusta (dwa termometry rtęciowe, jeden z nich ma zbiorniczek owinięty zwilżoną wodą tkaniną bawełnianą). Dla warunków przemysłowych opracowano różne wersje psychrometrów w mniejszym lub większym stopniu automatyzujących i standaryzujących pomiar, np. psychrometr Assmana z wymuszonym stałym przepływem gazu, kompensacyjny psychrometr elektryczny Wooda itp.

Klasa niedokładności wszystkich psychrometrów leży w granicach 1,5...5 przy zakresie temperatur gazu od 0 do 100 °C i zakresie mierzonej wilgotności od 10 do 100%. Stała czasowa przyrządów ma dużą wartość, od 3 do 15 min.

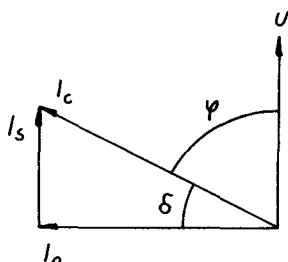
#### 12.1.4. Higrometr włosowy

W tego typu higrometrze wykorzystuje się zjawisko zmiany długości włosów ludzkich lub włókien z tworzyw sztucznych pod wpływem zmian wilgotności względnej otaczającego gazu. Schemat higrometru włosowego przedstawia rysunek 12.5. Czujnikiem pomiarowym jest wiązka włosów  $W$  (najczęściej odtłuszczone jasne włosy ludzkie), umocowana nieruchomo jednym końcem, a drugim połączona z mechanizmem dźwigniowym przetwarzającym wydłużenie czujnika na przesunięcie kątowe wskazówki. Względne wydłużenie wiązki włosów wynosi 1,5...2,5% przy zmianie wilgotności  $\varphi$  od 0 do 100%, natomiast współczynnik liniowej rozszerzalności cieplnej włosów ludzkich jest bardzo mały ( $34 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ ), co przy odpowiedniej konstrukcji przyrządu eliminuje wpływ temperatury otoczenia na wynik pomiaru.





Rys. 12.5. Higrometr włosowy



Rys. 12.6. Wykres wskazowy napięcia i prądów w kondensatorze z dielektrykiem rzeczywistym

Higrometr włosowy umożliwia bezpośredni pomiar wilgotności względnej, ma bardzo prostą konstrukcję, prawie liniową podziałkę; zakres temperatur pracy wynosi od  $-35$  do  $+65$  °C, zakres pomiarowy  $\varphi = 0 \dots 100\%$ , klasa niedokładności 2,5.

#### 12.1.5. Higrometr rezystancyjny

W higrometrze rezystancyjnym wykorzystuje się zmianę rezystancji cienkiej warstwy silnie higroskopijnej substancji, której wilgotność ustala się na poziomie równowagowym z wilgotnością otaczającego gazu. Konieczna jest przy tym kompensacja zmian temperatury, wpływającej również na rezystancję czujnika.

Higrometr rezystancyjny firmy Honeywell (USA) wykorzystuje jako element wrażliwy na wilgoć płytkę z tworzywa sztucznego z nadrukowaną siatką elektrod ze złota i nałożoną bardzo cienką (mała stała czasowa) warstwą higroskopijną. Zakres pomiarowy wilgotności względnej wynosi od 35 do 95% przy temperaturze otoczenia od  $+20$  do  $+50$  °C i stałej czasowej rzędu minuty.

Najnowsze higrometry rezystancyjne wykorzystują specjalne, wrażliwe na wilgoć elementy półprzewodnikowe. Uzyskuje się klasę niedokładności rzędu 1,5 przy temperaturze  $-1 \dots +100$  °C i stałej czasowej rzędu kilku sekund.



## 12.2. Pomiary zawartości wody w cieczach i substancjach stałych

Pomiary zawartości wody w surowcach i produktach przemysłu spożywczego są niezmiernie istotne z punktu widzenia zachowania się tych produktów w czasie przechowywania. Również utrzymanie wilgotności na odpowiednim poziomie w czasie niektórych operacji technologicznych ma znaczny wpływ na otrzymanie produktów odpowiedniej jakości i optymalne wykorzystanie urządzeń produkcyjnych.

Pomiar zawartości wody w cieczach dotyczy właściwie dwóch przypadków. W roztworach wodnych sprowadza się on do pomiaru stężenia substancji, najczęściej jedną z metod pośrednich (np. konduktometrycznie, wiskozymetrycznie, przez pomiar gęstości). W produktach o niewielkiej zawartości wody (np. w etanolu o stężeniu powyżej 95% obj. alkoholu) można stosować takie metody, jak dla substancji stałych, oznaczając zawartość wody pośrednio, w procentach masowych lub objętościowych. Najczęściej wykorzystuje się wtedy dielektryczne własności substancji [39].

W substancjach stałych, takich jak krystaliczna sacharoza, suszone wysłodki, skrobia, liofilizaty, woda występuje w kilku formach związania z podłożem: w postaci wody wolnej, związanej fizycznie, fizykochemicznie bądź też chemicznie. Różne metody pomiarowe pozwalają na oznaczanie jednej lub kilku wymienionych form i to w zależności od rodzaju badanej substancji.

Wilgotność substancji stałej wyraża się najczęściej wilgotnością względną  $W$

$$W = \frac{m_w}{m_w + m_s} \cdot 100 \quad [\%] \quad (12.3)$$

gdzie:  $m_w$  - masa wody,

$m_s$  - masa materiału suchego.

W niektórych przypadkach podaje się wartość wilgotności względnej równowagowej  $X_r$ , czyli zawartość wilgoci w substancji, która znajduje się w stanie równowagi z parą wodną w danej temperaturze. Wilgotność równowagowa jest więc minimalną wilgotnością, do której można wysuszyć substancję w danych warunkach prowadzenia procesu suszenia.



### 12.2.1. Wagowe pomiary zawartości wody

Pomiary wagowe (termograwimetryczne) polegają na suszeniu próbek substancji stałej, rzadziej cieczy, w podwyższonej temperaturze 105...130 °C aż do osiągnięcia stałej masy, ewentualnie przez ustalony empirycznie odcinek czasu. Są to pomiary bezpośrednie, stosowane raczej w warunkach laboratoryjnych, często długotrwałe i niezbyt dokładne. Źródłem błędów jest tu strata masy wskutek ubytku innych niż woda substancji lotnych, utlenianie czy piroliza składników substancji, zatrzymywanie wody w strukturach koloidalnych, osiągnięcie nie zerowej lecz równowagowej wilgotności próbki. Dokładność oznaczeń można zwiększyć przez suszenie w niskiej temperaturze pod obniżonym ciśnieniem lub w strumieniu gazu obojętnego, są to jednak zabiegi kłopotliwe do stosowania w warunkach przemysłowych.

### 12.2.2. Konduktancyjne pomiary zawartości wody

Konduktometryczne wyznaczanie wilgotności wykorzystuje zależność przewodności elektrycznej cieczy i substancji stałych od zawartości w nich wody. Zupełnie czysta woda jest słabym przewodnikiem prądu elektrycznego (konduktywność ok.  $5 \cdot 10^{-8} \text{ S} \cdot \text{cm}^{-1}$  w temp. 25 °C). Przewodność ta jest jednak znacznie zwiększana przez elektrolity zawarte zwykle w badanej substancji. Na wynik pomiaru wpływa też struktura materiału (porowatość), rozmiary jego cząstek oraz sposób wykonywania analizy.

Konduktywność materiałów wilgotnych może się zmieniać w szerokich granicach, od  $10^{-12}$  do  $10^{-2} \text{ S} \cdot \text{cm}^{-1}$ . Dla materiałów organicznych oraz substancji o budowie kapilarnej (np. ziarn skrobi) zależność konduktywności od wilgotności względnej jest silnie nieliniowa, co powoduje zmienną dokładność pomiaru w zależności od zakresu pomiarowego.

Konduktometryczne oznaczanie wilgotności substancji stałych wykonuje się przy użyciu specjalnych układów elektrod, zapewniających stałą gęstość materiału w obszarze pomiarowym i zasilanych napięciem przemiennym o częstotliwości od 50 do 1000 Hz (zapobieganie polaryzowaniu się elektrod). Układ pomiarowy jest typowym przetwornikiem konduktometrycznym (patrz rozdz. 12.8) i musi zawierać człon kompensacji temperatury próbki.



Wilgotnościomierze konduktancyjne umożliwiają pomiary względnych wilgotności substancji stałych i stężonych roztworów wodnych w zakresie 10...25%  $H_2O$  z niedokładnością ok. 1% oraz w zakresach 1...10 i 25...60%  $H_2O$  z niedokładnością 1...5%. Zmienna zawartość elektrolitów w badanej substancji niestety znacznie zwiększa błędy pomiarów.

### 12.2.3. Dielektryczne pomiary zawartości wody

W wilgotnościomierzach dielektrycznych wykorzystuje się zależność przenikalności elektrycznej  $\epsilon$  i stratności dielektrycznej  $\tan \delta$  substancji od zawartości w nich wody. Przenikalność elektryczna (stała dielektryczna)

$$\epsilon = \frac{C}{C_0} \quad (12.4)$$

jest stosunkiem pojemności elektrycznej  $C$  kondensatora wypełnionego badanym dielektrykiem do pojemności  $C_0$  tegoż kondensatora bez dielektryku, zmierzonej w próżni. W praktyce wartość  $C_0$  określa się nie w próżni lecz w powietrzu, którego przenikalność elektryczna  $\epsilon_p = 1,000594$  w temperaturze  $0^\circ C$  i pod ciśnieniem 101,3 kPa. Przenikalność elektryczna wody jest wielokrotnie większa i wynosi w temperaturze  $0^\circ C$   $\epsilon = 88,00$ . Wartość  $\epsilon$  określa się przez pomiar pojemności  $C$  i  $C_0$  np. jedną z metod opisanych w rozdziale 8.3. Układy pomiarowe zasilane napięciem przemiennym o częstotliwości od 50 Hz do 50 MHz.

Stratność dielektryczna jest wyrażona przez tangens kąta  $\delta$  na wykresie wskazowym napięcia i prądów w kondensatorze (rys. 12.6) i jest równa stosunkowi prądu strat  $I_s$  do prądu ładowania  $I_0$ . Prąd strat dielektryku jest związany ze składową rezystancyjną kondensatora pomiarowego i powoduje, że kąt między wskazami napięcia przemiennego  $U$  i prądu  $I_c$  płynącego przez kondensator z dielektrykiem rzeczywistym (stratnym) jest mniejszy od  $\frac{\pi}{2}$  i równy kątowi  $\varphi$ . Wartość  $\tan \delta$  określa się w specjalnym kondensatorze napełnionym badaną substancją, przy użyciu odpowiednich układów elektronicznych zasilanych napięciem wielkiej częstotliwości od 100 kHz do 100 MHz (np. mostkiem Sotiego).

Czujniki pomiarowe wilgotnościomierzy dielektrycznych, niezależnie od metody pomiaru, są zbudowane w postaci kondensatorów o różnej konstrukcji, najczęściej koncentrycznych lub płaskich. Kondensatory



te muszą być przystosowane do napełniania badaną substancją (ciałem stałym, ziarnistym lub cieczą) i muszą zapewniać utrzymanie stałej gęstości próbki w obszarze pomiarowym. Zapewnienie stałej, powtarzalnej gęstości próbki realizuje się kilkoma metodami:

- a) przez kontrolowane prasowanie próbki,
- b) przez wprowadzenie czujnika w drgania,
- c) przez umieszczenie czujnika w ciągłym strumieniu materiału.

Czynnikami zakłócającymi pomiar są również zmiany temperatury próbki, które należy kompensować w układzie pomiarowym. Zakresy i dokładności pomiarów są bardzo różne i zależą od rodzaju urządzeń oraz rodzaju badanej substancji. Z reguły nie udaje się uzyskać niedokładności mniejszej od 1%.

#### 12.2.4. Mikrofalowe pomiary zawartości wody

Mikrofalami nazywa się fale elektromagnetyczne w zakresie długości od 1 m do 1 mm, którym odpowiadają częstotliwości od 0,3 do 300 GHz. W pomiarach wilgotności wykorzystuje się górne pasmo częstotliwości, przy centymetrowych długościach fal.

Zachowanie się dielektryków w polu o tak dużych częstotliwościach jest odmienne niż przy częstotliwościach małych czy średnich (do kilkudziesięciu MHz). Obecność wilgoci w dielektryku wywołuje silne tłumienie fali elektromagnetycznej oraz zmianę kąta przesunięcia fazowego napięcia wielkiej częstotliwości. Wielkości te wykorzystuje się do pośredniego pomiaru zawartości wody w substancjach stałych i cieczach. Na wynik pomiaru mają również wpływ: struktura badanego materiału, jego skład chemiczny, gęstość i temperatura.

Metoda pomiaru jest bardzo prosta. Badaną substancję umieszcza się między antenami: nadawczą i odbiorczą. Najczęściej są to miniaturowe anteny kierunkowe o mocy promieniowania rzędu kilkudziesięciu mW. Pierwotnym sygnałem pomiarowym jest przesunięcie fazy  $\Delta \varphi$  lub częściej tłumienność fali elektromagnetycznej  $B$  zdefiniowana wzorem

$$B = 10 \cdot \lg \frac{P}{P_0} \quad [\text{dB}], \quad (12.5)$$

w którym:  $P_0$  - moc promieniowania padającego na próbkę,  
 $P$  - moc promieniowania po przejściu przez próbkę.





Mikrofalowe pomiary zawartości wody mogą być wykonywane w sposób ciągły, a ich dokładność jest zależna od jakości urządzeń pomiarowych, stopnia wyeliminowania wielkości zakłócających oraz rodzaju badanej substancji.

#### 12.2.5. Infraktometryczne oznaczanie zawartości wody

Infraktometryczne metody oznaczania zawartości wody w substancjach stałych i cieczach wykorzystują zdolność wody do pochłaniania promieniowania podczerwonego w zakresie "bliskiej podczerwieni", o długości fali od 0,7 do 3  $\mu\text{m}$ . Położenie i intensywność pasm absorpcyjnych wody zależy od: wzajemnego oddziaływania jej cząsteczek, temperatury, siły wiązania z substancją. Maksimum absorpcji występuje przy długości fali 2,92  $\mu\text{m}$ , jednak w pomiarach wilgotności substancji organicznych pojawia się w pobliżu tej częstotliwości zakłócający rezonans drgań walencyjnych grup  $\text{CH-}$ . Do pomiarów wilgotności stosuje się więc najczęściej fale o długości około 1,9  $\mu\text{m}$ .

W infraktometrycznych metodach oznaczania zawartości wody korzysta się zwykle z promieniowania odbitego (dla ciał stałych) lub przechodzącego przez badaną próbkę (dla cieczy). Źródłem promieniowania jest żarówka z włóknem wolframowym i filtry interferencyjne lub w nowszych rozwiązaniach specjalna dioda elektroluminescencyjna IRED (z GaAs) emitująca promieniowanie o długości fali ok. 1  $\mu\text{m}$ . Promieniowanie przechodzi przez próbkę lub odbija się od niej, a stopień jego tłumienia określa detektor (fototranzystor krzemowy lub fotorezystor z PbS). Tłumienie mocy promieniowania określa się wg wzoru (12.5) lub oblicza się absorbancję  $A$  z zależności

$$A = 20 \cdot \lg \frac{I}{I_0} \quad [\text{dB}], \quad (12.6)$$

gdzie:  $I_0$  - natężenie promieniowania padającego na próbkę,

$I$  - natężenie promieniowania po przejściu (odbiciu) przez próbkę.

Wilgotnościomierze infraktometryczne są nowoczesnymi przyrządami do pomiarów zawartości wody w cieczach i ciałach stałych. Ich konstrukcja jest bardzo prosta, równoległe pomiary przy kilku długościach fal umożliwiając łatwe kompensowanie czynników zakłócających, takich



jak gęstość i struktura badanego materiału. Umożliwiają pomiary wilgotności względnej w zakresie od 0 do 30% z niedokładnością 0,2...1%, zależną od rodzaju badanej substancji. Najnowsze wilgotnościomierze infraktometryczne dokonują w ciągu ułamka sekundy pomiarów przy 40 różnych długościach fal, a wynik jest obliczany przez układ mikroprocesorowy z niedokładnością 0,01% (!).

### 12.3. Pomiary gęstości

Gęstość określamy jako stosunek masy do objętości jednorodnego ciała przy określonych wartościach temperatury i ciśnienia

$$\rho = \frac{m}{V}. \quad (12.7)$$

Pojęcie gęstości, dotyczące gazów, cieczy i ciał stałych, można dla celów technicznych stosować również do ciał niejednorodnych, np. ziarnistych (gęstość nasypowa). Jednostką gęstości jest w układzie SI  $[\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}]$ . Gęstości niektórych cieczy i gazów podano w tabeli 12.1. Zestawienie podstawowych przemysłowych przetworników gęstości cieczy i gazów zawiera tabela 12.2.

T a b e l a 12.1

Gęstości niektórych cieczy i gazów

| Substancja                      | Gęstość<br>[kg/m <sup>3</sup> ] | Warunki pomiaru |
|---------------------------------|---------------------------------|-----------------|
| woda                            | 1000                            | 4 °C            |
|                                 | 998                             | 20 °C           |
| rtęć                            | 13546                           | "               |
| KCl + H <sub>2</sub> O      1%  | 1004,6                          | "               |
| 10%                             | 1063,3                          | "               |
| 20%                             | 1132,8                          | "               |
| sacharoza + H <sub>2</sub> O 1% | 1002,09                         | "               |
| 10%                             | 1038,13                         | "               |
| 50%                             | 1229,58                         | "               |



T a b e l a 12.1 (cd.)

| Substancja                                    | Gęstość<br>[kg/m <sup>3</sup> ] | Warunki pomiaru |
|-----------------------------------------------|---------------------------------|-----------------|
| etanol + H <sub>2</sub> O 100% objętościowych | 789,32                          | 20 °C           |
| 70% "                                         | 885,57                          | "               |
| 30% "                                         | 962,22                          | "               |
| powietrze                                     | 1,2928                          | 0 °C 101,3 kPa  |
| tlen                                          | 1,4289                          | " "             |
| wodór                                         | 0,08987                         | " "             |
| CO <sub>2</sub>                               | 1,9768                          | " "             |

T a b e l a 12.2

## Przetworniki gęstości cieczy i gazów

| Rodzaj przetwornika | Czynnik<br>mierzony  | Sygnał<br>wyjściowy         | Minimalny<br>zakres<br>pomiarowy<br>[kg/m <sup>3</sup> ] | Klasa<br>nieokreślono-<br>ści |
|---------------------|----------------------|-----------------------------|----------------------------------------------------------|-------------------------------|
| piknometr pętlicowy | ciecze               | siła                        | 10                                                       | 1,5...2,5                     |
| wypornościowy       | ciecze               | siła                        | 20                                                       | 1...2,5                       |
|                     | gazy                 | siła                        | 0,1                                                      | 1...1,5                       |
| hydrostatyczny      | ciecze               | ciśnienie,<br>poziom        | 5                                                        | 0,5...2,5                     |
| bezwładnościowy     | ciecze               | częstotliwość               | 20                                                       | 1                             |
|                     | gazy                 | częstotliwość               | 0,5                                                      | 0,5                           |
| izotopowy           | ciecze               | tłumienie<br>promieniowania | 10                                                       | 0,5                           |
|                     | substancje<br>sypkie | tłumienie<br>promieniowania | 10                                                       | 1                             |
| anemometryczny      | gazy                 | prędkość<br>przepływu       | 10 <sup>-3</sup>                                         | 1...2,5                       |



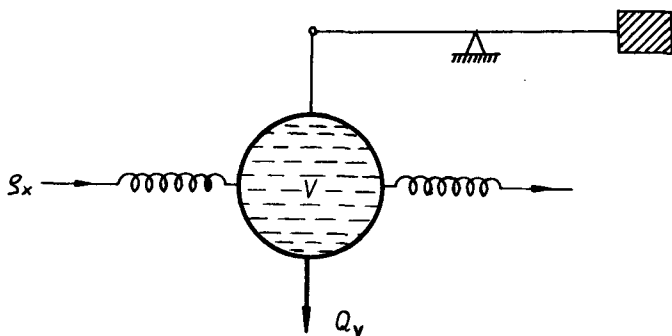
Celem przemysłowych pomiarów gęstości (densytometrii) jest zwykle nieselektywne określanie stężenia składników płynów, np. zawartości sacharozy w sokach cukrowych, zawartości wody w alkoholach czy  $\text{CO}_2$  w gazach. Istotnym problemem pomiarów stężenia za pośrednictwem gęstości jest wyeliminowanie, np. skompensowanie, zakłócającego wpływu zmian temperatury badanej cieczy lub temperatury i ciśnienia badanego gazu. Sprawia to trudności zwłaszcza w przypadku nieliniowej zależności objętości roztworu od jego temperatury, jak np. w przypadku roztworów sacharozy. Innym źródłem zakłóceń pomiarów gęstości cieczy jest zawartość w nich gazów (piany), powodująca obniżenie wyniku pomiaru.

### 12.3.1. Gęstościomierze wagowe

Wagowy (piknometryczny) pomiar gęstości polega na określeniu masy znanej, stałej objętości cieczy, najczęściej poprzez pomiar siły ciężenia  $Q_y$  zrównoważonego w stanie opróżnionym przepływowego zbiorniczka o objętości  $V$ , wypełnionego badanym roztworem (rys. 12.7). Siłę tę można określić wzorem

$$Q_y = V \cdot \rho_x \cdot g \quad (12.8)$$

gdzie:  $\rho_x$  - mierzona gęstość,  
 $g$  - przyspieszenie ziemskie.

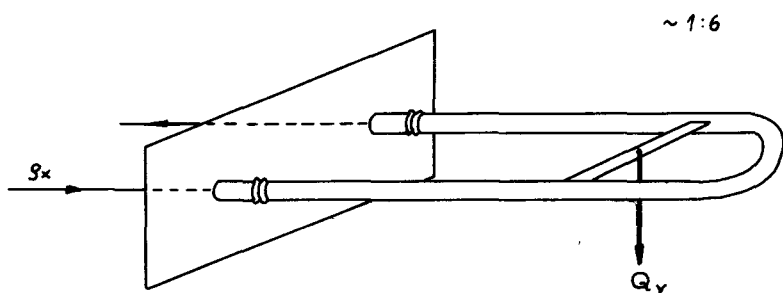


Rys. 12.7. Piknometr przepływowy



Jak widać wartość siły  $Q_y$  jest liniową funkcją gęstości  $\rho_x$ . Kompensację wpływu zmian temperatury na wynik pośredniego pomiaru stężenia roztworu lub jego gęstości można uzyskać przez umieszczenie całego piknometru w cieczy o gęstości  $\rho_0$  i współczynniku rozszerzalności objętościowej o podobnej wartości jak dla cieczy badanej. Wówczas zależność (12.8) przyjmie postać

$$Q_y = V \cdot g \cdot (\rho_x - \rho_0). \quad (12.9)$$



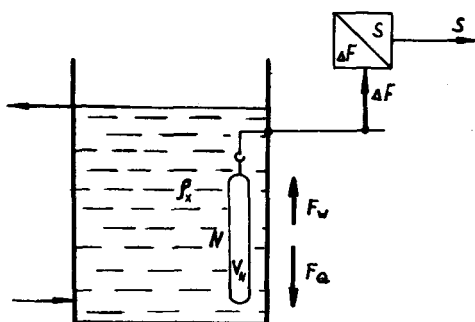
Rys. 12.8. Gęstościomierz pętlicowy

Lepsze własności dynamiczne i małą wrażliwość na sedymentowanie zawieszin posiada piknometryczny gęstościomierz pętlicowy, przedstawiony na rysunku 12.8. Badany roztwór lub zawieszina przepływa przez poziomą rurę (pętlę) w kształcie litery "U", umocowaną elastycznie w miejscu wlotu i wylotu cieczy. Masa, a zarazem siła ciężenia  $Q_y$  napełnionej pętli jest funkcją gęstości cieczy  $\rho_x$  i może być łatwo przetworzona na standardowy sygnał pomiarowy. Szybki przepływ cieczy przez pętlę (ponad 2 m/s) skutecznie zapobiega sedymentowaniu zawieszin i zmniejsza stałą czasową przetwornika. Przyrząd pozwala na pomiary gęstości cieczy w zakresie jej zmian rzędu 10 kg/m<sup>3</sup> z niedokładnością 1,5...2,5%. Jest wrażliwy na drgania i wstrząsy i wymaga dodatkowej kompensacji zmian temperatury.



### 12.3.2. Gęstościomierze wypornościowe

Gęstościomierze wypornościowe (areometryczne) działają na zasadzie pomiaru siły wyporu ciała zanurzonego w cieczy. Siła ta zgodnie z prawem Archimedesusa jest liniową funkcją masy wypieranej cieczy, a tym samym jej gęstości. Schemat typowego gęstościomierza wypornościowego (nurnikowego) przedstawia rysunek 12.9. Przetwornik ten jest identyczny z opisanym w rozdziale 10.5.2 pływakowym przetwornikiem poziomu cieczy; jedyną różnicą jest całkowite zanurzenie pływaka (w tym przypadku nurnika) w badanej cieczy.



Rys. 12.9. Gęstościomierz wypornościowy

Siłę wyporu nurnika  $F_W$  oraz siłę jego ciężenia  $F_Q$  można opisać wzorami

$$F_W = V_N \cdot \rho_x \cdot g \quad (12.10)$$

$$F_Q = m \cdot g \quad (12.11)$$

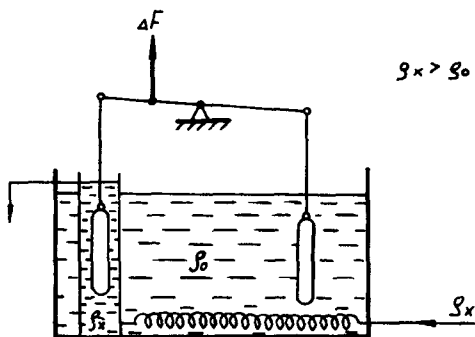
w których:  $V_N$  - objętość cieczy wypieranej przez nurnik,  
 $\rho_x$  - mierzona gęstość,  
 $m$  - masa nurnika,  
 $g$  - przyspieszenie ziemskie.

Wypadkowa siła  $\Delta F$  jest różnicą sił  $F_W$  i  $F_Q$ . Zwykle, stały moment siły  $F_Q$  jest kompensowany w przetworniku pomiarowym i sygnał wyjściowy  $S$  jest proporcjonalny do gęstości  $\rho_x$



$$S = K \cdot \rho_x \quad (12.12)$$

Opisany przetwornik wymaga stosowania dodatkowego układu kompensacji temperatury. Jest wrażliwy na dynamiczne oddziaływanie przepływającej cieczy i osadzanie się na nurniku osadów.



Rys. 12.10. Gęstościomierz wypornościowy różnicowy

Większą dokładność pomiaru i automatyczną kompensację zmian temperatury uzyskuje się w wypornościowym różnicowym przetworniku gęstości (rys. 12.10), w którym badany roztwór o gęstości  $\rho_x$  jest doprowadzany w spiralnej rurce dopływowej do temperatury równej temperaturze cieczy porównawczej o gęstości  $\rho_0$ . Przy równych współczynnikach temperaturowej rozszerzalności objętościowej i jednakowych temperaturach obu cieczy, różnica sił wyporu nurników  $\Delta F$  jest liniową funkcją różnicy gęstości cieczy, w których są one zanurzone, czyli nie zależy od temperatury

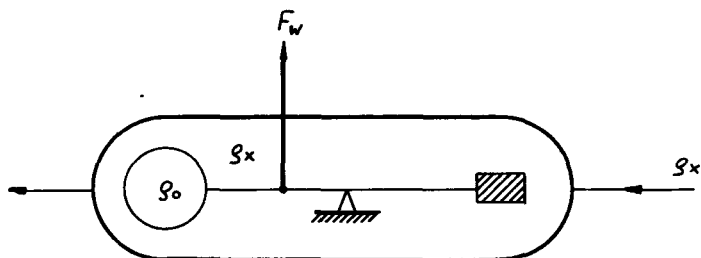
$$\Delta F = K \cdot (\rho_x - \rho_0) \quad (12.13)$$

Różnicowy przetwornik gęstości umożliwia pomiary w zakresie jej zmian rzędu  $20 \text{ kg/m}^3$  z niedokładnością 1%. Jest wrażliwy na dynamiczne oddziaływanie przepływającego strumienia cieczy, sedymentowanie zawiesin i posiada skomplikowaną konstrukcję.

Wypornościowy różnicowy przetwornik gęstości znajduje również zastosowanie w pomiarach gęstości gazów. Stosuje się tu specjalne



układy do przetwarzania niewielkich sił wyporu  $F_w$  pływaka wypełnionego gazem o gęstości  $\rho_0$  zanurzonego w gazie o gęstości  $\rho_x$  (rys. 12.11). Nowoczesne rozwiązania takich gęstościomierzy pozwalają osiągnąć klasę niedokładności 1 przy zakresie pomiarowym rzędu  $0,1 \text{ kg/m}^3$ .



Rys. 12.11. Wypornościowy różnicowy przetwornik gęstości gazu

### 12.3.3. Gęstościomierze hydrostatyczne

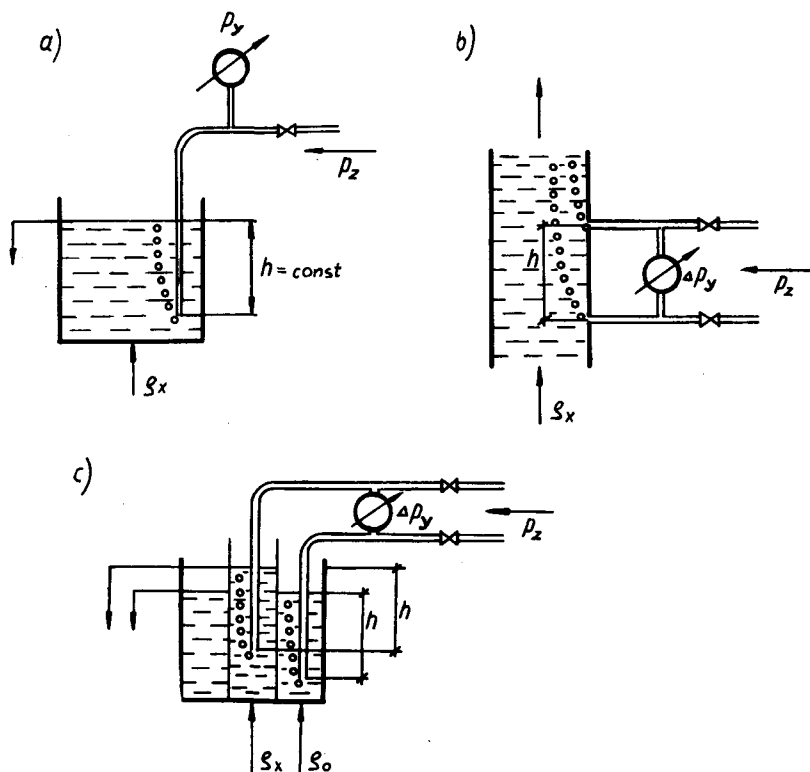
Gęstościomierze hydrostatyczne stanowią grupę przetworników, wykorzystującą pomiar ciśnienia hydrostatycznego słupa badanej cieczy o stałej wysokości  $h$ . Wartość tego ciśnienia  $p_y$  jest liniową funkcją gęstości cieczy  $\rho_x$

$$p_y = h \cdot \rho_x \cdot g. \quad (12.14)$$

W zależności od sposobu przetworzenia wartości ciśnienia  $p_y$  na użyteczny sygnał pomiarowy spotyka się różne rozwiązania gęstościomierzy. Gęstościomierze hydrostatyczne z sondami pneumatycznymi posiadają konstrukcję identyczną jak pneumatyczne przetworniki poziomu cieczy opisane w rozdziale 10.5.3d (rozwiązania przedstawione na rysunku 12.12a i b). Jedyną różnicą jest tu stały poziom cieczy w zbiorniku otwartym i całkowite napełnienie zbiornika zamkniętego lub rurociągu. Gęstościomierz pokazany na rysunku 12.12c umożliwia skompensowanie zakłócającego wpływu zmian temperatury cieczy, podobnie jak to miało miejsce w gęstościomierzu opisanym wzorem (12.13). Gęstościomierze z sondami pneumatycznymi mają bardzo prostą konstrukcję, minimalny zakres pomiarowy rzędu  $10 \text{ kg/m}^3$  i klasę niedokładności  $1,5 \dots 2,5$ . Są wrażliwe na obsychanie składników roztworu u wylotu sondy i powodują dodawanie do badanego roztworu niewielkich objętości powietrza.





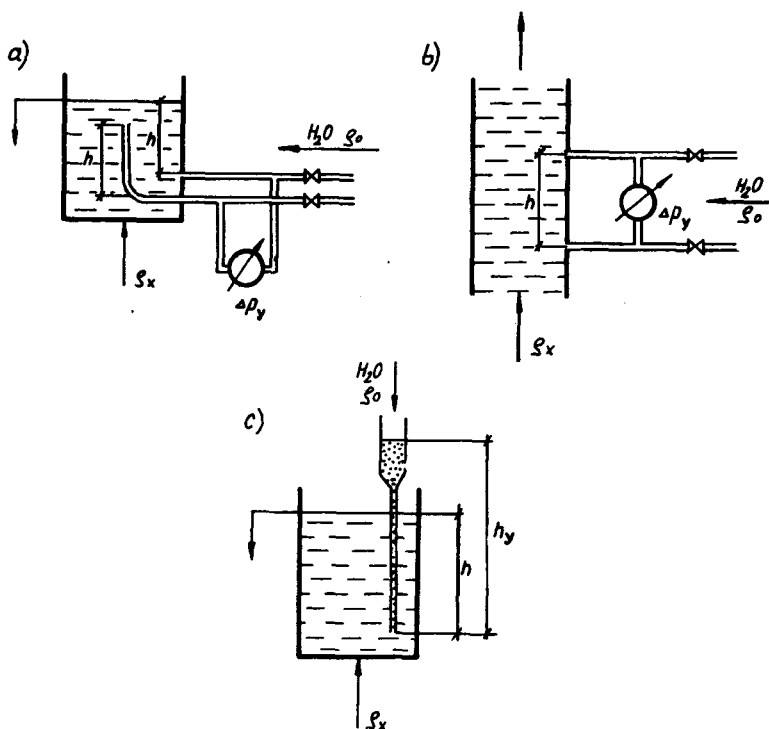


Rys. 12.12. Gęstościomierze hydrostatyczne z sondami pneumatycznymi: a) w zbiorniku otwartym, b) w rurociągu lub zbiorniku zamkniętym, c) różnicowy

Gęstościomierze z sondami hydraulicznymi są pozbawione wyż. wym. wad i pozwalają również na prostą kompensację wpływu zmian temperatury. Przetworniki przedstawione na rysunku 12.13a i b reagują na różnicę gęstości badanej cieczy  $\rho_x$  i wody  $\rho_0$ , doprowadzanych rurkami poprzez zawory dławiące

$$\Delta p_y = h \cdot \rho_x \cdot g - h \cdot \rho_0 \cdot g = h \cdot g (\rho_x - \rho_0). \quad (12.15)$$





Rys. 12.13. Gęstościomierze hydrostatyczne z sondami hydraulicznymi: a) w zbiorniku otwartym, b) w rurociągu lub zbiorniku zamkniętym, c) z przetwornikiem poziomu cieczy porównawczej

Zakładając stałość poziomu cieczy  $h$  i gęstości wody  $\rho_0$  otrzymujemy liniową zależność różnicy ciśnień hydrostatycznych  $\Delta p_y$  od mierzonej gęstości  $\rho_x$ .

W gęstościomierzu przedstawionym na rysunku 12.13a następuje zrównanie temperatur wody i badanego roztworu, a tym samym kompensacja wpływu zmian temperatury na wynik pomiaru (przy zbliżonych współczynnikach temperaturowej rozszerzalności objętościowej badanej cieczy i wody). Podobna kompensacja występuje w gęstościomierzu pokazanym na rysunku 12.13c, w którym sygnałem wyjściowym nie jest



różnica ciśnień hydrostatycznych, lecz wysokość słupa wody  $h_y$  równoważące ciśnienie słupa  $h$  cieczy o gęstości  $\rho_x$  zgodnie z równaniem

$$h \cdot \rho_x \cdot g = h \cdot \rho_0 \cdot g, \quad (12.16)$$

stąd

$$h_y = \frac{h}{\rho_0} \cdot \rho_x = K \cdot \rho_x. \quad (12.17)$$

Gęstościomierze hydrostatyczne z sondami hydraulicznymi umożliwiają pomiary gęstości cieczy przy minimalnym zakresie  $5 \text{ kg/m}^3$  z niedokładnością  $1 \dots 1,5\%$ . Powodują niewielkie rozcieńczanie badanej cieczy dodawaną wodą, co przy małych przepływach cieczy może być źródłem dodatkowych błędów.

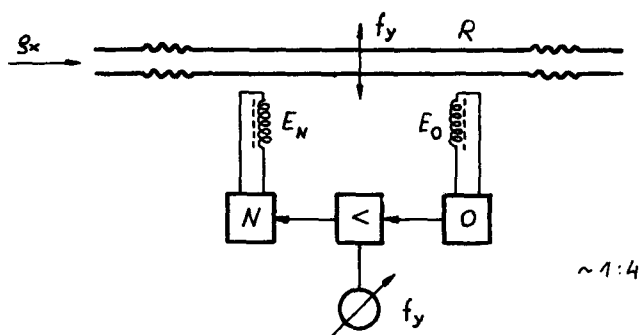
Najnowsze rozwiązania gęstościomierzy hydrostatycznych wykorzystują opisane w rozdziale 10.9.2E piezorezystancyjne membranowe przetworniki hydrostatycznego ciśnienia słupa cieczy, które są stosowane w miejsce sond pneumatycznych w rozwiązaniach podobnych do przedstawionych na rysunku 12.12a i b. Rezultatem tego jest znaczne uproszczenie układu gęstościomierza, wyeliminowanie dodawania powietrza lub wody do badanego roztworu, niewrażliwość czujnika na składniki roztworu i poprawa dokładności pomiaru (klasa  $0,5 \dots 1$ ). Przetworniki te są zazwyczaj uzupełniane o dodatkowy elektryczny układ kompensacji wpływu zmian temperatury badanej cieczy.

#### 12.3.4. Gęstościomierz bezwładnościowy

Gęstościomierz bezwładnościowy jest nowoczesnym przyrządem, w którym wielkością wejściową jest nie masa, lecz bezwładność masy określonej objętości cieczy. Zasadą działania tego przyrządu przedstawiono na rysunku 12.14. Przez stalową rurę  $R$  zamocowaną elastycznie na obu końcach przepływa badana ciecz. Rura z cieczą jest wprawiana w drgania elektromagnesem  $E_N$ . Uzwojenie  $E_0$  jest czujnikiem częstotliwości drgań rury, który poprzez układ odbiornika  $O$ , wzmacniacza i nadajnika  $N$  powoduje powstanie pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego utrzymującego ciągłość drgań. Częstotliwość drgań rury jest wówczas częstotliwością rezonansową  $f_y$ , stanowiącą sygnał wyjściowy



gęstościomierza. Częstotliwość ta jest funkcją bezwładności masy rury z cieczą, a tym samym gęstości cieczy wypełniającej rurę.



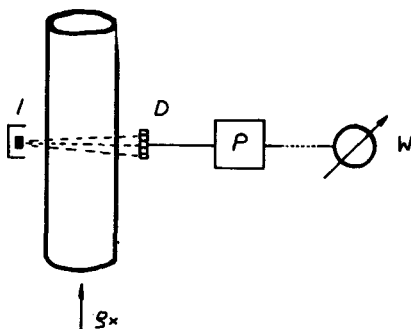
Rys. 12.14. Gęstościomierz bezwładnościowy

Gęstościomierz bezwładnościowy ma bardzo prostą konstrukcję, nie powoduje dławienia przepływu cieczy; przy odpowiednio dużej liniowej prędkości przepływu (ponad 2 m/s) nie jest wrażliwy na sedymentowanie zawieszin i charakteryzuje się bardzo małą stałą czasową. Może być stosowany do cieczy o znacznych lepkościach. Pozwala na uzyskanie sygnału w postaci częstotliwości, nadającego się do bezpośredniego pomiaru cyfrowego, a przy zakresie pomiarowym o szerokości 20 kg/m<sup>3</sup> umożliwia osiągnięcie niedokładności mniejszej od 1%. W specjalnych wykonaniach może też być stosowany do pomiarów gęstości gazów.

### 12.3.5. Gęstościomierze radiacyjne

Gęstościomierze radiacyjne (izotopowe) wykorzystują zmianę zdolności absorbowania promieniowania  $\gamma$  przez ciecze o zmiennej gęstości. W swym działaniu są więc podobne do opisanych w rozdziale 10.5.6. falowych przetworników poziomu cieczy. Wiązka promieniowania  $\gamma$  ze źródła I (rys. 12.15) przenika przez rurę z przepływającą cieczą o gęstości  $\rho_x$  i pada na detektor D. Zwiększenie gęstości cieczy wywołuje silniejsze stłumienie dochodzącej do detektora wiązki promieniowania, przeliczone w układzie przetwarzającym P na wyjściowy sygnał standardowy, wskazywany przez wskaźnik W i będący liniową funkcją gęstości  $\rho_x$ .





Rys. 12.15. Gęstościomierz izotopowy

Jako źródła promieniowania o niewielkiej mocy stosuje się głównie izotopy  $^{60}\text{Co}$ ,  $^{137}\text{Cs}$  lub  $^{241}\text{Am}$ . Do detekcji wiązki promieniowania są obecnie najczęściej wykorzystywane detektory półprzewodnikowe, o czułości znacznie większej w porównaniu z popularnymi do niedawna detektorami gazowymi (Geigera-Müllera) lub licznikami scyntylacyjnymi.

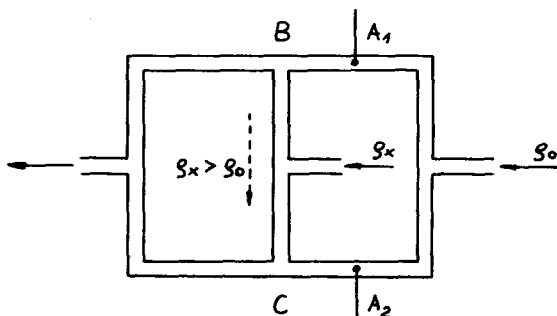
Gęstościomierze radiacyjne umożliwiają bardzo dokładne pomiary gęstości cieczy, również o znacznej lepkości, zawieszin, a także substancji sypkich. Minimalny zakres pomiaru gęstości ma szerokość  $10 \text{ kg/m}^3$ , a klasa niedokładności osiąga  $0,5\%$ . Dzięki pomiarowi bezdotkowemu (przez ściany rury) i wyeliminowaniu elementów ruchomych, gęstościomierze izotopowe mogą być stosowane w warunkach wysokiej temperatury i wysokiego ciśnienia. Zawierają układ automatycznej kompensacji wpływu temperatury na wynik pomiaru. Związanymi z ich zastosowaniem niedogodnościami są: konieczność przestrzegania zasad ochrony radiologicznej oraz wysoka cena urządzeń.

#### 12.3.6. Gęstościomierz anemometryczny

Gęstościomierz anemometryczny służy do pomiarów gęstości gazów (wyznaczania ich składu lub stężenia) przez określanie różnicy ciśnień słupów gazu badanego i gazu odniesienia, a bezpośrednio, wywołanej tą różnicą różnicy prędkości przepływów. Schemat gęstościomierza anemometrycznego pokazano na rysunku 12.16. Przedstawiony układ



rur w postaci ramy jest umieszczony w płaszczyźnie pionowej. Jeżeli gęstość gazu badanego  $\rho_x$  jest równa gęstości gazu odniesienia  $\rho_0$ , to dzięki symetrii układu przepływy gazów w górnej i dolnej gałęzi aparatu będą jednakowe. Jeżeli jednak wartość  $\rho_x$  będzie np. większa od wartości  $\rho_0$ , to między punktami B i C powstanie różnica ciśnień. Gaz badany będzie spływał w dół poprzecznym ramieniem BC i zmieni się stosunek przepływów gazu odniesienia w ramionach gęstościomierza (w górnym ramieniu przepływ będzie większy niż w dolnym). Stosunek ten będzie funkcją różnicy gęstości  $\rho_x$  i  $\rho_0$ .



Rys. 12.16. Gęstościomierz anemometryczny

Przepływy gazu są mierzone termorezystancyjnymi anemometrami  $A_1$  i  $A_2$ , a układ przetwornika pozwala osiągnąć zakres pomiarowy  $10^{-3}$   $\text{kg/m}^3$  i klasę niedokładności 1...2,5%. Opisany gęstościomierz pozwala np. na wykrywanie butanu w powietrzu już przy stężeniu  $10^{-3}$   $\text{g/m}^3$ .

#### 12.4. Pomiary lepkości

Lepkość płynów jest wynikiem tarcia wewnętrznego ich cząsteczek i może być wyrażona wzorem Newtona [68, 69]

$$\tau = \eta \cdot \frac{dw}{dx}, \quad (12.18)$$



gdzie:  $\tau$  - styczne naprężenie ścinające działające między dwiema płaszczyznami równoległymi do kierunku ruchu,  
 $\eta$  - lepkość,  
 $\frac{dw}{dx}$  - gradient prędkości w kierunku  $x$  prostopadłym do rozpatrywanych płaszczyzn.

Zewzoru (12.18) wynika miara lepkości dynamicznej, jako siła działająca na jednostkę powierzchni w jednostkowej odległości przy jednostkowym gradiencie prędkości. W układzie SI jednostką lepkości jest  $[N \cdot s \cdot m^{-2}] = [Pa \cdot s]$ . Dawna jednostka 1 P (puaz) jest równa  $10^{-1} Pa \cdot s$ , 1 cP = 1 mPa·s.

Płyny newtonowskie są płynami, których lepkość jest niezależna od gradientu prędkości. Gazy i większość cieczy jednorodnych o niezbyt wielkich cząsteczkach zachowują się w przybliżeniu jak płyny newtonowskie. Ciecze lepkie, takie jak syrop skrobiowy czy melas, są cieczami nienewtonowskimi.

Wartość lepkości zależy w dużym stopniu od temperatury. Lepkość cieczy maleje z temperaturą, a lepkość gazów rośnie. Lepkości dynamiczne wybranych substancji podano w tabeli 12.3.

T a b e l a 12.3

Lepkości dynamiczne niektórych substancji

| Substancja            | Temperatura pomiaru [°C] | Lepkość dynamiczna [mPa·s] |
|-----------------------|--------------------------|----------------------------|
| woda                  | 0                        | 179,21                     |
|                       | 20                       | 100,50                     |
|                       | 100                      | 28,38                      |
| roztwór sacharozy 40% | 20                       | 622,3                      |
|                       | 60%                      | 5670                       |
| alkohol etylowy       | 20                       | 120                        |
| alkohol metylowy      | 20                       | 59,7                       |
| powietrze             | 18                       | $182,7 \cdot 10^{-2}$      |
|                       | 14                       | $210,2 \cdot 10^{-2}$      |



Reologiczne właściwości substancji, a w szczególności cieczy, odgrywają dużą rolę w procesach technologicznych. Wiążą się one z procesami mieszania, oporami przepływu, składem oraz jakością produktów i półproduktów. Wiele z tych cieczy ma charakter nienewtonowski. Ich lepkość jest mierzona podobnie jak w przypadku cieczy newtonowskich, jednak przy ściślej określonych warunkach i w umownych jednostkach [28].

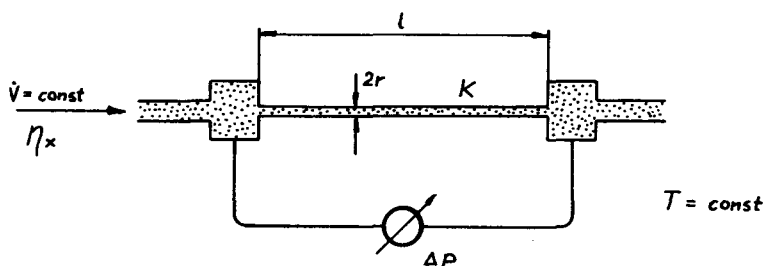
Przyrządy do pomiarów lepkości noszą nazwę wiskozymetrów, a lepkość cieczy nienewtonowskich określają reometry.

#### 12.4.1. Wiskozymetr kapilarny

Wiskozymetr kapilarny wykorzystuje pomiar spadku ciśnienia w kapilarze, przez którą przepływa laminarnie płyn ze stałym natężeniem objętościowym. Schemat przemysłowego lepkościomierza kapilarnego przedstawia rysunek 12.17. Badany płyn jest tłoczony (najczęściej pompką) ze stałym natężeniem przepływu  $\dot{V}$  przez kapilarę K. Odpowiedni przetwornik mierzy różnicę ciśnień  $\Delta p$  przed i za kapilarą. Wartość tej różnicy można określić równaniem Hagena-Poiseuille'a

$$\Delta p = \eta \cdot \frac{8 \cdot \dot{V} \cdot l}{\pi \cdot r^4} \quad (12.19)$$

w którym:  $\eta$  - lepkość dynamiczna,  
 $l$  - długość kapilary,  
 $r$  - wewnętrzny promień kapilary.



Rys. 12.17. Wiskozymetr kapilarny





Dla stałej wartości  $\dot{V}$ , ściśle określonych wymiarów kapilary i stałej temperatury, różnica ciśnień  $\Delta p$  jest proporcjonalna do lepkości dynamicznej  $\eta$  płynu.

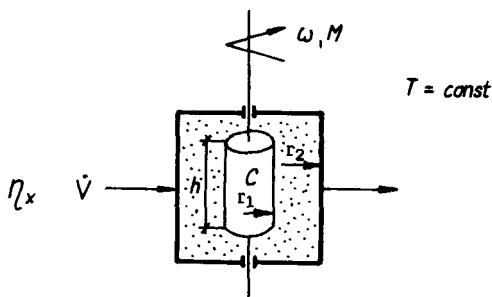
Wiskozymetry kapilarne pozwalają na dokładne pomiary lepkości (klasa 0,5...1) dzięki łatwemu stabilizowaniu temperatury (kapilara może być umieszczona np. w termostатовanej łaźni). Są one jednak bardzo wrażliwe na obecność w badanych cieczach i gazach zanieczyszczeń mechanicznych.

#### 12.4.2. Wiskozymetr rotacyjny

Wiskozymetr rotacyjny wykorzystuje pomiar siły działającej między ciałem wirującym a badanym płynem. Jest stosowany głównie do pomiarów lepkości cieczy. Schemat takiego wiskozymetru przedstawia rysunek 12.18. Metalowy cylinder C zanurzony w przepływającej cieczy wiruje z prędkością kątową  $\omega$ . Moment obrotowy cylindra ( $M$ ) jest funkcją jego wymiarów, odległości od obudowy, prędkości  $\omega$  i lepkości dynamicznej przepływającej cieczy. Jego wartość określa równanie Margulesa

$$M = \eta \cdot \frac{4 \pi \cdot h \cdot \omega}{r_1^{-2} - r_2^{-2}} \quad (12.20)$$

w którym:  $r_1$  - zewnętrzny promień wirującego cylindra,  
 $r_2$  - wewnętrzny promień walca obudowy,  
 $h$  - wysokość wirującego cylindra.



Rys. 12.18. Wiskozymetr rotacyjny



Przy określonym rozwiązywaniu wiskozymetru, stałej wartości  $\omega$  i stałej temperaturze, moment obrotowy (napędowy)  $M$  jest proporcjonalny do lepkości dynamicznej  $\eta$  cieczy.

Wiskozymetry rotacyjne w różnych wykonaniach, np. w postaci wirującego cylindra umieszczonego wprost w zbiorniku z cieczą (rozwiązanie firmy Fisher and Porter) są stosowane do określania własności reologicznych cieczy nienewtonowskich. W przemyśle cukrowniczym tego typu reometry są instalowane w warnikach i służą do pośredniego oznaczania stężenia cukrzycy - zawiesiny kryształów sacharozy w syropie międzykryształowym o znacznej lepkości.

#### 12.4.3. Wiskozymetr ultradźwiękowy

Związek między lepkością, a siłami działającymi na powierzchnię drgającą w cieczy wykorzystano przy pomiarze dekrementu tłumienia drgań tej powierzchni. Metalowy języczek umieszczony w badanej cieczy jest okresowo pobudzany piezoelektrycznie lub magnetostrykcyjnie do drgań z częstotliwością około 30 kHz i amplitudą rzędu 0,05  $\mu\text{m}$ . Mierzy się czas zaniku tych drgań, który jest proporcjonalny do lepkości cieczy przy stałej jej temperaturze.

Wiskozymetr ultradźwiękowy dzięki prostej konstrukcji może pracować w trudnych warunkach temperaturowych, przy dużych ciśnieniach, a także jako reometr w cieczach nienewtonowskich, zawiesinach, pastach itp.

#### 12.5. Termokonduktometria gazów

Różnica przewodności cieplnej gazów jest już od dawna wykorzystywana do analizy mieszanin gazowych. Mimo braku selektywności, metoda ta jest stosowana i obecnie, ze względu na prostotę i pewność działania aparatury. Przewodności cieplne gazów różnią się znacznie między sobą, są niezależne od ciśnienia, natomiast zależne od temperatury. Przewodność cieplna powietrza w temperaturze 0 °C wynosi  $23,78 \cdot 10^{-3} \frac{\text{W}}{\text{m} \cdot \text{K}}$ . Wartości przewodności cieplnej względnej (względem powietrza)  $\lambda/\lambda_{\text{pow}}$  niektórych gazów w temperaturze 0 °C przedstawia tabela 12.4.



T a b e l a 12.4

Względne przewodności cieplne niektórych gazów w temperaturze 0 °C

| Gaz             | $\lambda / \lambda_{\text{pow}}$ |
|-----------------|----------------------------------|
| wodór           | 7,130                            |
| tlen            | 1,015                            |
| powietrze       | 1,000                            |
| azot            | 0,998                            |
| amoniak         | 0,897                            |
| dwutlenek węgla | 0,614                            |
| chlor           | 0,322                            |

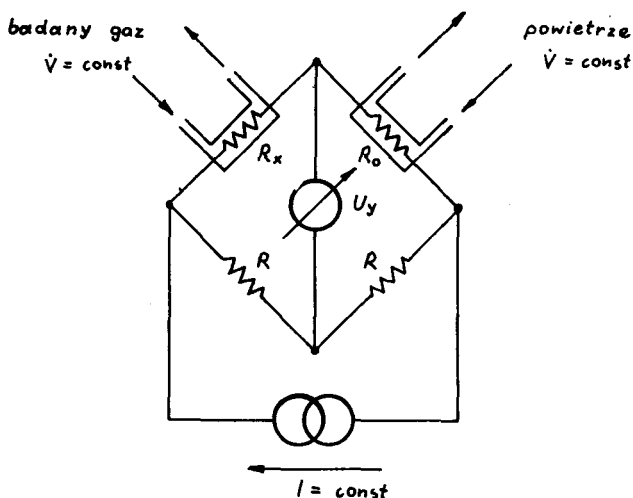
Pomiar bezwzględnej wartości przewodności cieplnej gazów jest trudny i mało dokładny. Natomiast pomiary metodą różnicową względnej przewodności cieplnej są dzięki kompensacji wielu wielkości zakłócających czułe i powtarzalne. Różnicowy pomiar przewodności cieplnej gazów realizuje się przez pomiar różnicy temperatur dwóch grzejników. Grzejnik pomiarowy jest umieszczony w komorze wypełnionej gazem badanym, a grzejnik porównawczy w takiej samej komorze wypełnionej gazem porównawczym. Miarą stężenia badanego gazu jest różnica temperatur grzejników powstała wskutek różnicy strat cieplnych przez przewodzenie ciepła poprzez gaz od grzejnika do ścianek komory. Grzejnikiem jest zwykle termorezystor, ogrzewany płynącym przez niego prądem.

Schemat termokonduktometrycznego analizatora gazów przedstawia rysunek 12.19. Dwa termorezystory:  $R_x$  umieszczony w komorze z gazem badanym i  $R_0$  umieszczony w komorze z gazem porównawczym (zwykle powietrzem) są włączone w mostek pomiarowy, zasilany prądem  $I$  o stałej wartości. Przepływ prądu (rzędu 0,5 A) powoduje rozgrzewanie się termorezystorów do temperatury około 100 °C. Jeżeli przez obie komory przyrządu przepływa powietrze ( $\dot{V} = \text{const}$ ), to temperatury i rezystancje termorezystorów są jednakowe, mostek jest w równowadze i miernik wyjściowy  $U_y$  wskazuje napięcie równe zero. Jeżeli natomiast przez komorę pomiarową przepuścimy np. powietrze z dwutlenkiem węgla, a przez komorę porównawczą nadal będzie płynęło powietrze, to odbiór ciepła z termorezystora  $R_x$  będzie gorszy niż z termorezystora  $R_0$ .



(tabela 12.4), temperatura  $R_x$  wzrośnie, zostanie zachwiana równowaga mostka i miernik  $U_y$  wskaże napięcie będące funkcją zawartości  $\text{CO}_2$  w gazie dopływającym do komory pomiarowej.

Warunkami prawidłowej pracy analizatora termokonduktometrycznego są: stałość prądu  $I$ , stałość przepływu gazów  $\dot{V}$ , równość temperatur komory pomiarowej i porównawczej, jednakowa wilgotność obu gazów. Przy spełnieniu tych zastrzeżeń osiąga się klasę niedokładności pomiaru stężenia analizowanego gazu rzędu 0,5. Ze względu na nieselektywność metody pomiarowej, dodatkowe zakłócenia mogą być powodowane wpływem innych gazów na przewodność cieplną mieszaniny.



Rys. 12.19. Termokonduktometryczny analizator gazów

Analizatory termokonduktometryczne znalazły największe zastosowanie do pomiaru stężenia  $\text{CO}_2$  w gazach spalinowych kotłowni, przy spalaniu kamienia wapiennego (przemysł cukrowniczy), w gazach odlotowych z kadzi fermentacyjnych. Pozwalają one na ciągłe pomiary zawartości  $\text{CO}_2$  w zakresie od 0 do 60% objętościowych z niedokładnością 1,5% i przy stałej czasowej pomiaru około 30 s.



## 12.6. Pomiary optycznych własności substancji

Optyczne własności substancji, takie jak współczynnik załamania światła, kąt skręcenia płaszczyzny polaryzacji, pochłanianie czy rozpraszanie światła, są wykorzystywane powszechnie w jakościowych i ilościowych analizach laboratoryjnych, natomiast mniejsze znaczenie mają w miernictwie przemysłowym. Przyczyną tego jest znaczny stopień skomplikowania wszystkich analizatorów optycznych oraz ich wrażliwość na trudne warunki pracy.

Mierniki współczynnika załamania światła (refraktometry) są produkowane również w wersjach przemysłowych, przystosowanych do pomiarów przepływowych np. w przemyśle owocowo-warzywnym (refraktometr Remat-20 firmy Carl Zeiss) lub do zainstalowania np. w warniku cukrowniczym. Wykorzystują one podobnie jak refraktometry laboratoryjne zmianę kąta odbicia światła biegnącego wewnątrz szkła lub szafiru, od jego powierzchni omywanej badanym roztworem. Pozwalają na automatyczny, pośredni i nieselektywny pomiar stężenia, a właściwie gęstości roztworu. Są bardzo wrażliwe na zawartość w badanych cieczach osadów i kolidów.

Pomiaru kąta skręcenia płaszczyzny polaryzacji światła dokonują ciągle przepływowe polarymetry (np. przyrząd Polamat-S firmy Carl Zeiss), stosowane w analizie związków optycznie czynnych, najczęściej sacharydów. Konstrukcja tych polarymetrów jest zbliżona do konstrukcji tradycyjnych polarymetrów laboratoryjnych z tą różnicą, że pomiar jest całkowicie zautomatyzowany. W najnowszych rozwiązaniach polaryzatory i analizatory krystaliczne (pryzmaty Nikoła) uzupełniają się układami magnetooptycznymi, wykorzystującymi zjawisko Faradaya, które polega na skręcaniu płaszczyzny polaryzacji światła przechodzącego przez szkło znajdujące się w polu magnetycznym. Upraszcza to działanie polarymetrów przez wyeliminowanie konieczności obracania analizatora.

Analiza polarymetryczna jest nieselektywna.

Pomiary pochłaniania (absorpcjometria) i rozpraszania (nefelometria) promieniowania elektromagnetycznego od nadfioletu ( $\lambda \approx 0,2 \mu\text{m}$ ) do podczerwieni ( $\lambda \approx 40 \mu\text{m}$ ) są dziedziną analityki bardzo obecnie popularną. Pochłanianie lub rozpraszanie promieniowania o ściśle określonej długości fali wykorzystuje się do selektywnego wyznaczania stężenia określonego składnika bezpośrednio lub po zastosowaniu dodatkowej reakcji chemicznej (np. barwnej). Pomiary takie nadają się do oznaczania prawie wszystkich związków i pierwiastków chemicznych.



Stosowanie ciągłych absorpcjometrów (spektrofotometrów) i nefelometrów w miernictwie przemysłowym napotyka jednak na trudności wynikające z wrażliwości tych urządzeń na obecność zanieczyszczeń mechanicznych w próbkach oraz znaczny stopień ich skomplikowania.

### 12.7. Pomiary potencjału elektrochemicznego

Pomiary potencjału elektrochemicznego selektywnej elektrody, a właściwie siły elektromotorycznej ogniwa złożonego z dwóch elektrod - selektywnej i porównawczej, są bardzo popularną metodą analityczną, zwłaszcza w zakresie wyznaczania stężenia jonów wodorowych (pomiar pH), stężenia tlenu w cieczach, stężeń innych jonów czy potencjału utleniająco-redukcyjnego. Zasady potencjometrii przemysłowej są identyczne jak potencjometrii stosowanej w warunkach laboratoryjnych. Występują tu jednak nieco inne rozwiązania ogniw pomiarowych i układów przetwarzających.

#### 12.7.1. Pomiary pH

W miernictwie przemysłowym przez pH określa się bezwymiarową wielkość zależną od stężenia jonów wodorowych w roztworze, wyznaczoną potencjałem elektrody reagującej na zmiany tego stężenia. W chemii fizycznej pH jest zdefiniowane jako ujemny logarytm dziesiętny aktywności jonów wodorowych  $H^+$ , a właściwie jonów hydroniowych  $H_3O^+$ . Ze względów praktycznych w metrologii przemysłowej odstąpiono od pomiarów opartych na tej definicji i podobnie jak w przypadku Międzynarodowej Praktycznej Skali Temperatur przyjęto punkty stałe skali pH. Mierzy się więc nie absolutną wartość pH, lecz różnicę pH badanego roztworu i wzorcowego roztworu buforowego, którego pH przyjęto za stałe w danej temperaturze.

Zestaw roztworów buforowych - wzorców pH jest przedmiotem norm państwowych. W Polsce obowiązują znormalizowane wzorce przyjęte przez RWPG, oparte m.in. na buforach: ftalanowym (pH = 4,00 w 20 °C), fosforanowym (pH = 6,88 w 20 °C) i boraksowym (pH = 9,22 w 20 °C). Wzorcowe roztwory buforowe są produkowane i legalizowane przez Okręgowe Urzędy Miar.



Czujnikiem pomiarowym jest w pomiarach pH selektywna elektroda pomiarowa, której potencjał  $E$  opisuje ogólne równanie Nernsta

$$E = E_0 + \frac{R \cdot T}{n \cdot F} \cdot \ln a_m, \quad (12.21)$$

gdzie:  $E_0$  - potencjał normalny elektrody (przy  $a_m = 1$ ),

$R$  - stała gazowa,

$T$  - temperatura bezwzględna,

$n$  - liczba elektronów przenoszonych w reakcji elektrodowej,

$F$  - stała Faradaya,

$a_m$  - aktywność molarna jonu biorącego udział w reakcji elektrodowej

Oczywiście, w przypadku pomiarów pH, aktywność  $a_m$  dotyczy aktywności jonu  $H_3O^+$ . Po podstawieniu wartości odpowiednich stałych i zamianie logarytmu na dziesiętny otrzymamy dla temperatury 25 °C wzór

$$E = E_0 + \frac{0,05915}{n} \cdot \lg a_m. \quad [V] \quad (12.22)$$

Pomiary pH polegają na określeniu siły elektromotorycznej (SEM) ogniwa złożonego z elektrody pomiarowej i elektrody odniesienia (porównawczej) [47]. Elektroda porównawcza ma potencjał zależny tylko od temperatury, natomiast potencjał elektrody pomiarowej  $E$  jest wynikającą z równania Nernsta liniową funkcją pH

$$E = A - K \cdot pH. \quad (12.23)$$

Wartość współczynnika  $K$  zależy przede wszystkim od temperatury i wynosi od 58 mV w 20 °C do 74 mV w 100 °C na jednostkę pH. Stała  $A$  zależy od temperatury i rodzaju elektrody. Wielkość siły elektromotorycznej, będąca różnicą potencjałów elektrod pomiarowej i odniesienia, jest więc w określonych warunkach liniową funkcją pH roztworu.

Praktyczny pomiar pH polega na porównaniu siły elektromotorycznej odpowiedniego ogniwa pomiarowego umieszczonego kolejno w roztworze wzorcowym ( $pH_w$ ) i badanym ( $pH_x$ ). Potencjał elektrody pomiarowej osiąga w tych roztworach wartości

$$E_w = A - K \cdot pH_w, \quad (12.24)$$



$$E_x = A - K \cdot pH_x. \quad (12.25)$$

Odejmując równania stronami otrzymamy

$$pH_x = pH_w + \frac{E_w - E_x}{K}; \quad (12.26)$$

wzór (12.26) jest podstawą kalibrowania pehametrów w oparciu o wzorcowe roztwory buforowe.

Najbardziej popularną elektrodą pomiarową w przemysłowych pomiarach pH jest wciąż elektroda szklana, stosowana od lat w pehametrach laboratoryjnych. Jest ona bardzo selektywna lecz mało wytrzymała mechanicznie. Wyniki pomiarów mogą zakłócać jony metali lekkich, a zwłaszcza  $Na^+$ . Osiadanie na elektrodzie szklanej osadów powoduje podczas ciągłych pomiarów pH błędy, z tego względu w wielu rozwiązaniach przemysłowych ogniów pehametrycznych elektroda ta jest czyszczona mechanicznie (szczotką), hydrodynamicznie (strumieniem przepływającej cieczy) lub za pomocą fali ultradźwiękowej.

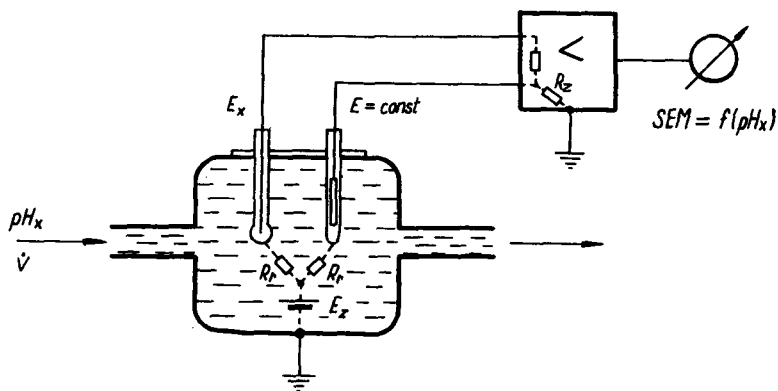
Znacznie większą wytrzymałość i trwałość ma pomiarowa elektroda antymonowa, wykonana z metalu o czyszczonej mechanicznie powierzchni. Jest ona jednak mniej selektywna, wrażliwa na obecność w roztworze substancji redukujących lub utleniających [47].

Jako elektrody porównawcze stosuje się w pehametrii przemysłowej znane z pomiarów laboratoryjnych elektrody kalomelowe i chlorosrebrne oraz bardziej odporne na podwyższoną temperaturę pracy (do 140 °C) elektrody talamidowe [57]. W elektrodach wypełnionych roztworem elektrolitu (KCl) wytwarza się nadciśnienie przez umieszczenie ponad elektrodą dodatkowego zbiorniczka elektrolitu. Zapobiega to zanieczyszczeniu się przegrody i dyfuzji jonów z roztworu do wnętrza elektrody.

Do pomiarów siły elektromotorycznej ogniów pehametrycznych oraz innych ogniów elektrochemicznych stosuje się obecnie prawie wyłącznie miliwoltomierze elektroniczne o bardzo wysokiej rezystancji wejściowej (ponad  $10^{12} \Omega$ ), o kilka rzędów większej od wewnętrznej rezystancji elektrody szklanej (elektrody porównawcze charakteryzują się niewielką rezystancją wewnętrzną). Są one wyposażone w układ automatycznej kompensacji zmian temperatury ogniwa pomiarowego z oddzielnym czujnikiem termorezystancyjnym [127]. Nowe rozwiązania pehametrów zawierają w swoim układzie mikroprocesor, dokonujący cyfrowych obliczeń wyniku pomiaru, uwzględniający poprawkę temperaturową, kalibrujący i testujący tor pomiarowy, dostarczający cyfrowego sygnału wyjściowego.







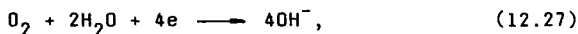
Rys. 12.20. Schemat głowicy do ciągłych pomiarów pH i wpływ wielkości zakłócających

Problemem przemysłowych pomiarów pH, nie istniejącym w pomiarach laboratoryjnych, gdzie ogniwo pomiarowe umieszcza się w szklanej zlewce z badanym roztworem, jest występowanie pasożytniczych potencjałów między elektrodami ogniwa, a uziemioną, najczęściej metalową obudową elektrod. Schemat przepływowej głowicy pomiarowej z ogniwem pehametrycznym przedstawia rysunek 12.20. Obecność w pobliżu układu elektrod metalowej obudowy (lub nawet samo uziemienie roztworu) może wywołać powstanie dodatkowej siły elektromotorycznej  $E_z$ . Jeżeli rezystancja wzmacniacza pomiarowego względem ziemi ( $R_z$ ) jest zbyt mała, to przepływ prądu z ogniwa  $E_z$  przez rezystancję roztworu  $R_r$  może zakłócić mierzoną różnicę potencjałów elektrod pomiarowej i porównawczej. Z tego względu należy we wzmacniaczach pehametrycznych stosować specjalne rozwiązania układowe, zapewniające doskonałą izolację obwodów pomiarowych od ziemi i sieci zasilającej.

### 12.7.2. Pomiary stężenia tlenu w roztworach

W odpowiednich warunkach, w obecności tlenu, układ elektrod zanurzonych w elektrolicie może ulegać polaryzacji. Wówczas tlen jest redukowany na katodzie według reakcji





Reakcji tej towarzyszy na anodzie odpowiednia reakcja utleniania, zależna od rodzaju elektrolitu i elektrody. Jeżeli anoda jest połączona z katodą zewnętrznym obwodem elektrycznym o rezystancji kilku  $\text{k}\Omega$ , to opisane reakcje chemiczne są źródłem prądu, którego natężenie jest proporcjonalne do stężenia tlenu w elektrolicie.

Do pomiarów stężenia tlenu w roztworach stosuje się najczęściej ogniwo pomiarowe złożone z anody o względnie wysokim potencjale elektrycznym, np. z cynku lub srebra oraz katody z metalu bardziej szlachetnego, np. złota. Przechodzenie atomów metalu mniej szlachetnego do roztworu wywołuje polaryzację elektrod, doprowadzającą do reakcji katodowej wg wzoru (12.27). Elektrody umieszczone w roztworze KCl z dodatkami żelującymi są odizolowane od badanego ośrodka cienką membraną (polietylen, teflon), przepuszczającą wybiórczo tlen, co umożliwia dokonywanie pomiarów w ośrodkach wieloskładnikowych. Obecność przegrody zwiększa jednak stałą czasową takiego czujnika nawet do 1 min.

Elektrody tlenowe znajdują zastosowanie w przemysłowych pomiarach stężenia tlenu w reaktorach biochemicznych, wodzie zasilającej kotły parowe, ściekach itp. Ze względu na powstający przy membranach gradient stężenia tlenu, wymagają przepływu roztworu z prędkością liniową ponad 0,5 m/s. Znaczny wpływ temperatury jest zazwyczaj kompensowany oddzielnym czujnikiem termorezystancyjnym. Nowoczesne tleniometry elektrochemiczne pozwalają na pomiary stężenia tlenu w roztworach w zakresie od 0 do 30  $\text{mg/dm}^3$  z niedokładnością rzędu 2,5%.

### 12.7.3. Pomiary stężeń innych jonów

Pomiaru stężeń różnych kationów i anionów w roztworach można dokonywać metodami potencjometrycznymi po zastosowaniu specjalnych pomiarowych elektrod jonoselektywnych [11]. Istotną częścią tych elektrod są jonoselektywne przegrody, odgrywające taką samą rolę jak selektywna dla jonów  $\text{H}^+$  szklana membrana pehametrycznej elektrody szklanej czy przepuszczalna dla tlenu przepona elektrody tlenowej. Membrany jonoselektywne można podzielić na kilka typów:

1) membrany szklane, ze szkła o specjalnym składzie, przepuszczalne dla jonów  $\text{Na}^+$  i  $\text{K}^+$  (mechanizm ich działania jest identyczny jak szklanych elektrod pehametrycznych),



b) membrany z monokryształu trudno rozpuszczalnej soli metalu (mechanizm działania tych membran polega na powstawaniu w pobliżu elektrody pewnej aktywności jonów metalu),

c) polikrystaliczne membrany z trudnorozpuszczalnej soli metalu, osadzonej na nieaktywnym podłożu z tworzywa sztucznego (działanie analogiczne jak elektrody monokrystalicznej, ale tańsza produkcja),

d) membrany ze stałych lub ciekłych (na nośniku) jonitów wymieniających jony z sąsiadującym roztworem,

e) membrany z enzymem osadzonym na nośniku, reagujące selektywnie na związki organiczne, których reakcje są katalizowane przez ten enzym.

Elektrody jonoselektywne doskonale nadają się do ciągłych pomiarów stężeń jonów w warunkach przemysłowych, skutecznie zastępując chemiczne metody analityczne. Wymagają stosowania elektrody porównawczej (jak w pomiarach pH) oraz podobnego układu pomiarowego - miliwoltomierza o bardzo dużej rezystancji wejściowej. Ponieważ SEM ogniwa pomiarowego jest logarytmiczną funkcją stężenia badanego jonu (równanie Nernsta), nowoczesne jonometry wyposaża się w mikroprocesor usprawniający kalibrowanie, kompensację temperatury, umożliwiającą pomiar z charakterystyką liniową, odczyt cyfrowy stężenia jonu lub jego związku i rejestrację (najczęściej wydruk) wyników.

Obecnie produkuje się kilkadziesiąt rodzajów elektrod jonoselektywnych różnej konstrukcji, przystosowanych do pomiarów stężeń takich jonów jak:  $\text{NH}_4^+$ ,  $\text{Ca}^{+2}$ ,  $\text{Cu}^{+2}$ ,  $\text{Ag}^+$ ,  $\text{Pb}^{+2}$ ,  $\text{K}^+$ ,  $\text{Na}^+$ ,  $\text{Br}^-$ ,  $\text{Cl}^-$ ,  $\text{CN}^-$ ,  $\text{F}^-$ ,  $\text{S}^{-2}$ ,  $\text{J}^-$ ,  $\text{NO}_3^-$ ,  $\text{ClO}_4^-$ ,  $\text{SO}_3^{-2}$ ,  $\text{CNS}^-$  czy gazów:  $\text{NH}_3$ ,  $\text{NO}_2$ ,  $\text{SO}_2$ . Zakresy mierzonych stężeń wynoszą od około  $10^{-6}$  do  $10^{-1}$  mol/dm<sup>3</sup> przy wartości pH od 1 do 13. Wadami elektrod jonoselektywnych są: ich mała stabilność (konieczność częstego kalibrowania w roztworach wzorcowych) i niewielka selektywność w stosunku do niektórych jonów zakłócających.

## 12.8. Pomiary konduktywności elektrolitów

Oddziaływanie pola elektrycznego na jony wykorzystuje się do wyznaczania stężenia roztworów przez pomiar konduktywności (przewodności właściwej) elektrolitów. Metoda analityczna jest nieselektywna (mierzy się wypadkową konduktancję wielu jonów), jednakże ze względu na prostotę i dużą czułość pomiaru znajduje szerokie zastosowanie w pomiarach laboratoryjnych i przemysłowych.



Konduktywność rozcieńczonego elektrolitu w przestrzeni ograniczonej sześciannem o boku 1 cm można opisać równaniem Kohlrauscha:

$$\kappa = \alpha \cdot c \cdot F \cdot (u^+ + u^-) \quad (12.28)$$

w którym:  $\alpha$  - stopień dysocjacji elektrolitu,  
 $c$  - jego stężenie równoważnikowe,  
 $F$  - stała Faradaya,  
 $u^+, u^-$  - ruchliwości kationu i anionu elektrolitu.

Ponieważ dla rozcieńczonych roztworów elektrolitów wartość  $\alpha$  dąży do 1 oraz  $u^+ \approx u^-$ , konduktywność jest wtedy liniową funkcją stężenia. Ze wzrostem stężenia zależność ta staje się nieliniowa, a w większości wypadków nawet nie monotoniczna (konduktywność roztworów bardzo stężonych maleje). Z powyższych względów konduktometria znajduje zastosowanie przede wszystkim w pomiarach stężeń roztworów bardzo rozcieńczonych lub bardzo stężonych. Przy stężeniach średnich czułość metody jest mniejsza, a czasem nawet wyniki pomiarów niejednoznaczne. Ze względu na nieselektywność pomiaru, stosuje się porównawcze metody pomiarowe, w stosunku do roztworów o standardowej konduktywności, najczęściej roztworów KCl [57].

Czynnikiem zakłócającym pomiary konduktancji roztworów jest zmiana temperatury elektrolitu. Ze wzrostem temperatury konduktywność rośnie od 1,5 do 4% na K w zależności od rodzaju elektrolitu i jego stężenia.

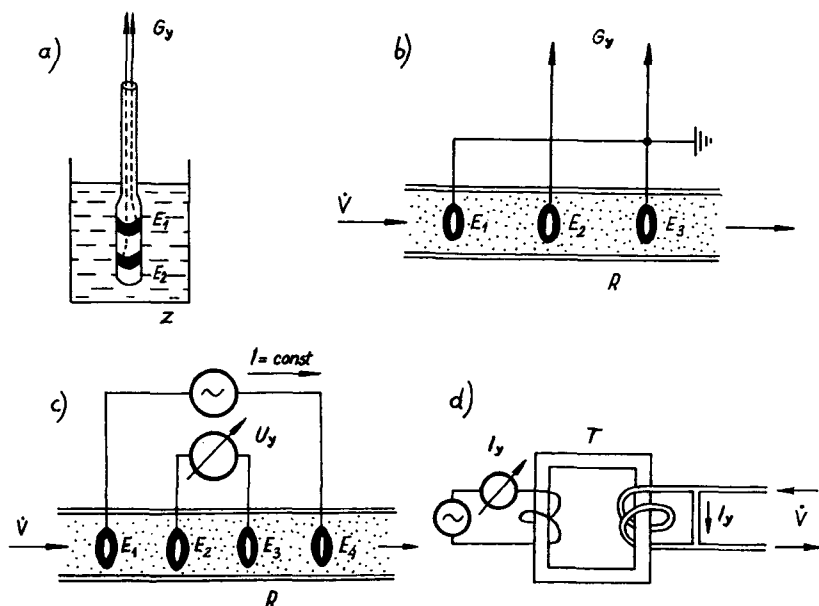
Czujniki pomiarowe stosowane do pomiarów konduktancyjnych w warunkach laboratoryjnych (rys. 12.21a) nie mogą być stosowane w warunkach przemysłowych, ze względu na boczniujący wpływ metalowej obudowy (rurociągu). Używa się więc tu przepływowych czujników trójelektrodowych (rys. 12.21b) z uziemionymi elektrodami zewnętrznymi, czujników czteroelektrodowych (rys. 12.21c) z zasilanymi elektrodami zewnętrznymi lub bezelektrodowych (rys. 12.21d), w których rurka z elektrolitem stanowi uzwojenie transformatora. Największe zastosowanie mają w konduktometrii przemysłowej czujniki trójelektrodowe. Elektrody czujników wykonuje się z platyny pokrytej czernią platynową lub też z metali czy stopów odpornych na korozję.

Układy pomiarowe konduktometrów są dostosowane do rodzaju czujnika. W większości przypadków (przy czujnikach dwu i trójelektrodowych) układ pomiarowy jest przetwornikiem konduktancji  $G_y$  wyrażonej w siemensach [S]



$$G_y = \frac{1}{R_y} \quad [\Omega^{-1}] = [S], \quad (12.29)$$

gdzie  $R_y$  - rezystancja elektrolitu między elektrodami czujnika.



Rys. 12.21. Czujniki konduktometryczne: a) zanurzeniowy, b) przepływowy trójelektrodowy, c) przepływowy czterelektrodowy, d) przepływowy bezelektrodowy (transformatorowy)

E - elektroda, Z - zlewka szklana, R - rura z dielektryku, T - rdzeń transformatora

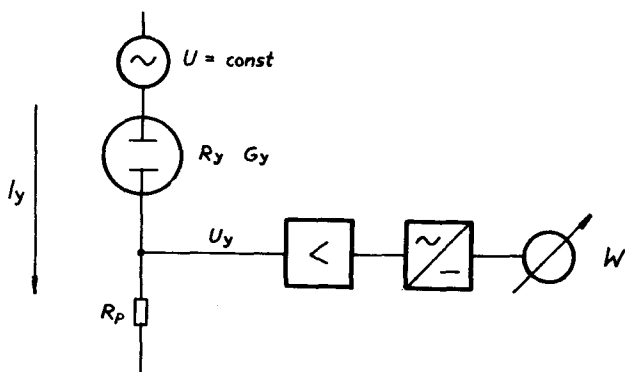
Ze względu na konieczność uniknięcia polaryzowania się elektrod układ konduktometru jest zasilany napięciem przemiennym o częstotliwości od 50 do 1000 Hz i stałej amplitudzie (rys. 12.22). Prąd  $I_y$  płynący w obwodzie pomiarowym można określić z prawa Ohma jako

$$I_y = \frac{U}{R_y + R_p}, \quad (12.30)$$

gdzie:  $R_y$  - rezystancja elektrolitu w czujniku,

$R_p$  - rezystancja stałego rezystora pomiarowego.





Rys. 12.22. Układ pomiarowy konduktometru

Zakładając, że  $R_p$  ma wartość wielokrotnie mniejszą od  $R_y$  i uwzględniając zależność (12.29) możemy napisać

$$I_y = U \cdot G_y. \quad (12.31)$$

Wartość prądu  $I_y$  jest mierzona pośrednio, przez określenie spadku napięcia  $U_y$  na rezystorze pomiarowym  $R_p$

$$U_y = I_y \cdot R_p = U \cdot G_y \cdot R_p = A \cdot G_y, \quad (12.32)$$

gdzie  $A$  jest stałą.

Jak widać napięcie  $U_y$  jest liniową funkcją konduktancji roztworu elektrolitu między elektrodami czujnika konduktometrycznego. Układ pomiarowy zawiera wzmacniacz napięcia  $U_y$ , detektor przekształcający wzmacnione napięcie przemienne na napięcie stałe i wskaźnik wyjściowy  $W$ . Konduktometr zawiera też zwykle układ automatycznej kompensacji temperatury elektrolitu z oddzielnym czujnikiem termorezystancyjnym i nastawianą wartością temperaturowego współczynnika zmiany konduktancji elektrolitu.



Wyjściowy miernik konduktometru jest wykalibrowany w jednostkach konduktywności (konduktancji właściwej) roztworu( $\kappa$ ), będącej zgodnie z równaniem (12.28) funkcją stężenia jonów w roztworze. Konduktancja  $G_y$  elektrolitu między elektrodami czujnika musi więc być skorygowana w zależności od własności czujnika, określonych jego stałą  $K$

$$\kappa = K \cdot G_y \quad [\text{cm}^{-1}] \cdot [\text{S}] . \quad (12.33)$$

Wartość stałej  $K$  czujnika (w  $\text{cm}^{-1}$ ) jest wyznaczana przez jego producenta dla określonej temperatury pomiaru przy użyciu wzorcowych roztworów KCl. Może być ona sprawdzona przez użytkownika i nastawiona odpowiednim pokrętkiem konduktometru.

Typowe konduktometry przemysłowe i laboratoryjne umożliwiają pomiary konduktywności roztworów w zakresie od kilku  $\mu\text{S} \cdot \text{cm}^{-1}$  do kilku  $\text{S} \cdot \text{cm}^{-1}$ . Ich klasa niedokładności jest rzędu 1...1,5.

### 12.9. Automatyczne analizatory chemiczne

Reakcje chemiczne stanowią najbardziej rozpowszechniony sposób identyfikacji składu mieszanin i związków chemicznych. Jednakże do ciągłej kontroli procesów technologicznych metody chemiczne są stosowane stosunkowo rzadko, ze względu na kłopotliwą obsługę i często znaczne opóźnienia pomiarowe analizatorów.

W analizatorach chemicznych skutki ilościowej lub jakościowej reakcji chemicznej wyrażają się podobnie jak w analizie laboratoryjnej jakimś zjawiskiem fizycznym. Są to zjawiska cieplne, mechaniczne (np. ubytek objętości), elektryczne (np. zmiana konduktywności, potencjału elektrochemicznego), czy optyczne (np. zmiana zabarwienia). Z tego względu duża część analizatorów chemicznych po prostu automatyzuje tradycyjne oznaczenia ilościowe (np. miareczkowe), wykorzystując termochemiczne, elektrochemiczne lub optyczne detektory końca reakcji. Inne rozwiązania analizatorów wykorzystują korelację między różnymi, często niechemicznymi właściwościami substancji, a jej składem chemicznym lub stężeniem. Wykaz podstawowych rodzajów analizatorów składu substancji zawiera tabela 12.5.

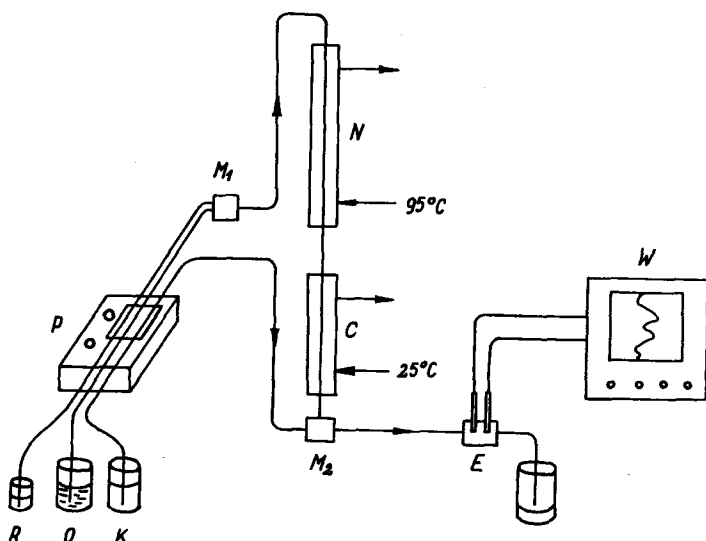


Podstawowe analizatory składu substancji

| Rodzaj analizatora | Rodzaj detektora                       | Wielkość mierzona                                                   |
|--------------------|----------------------------------------|---------------------------------------------------------------------|
| akustyczny         | ultradźwiękowy                         | prędkość rozchodzenia się fali akustycznej                          |
| chemiczny          | objętościowy                           | zmiana objętości gazu wskutek absorpcji lub reakcji                 |
|                    | termochemiczny                         | przyrost lub spadek temperatury w wyniku reakcji                    |
|                    | konduktometryczny<br>potencjometryczny | konduktywność substancji<br>potencjał elektrochemiczny              |
| elektryczny        | mikrofalowy                            | tłumienność promieniowania elektromagnetycznego                     |
|                    | pojemnościowy                          | przenikalność elektryczna                                           |
| magnetyczny        | indukcyjnościowy<br>rezonansowy        | przenikalność magnetyczna<br>magnetyczny rezonans jądra atomu (NMR) |
| mechaniczny        | gęstościowy                            | gęstość substancji                                                  |
|                    | lepkościowy                            | lepkość substancji                                                  |
| optyczny           | absorpcyjny<br>emisyjny                | pochłanianie promieniowania<br>natężenie promieniowania wzbudzonego |
|                    | polarymetryczny                        | kąt skręcenia płaszczyzny polaryzacji światła                       |
|                    | refraktometryczny                      | współczynnik załamania światła                                      |
|                    | nefelometryczny                        | rozpraszanie promieniowania wskutek zmętnienia                      |
| termiczny          | termokonduktometryczny                 | przewodność cieplna substancji                                      |







Rys. 12.23. Elektrochemiczny analizator cukrów redukujących

Przykładem ciągłego analizatora chemicznego może być opracowany w Instytucie Chemicznej Technologii Żywności Politechniki Łódzkiej elektrochemiczny analizator cukrów redukujących [17], którego schemat przedstawiono na rysunku 12.23. W analizatorze wykorzystano znaną reakcję alkalicznego odczynnika miedziowego (Fehlinga lub Müllera), która w podwyższonej temperaturze powoduje częściową redukcję miedzi dwuwartościowej i powstanie stechiometrycznej w stosunku do stężenia cukrów redukujących w próbce ilości tlenku miedziawego ( $\text{Cu}_2\text{O}$ ). Następujące w dalszym toku analizy miareczkowanie jodometryczne zastąpiono ciągłym elektrochemicznym pomiarem stężenia jonów  $\text{Cu}^{+2}$  w roztworze poreakcyjnym, za pomocą ogniwa z elektrodą jonoselektywną lub elektrodą redoks. SEM ogniwa pomiarowego jest logarytmiczną funkcją stężenia cukrów redukujących w próbce.

Trójkanałowa pompka dozująca P zasysa badany roztwór R, odczynnik miedziowy O i roztwór kwasu K. Badany roztwór, po zmieszaniu z odczynnikiem w mikromieszalniku  $M_1$ , przepływa przez nagrzewnicę N, gdzie w czasie 8 minut jest ogrzewany w temperaturze  $95^\circ\text{C}$ . Roztwór po



reakcji jest chłodzony do temperatury 25 °C w przepływowej chłodnicy C, a następnie po zakwaszeniu w mikromieszalniku  $M_2$  dopływa do czujnika elektrochemicznego E z elektrodą jonoselektywną i elektrodą odniesienia. Siła elektromotoryczna ogniwa pomiarowego jest przetwarzana w elektronicznym wzmacniaczu W o charakterystyce wykładniczej (delogarytmującej) na sygnał pomiarowy proporcjonalny do stężenia cukrów redukujących w badanej próbce. Wzmacniacz zawiera również rejestrator.

Analizator cukrów redukujących umożliwia ciągłe pomiary stężenia glukozy, fruktozy, inwertu (przemysł cukrowniczy) i innych cukrów redukujących w zakresie stężeń 0,002...0,2%. Niedokładność pomiaru wynosi od 1 do 5% w zależności od szerokości zakresu pomiarowego. Stała czasowa pomiaru wynosi około 5 min.

Innym przykładem nowoczesnego autoanalizatora może być analizator sekwencji aminokwasów w białkach typu 890 C firmy BECKMAN. Dokonuje on analizy sekwencji aminokwasów w białkach i peptydach metodą Echnana i Begga. Wszystkie operacje są wykonywane automatycznie, z wykorzystaniem 42-kanałowego urządzenia programującego (sekwencera) z kartami perforowanymi. Zapewnione jest nawet automatyczne zabezpieczenie próbki w wypadku uszkodzenia aparatu lub zakłócenia toku analizy. Analizator wykonuje 24 cykle pomiarowe w ciągu 24 godzin i zawiera chłodzony zbiornik składników o pojemności 90 probówek. Wyniki analizy są opracowywane przez układ mikrokomputerowy.



### 13. POMOCNICZE CZŁONY UKŁADU POMIAROWEGO

Omówione w rozdziałach 8 do 12 czujniki i przetworniki, służące do przetwarzania parametrów procesów na sygnały pomiarowe, wymagają w pomiarach zdalnych i automatycznych zastosowania pomocniczych członów, umożliwiających np. wzmocnienie tych sygnałów (wzmacniacze pomiarowych), przejście z jednego systemu pomiarowo-regulacyjnego do drugiego (przetworników międzysystemowych) lub ujawniających wartości wielkości mierzonej (urządzeń wyjściowych). Powstanie blokowych systemów pomiarowo-regulacyjnych (patrz rozdz. 5) umożliwiło zunifikowanie nie tylko sygnałów pomiarowych lecz również i wszystkich członów układu pomiarowego: czujników, przetworników i urządzeń pomocniczych.

#### 13.1. Wzmacniacze pomiarowe

Wzmacniacze pomiarowe stosowane w przemysłowych układach pomiarowych są przetwornikami wtórnymi, których podstawowym celem jest zwiększenie energii sygnału pomiarowego kosztem energii dostarczonej z zewnątrz (por. rys. 4.1). Sygnał wyjściowy wzmacniacza pomiarowego jest zazwyczaj liniowym odwzorowaniem sygnału wejściowego. Stosuje się również wzmacniacze o charakterystyce nieliniowej, służące do linearyzacji nieliniowej charakterystyki czujnika (np. wzmacniacz o charakterystyce wykładniczej do elektrochemicznego czujnika potencjometrycznego o charakterystyce logarytmicznej). Większość wzmacniaczy pomiarowych dostarcza sygnału wyjściowego w zakresie standardowym.

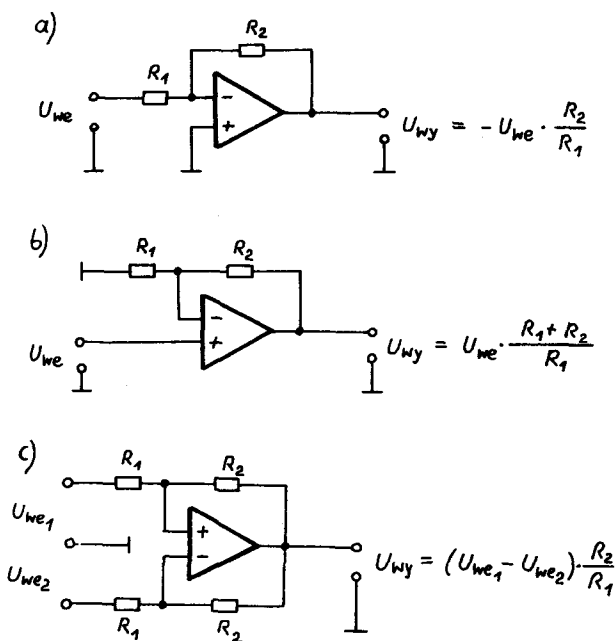
##### 13.1.1. Wzmacniacze elektroniczne

Wzmacniacze elektroniczne są w miernictwie przemysłowym najbardziej rozpowszechnione. Osiągnięcie ich właściwych parametrów eksploatacyjnych, takich jak: duża rezystancja wejściowa, stałość parametrów w czasie, odporność na zakłócenia, duże wzmocnienie, niezawodność, stabilność termiczna, stało się możliwe dopiero po rozpoczęciu produkcji półprzewodnikowych scalonych wzmacniaczy operacyjnych. Obecnie, katalogi firm produkujących elementy półprzewodnikowe zawierają ogromny



wybór różnorodnych scalonych wzmacniających układów elektronicznych od prostych i tanich, do bardzo skomplikowanych. Projektowanie wzmacniaczy i innych elektronicznych elementów układu pomiarowego, realizowane do niedawna przez wytwórcę urządzeń pomiarowych, stało się obecnie domeną producentów półprzewodnikowych układów scalonych [49, 71].

Scalone wzmacniacze operacyjne, opracowane pierwotnie do zastosowania w matematycznych maszynach analogowych, są obecnie podstawowymi blokami konstrukcyjnymi do budowy wzmacniaczy pomiarowych. Wykorzystują one tradycyjne zdolności wzmacniające tranzystorów [23, 65, 70], działających jednak w złożonych układach, zapewniających osiągnięcie odpowiednich parametrów wzmacniacza.



Rys. 13.1. Podstawowe układy wzmacniaczy operacyjnych: a) odwracający, b) nieodwracający, c) różnicowy



Wzmacniacze operacyjne mają zazwyczaj dwa wejścia: odwracające fazę (kierunek) napięcia wejściowego ("-") i nie odwracające tej fazy (""). Łącząc odpowiednio wyjście wzmacniacza z wejściem odwracającym, można tworzyć pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego, kształtującego charakterystykę statyczną. Umieszczając w pętli sprzężenia zwrotnego człony inercyjne lub nieliniowe, można zmieniać charakterystykę dynamiczną wzmacniacza lub jego liniowość. Wzmacniacze operacyjne są stosowane w dużej liczbie konfiguracji, z których trzy podstawowe przedstawiono na rysunku 13.1.

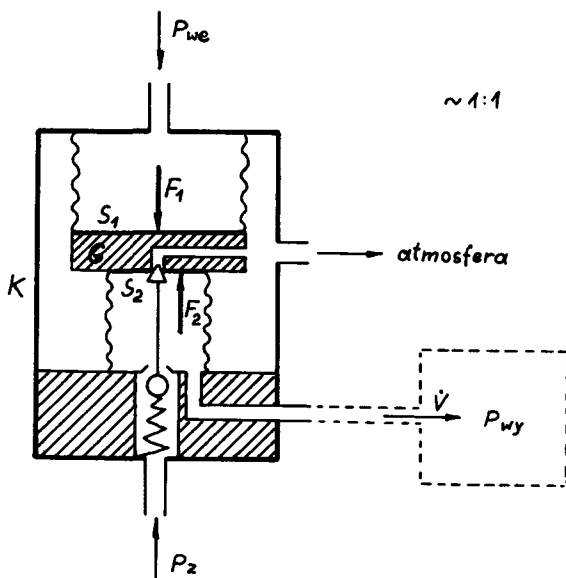
Nowoczesne wzmacniacze operacyjne (np.  $\mu A-741$  i  $\mu A-740$  firmy Fairchild) mają maksymalne wzmocnienie (bez sprzężenia zwrotnego)  $45 \cdot 10^3$  i  $10^6$ , rezystancję wejściową  $10^6$  i  $10^{12} \Omega$ , temperaturowy dryf napięcia wyjściowego ok.  $3 \mu V/^{\circ}C$  (przy wzmocnieniu 1). Odpowiednik wzmacniacza  $\mu A-741$  (ULY-7741) jest produkowany w kraju. W najprostszych zastosowaniach wzmacniacze operacyjne umożliwiają wzmacnianie niewielkich napięć, np. SEM ogniw elektrochemicznych, a także uzyskiwanie standardowych sygnałów prądowych lub napięciowych.

### 13.1.2. Wzmacniacze pneumatyczne

Wzmacniacze pneumatyczne służą do zwiększania zakresu zmian ciśnienia powietrza będącego sygnałem pomiarowym (odpowiednik wzmocnienia napięciowego we wzmacniaczu elektronicznym) lub zwiększania natężenia jego przepływu (odpowiednik wzmocnienia prądowego - mocy). Jedno z uniwersalnych rozwiązań wzmacniacza pneumatycznego przedstawia rysunek 13.2. W cylindrycznym korpusie K są umieszczone dwa mieszki sprężyste, połączone płytką pośrednią G posiadającą nawiercony wewnątrz kątowy otwór. Ciśnienie wejściowe  $p_{we}$  wywiera na górną powierzchnię  $S_1$  płytki siłę  $F_1$ . Siła ta przesuwając płytkę w dół, powoduje zamknięcie otworu w płytce przez zaworek iglicowy i otwarcie podpartego sprężynką zaworu kulowego, doprowadzającego do dolnego mieszka sprężone powietrze o ciśnieniu  $p_z$  z układu zasilającego. Powietrze wpływające do tego mieszka powoduje zwiększenie się w nim ciśnienia i powstanie siły  $F_2$  działającej na czynną dolną powierzchnię  $S_2$  płytki pośredniej. Ustala się równowaga sił  $F_2$  i  $F_1$  przy ściśle określonym ciśnieniu  $p_{wy}$ . Kompensacja sił następuje w wyniku działania pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. W momencie spadku wartości sygnału wejściowego  $p_{we}$  siła  $F_1$  zmaleje, płytkę pośrednią uniesie się



w górę, zamykając dopływowy zaworek kulkowy, a otwierając zaworek iglicowy, przez który nadmiar powietrza wydostaje się do atmosfery. Ustala się nowa równowaga sił  $F_2$  i  $F_1$ , przy mniejszym ciśnieniu  $p_{wy}$ .



Rys. 13.2. Wzmacniacz pneumatyczny

Równanie wzmacniacza można wyprowadzić następująco:

$$F_1 = p_{we} \cdot S_1, \quad (13.1)$$

$$F_2 = p_{wy} \cdot S_2. \quad (13.2)$$

Ponieważ w stanie równowagi  $F_1 = F_2$ , to

$$p_{we} \cdot S_1 = p_{wy} \cdot S_2, \quad (13.3)$$

i

$$p_{wy} = \frac{S_1}{S_2} \cdot p_{we} = K \cdot p_{we}. \quad (13.4)$$



Przedstawiony na rysunku 13.2 wzmacniacz ma wzmocnienie ciśnienia  $K > 1$  ( $S_1 > S_2$ ) i umożliwia także uzyskanie znacznego natężenia przepływu  $\dot{V}$  powietrza o ciśnieniu  $p_{wy}$ . Sterowanie wzmacniacza sygnałem  $p_{we}$  odbywa się praktycznie bez przepływu powietrza, co odpowiada jego bardzo wysokiej rezystancji wejściowej.

Wzmacniacze pneumatyczne znajdują zastosowanie we wzmacnianiu sygnału wyjściowego kaskady pneumatycznej, uzyskaniu sygnałów standardowych, bądź jako wzmacniacze wyjściowe regulatorów. Pozwalają na osiągnięcie wzmocnień ciśnienia  $K = 1 \dots 20$ , przesuwanie punktu pracy (dodatkową siłą nacisku sprężyny) i uzyskiwanie wyjściowych przepływów powietrza do  $50 \text{ dm}^3/\text{min}$ . W stanie równowagi zużycie własne powietrza (ulot do atmosfery) nie przekracza  $1,5 \text{ dm}^3/\text{min}$ .

### 13.2. Przetworniki międzysystemowe

Zadaniem przetworników międzysystemowych jest umożliwienie zamiany sygnału standardowego jednego systemu pomiarowo-regulacyjnego na sygnał drugiego systemu. W większości przypadków dokonuje się zamiany sygnału pneumatycznego na elektryczny, np. gdy przetwornik pomiarowy ma współpracować z układem komputerowym, bądź też sygnału elektrycznego na pneumatyczny, np. w przypadku stosowania urządzeń wykonawczych (siłowników) pneumatycznych, współpracujących z elektrycznym regulatorem.

Konstrukcja przetwornika pneumoelektrycznego jest podobna do opisanego w rozdziale 10.7.2B. magnetoelektrycznego przetwornika siły (rys. 10.27), z tym że siła wejściowa  $F_x$  jest tu wytwarzana przez mieśzek sprężysty zasilany powietrzem o ciśnieniu wejściowym  $p_x$ . Równanie przetwarzania ma postać

$$dI_y = K \cdot dp_x. \quad (13.5)$$

Przetwornik elektropneumatyczny jest znów zbudowany podobnie do opisanego w rozdziale 10.7.2A pneumatycznego przetwornika siły (rys. 10.26), z tym że siła wejściowa  $F_x$  jest wytwarzana na drodze magnetoelektrycznej. Do belki jest przymocowana w punkcie doprowadzenia siły  $F_x$  cewka, przez którą przepływa prąd wejściowy  $I_x$ . Cewka znajduje się w obszarze działania pola magnetycznego nieruchomego magne-



su. Prąd  $I_x$  powoduje powstanie siły magnetoelektrycznej  $F_x = K_1 \cdot I_x$ , przetwarzanej na sygnał pneumatyczny zgodnie z równaniem

$$dp_y = K \cdot dI_x. \quad (13.6)$$

Oddzielną grupę przetworników międzysystemowych stanowią przetworniki sygnałów analogowych na cyfrowe (A/C) i cyfrowych na analogowe (C/A). Znajdują one zastosowanie w układach pomiarowych z analogowym przetwornikiem pierwotnym i cyfrową pozostałą częścią zespołu pomiarowego (przetwornik A/C) lub w przypadku sterowania sygnałem cyfrowym analogowego urządzenia wykonawczego (przetwornik C/A). Działanie przetworników analogowo-cyfrowych zostało omówione w rozdziale 3.3, natomiast opis działania przetworników cyfrowo-analogowych zostanie pominięty ze względu na stosowanie jako kompletnych przetworników C/A półprzewodnikowych układów scalonych.

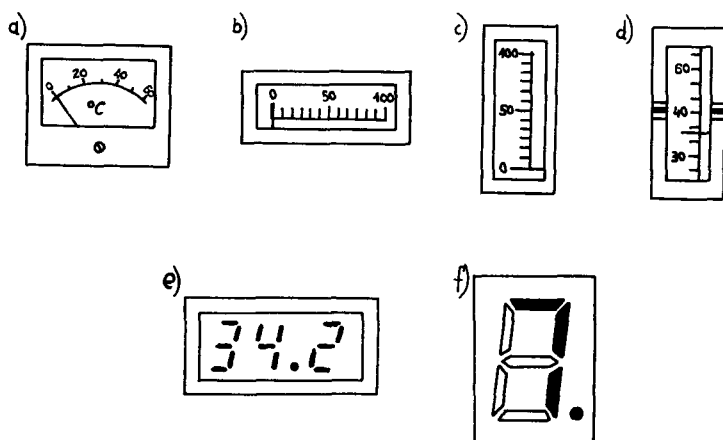
### 13.3. Urządzenia wyjściowe

Urządzenia wyjściowe (peryferyjne) układu pomiarowego mają na celu ujawnienie wartości sygnału standardowego, a więc ujawnienie stanu badanego procesu czy aparatu.

Najprostszymi urządzeniami wyjściowymi są wskaźniki (mierniki) analogowe - wskazówkowe miliamperomierze magnetoelektryczne (rys. 8.2) dla systemu elektrycznego lub manometry mieszkowe czy z rurką Bourdona (rys. 10.32) dla systemu pneumatycznego. Podziałki wskaźników są zwykle wykalibrowane w uniwersalnym zakresie 0...100% wielkości mierzonej, co odpowiada pełnemu zakresowi zmian odpowiedniego sygnału standardowego. Najczęściej stosowane rozwiązania przemysłowych wskaźników analogowych przedstawia rysunek 13.3a-d. Ostatnio największą popularność zdobyły pionowe wskaźniki prostokątne (c), w których położenie wskazówki daje największy efekt analogowy. W najnowszych rozwiązaniach wskaźniki te umożliwiają przesuwanie podziałki w ten sposób, że właściwemu poziomowi mierzonej wielkości odpowiada środkowe położenie wskazówki (np. 40% na rys. d). W przypadku obserwowania całego rzędu umieszczonych obok siebie takich wskaźników, istnieje możliwość szybkiego wykrycia zakłóceń któregoś z kontrolowanych parametrów.







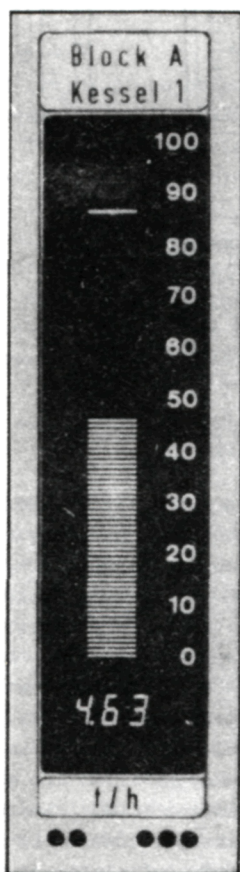
Rys. 13.3. Wskaźniki wyjściowe analogowe (a,b,c,d), cyfrowe (e,f)

Wskaźniki cyfrowe (rys. 13.3e) noszą nazwę wyświetlaczy. Różnią się między sobą wymiarami i liczbą cyfr oraz konstrukcją wewnętrzną. W przeciwieństwie do wskaźników analogowych nie zawierają żadnych elementów ruchomych. W warunkach przemysłowych stosuje się wysokości cyfr od 9 mm do kilkunastu cm, natomiast liczba cyfr jest zależna od wymaganej dokładności odczytu. Położenie przecinka może być stałe, bądź automatycznie zmieniane. Stosowane do niedawna wyświetlacze z lampami wyładowczymi ("neonówkami") zostają obecnie wypierane przez wielokrotnie trwalsze wyświetlacze optoelektroniczne, w których źródłem światła są diody elektroluminescencyjne (LED) lub światło zewnętrzne odbijają elementy ciekłokrystaliczne (LCD). Konstrukcję pojedynczej cyfry tzw. wyświetlacza siedmiosegmentowego LED lub LCD pokazuje rysunek 13.3f. Wyświetlacz taki może być sterowany np. sygnałem cyfrowym w kodzie BCD (patrz rozdz. 5.3) za pośrednictwem scalonego układu dekodera.

Obserwacja wskaźników cyfrowych zgrupowanych na tablicy sterowniczej jest z ergonomicznego punktu widzenia mniej korzystna niż mierników analogowych, a apercpcja i ocena zmian czy odchyłek mniej pewna (por. rozdz. 3.1). Z tego względu najnowsze rozwiązania (np. firmy Hartmann i Braun) przewidują łączenie wskaźnika analogowego,



skonstruowanego jednak w sposób dyskretny (świecący pasek złożony z diod elektroluminescencyjnych w kształcie prążków), z niewielkim



Rys. 13.4. Nowoczesny opto-elektroniczny wskaźnik analogowo-cyfrowy

wskaźnikiem cyfrowym, umożliwiającym w razie konieczności bardziej dokładne odczytanie wartości wielkości mierzonej (rys. 13.4). Dodatkowy prążek innej barwy może wskazywać graniczną wartość wielkości mierzonej.

Oddzielną grupą wyjściowych urządzeń układów pomiarowych są rejestratory - przyrządy do ciągłego rejestrowania wartości sygnałów analogowych w funkcji czasu [8]. Są one z reguły połączone ze wskaźnikiem analogowym, którego wskazówka drukuje bądź rysuje przebieg zmian wskazywanej wielkości. Zapis jest dokonywany na perforowanej taśmie papierowej o szerokości 10...20 cm, przesuwającej się ze stałą prędkością. Prędkość przesuwu taśmy jest w rejestratorach przemysłowych niewielka i wynosi na ogół 2 cm/h. Spotyka się rejestratory zapisujące równocześnie różnymi barwami wartości od dwóch do sześciu różnych wielkości mierzonych.

Do rejestracji wyników pomiaru cyfrowego stosuje się drukarki, drukujące okresowo wartości wielkości mierzonej na taśmie papierowej o szerokości od 6 do 40 cm. W nowoczesnych pomiarowych systemach komputerowych do ujawniania cyfrowych i analogowych (wykresy) wyników pomiarów są stosowane monitory ekranowe.

### 13.4. Urządzenia zasilające

Praktycznie wszystkie człony zespołu pomiarowego (z wyjątkiem nielicznych czujników generacyjnych) wymagają zasilania energią elektryczną w przypadku elektrycznych systemów analogowych czy cyfrowych, bądź też energią sprężonego powietrza w systemach pneumatycznych.



Człony systemów elektrycznych zasila się ze specjalnych sieciowych zasilaczy stabilizowanych, dostarczających napięć o ściśle określonych wartościach (np. 24 V przy systemach analogowych, 5 V przy cyfrowych), niezależnych od wahań napięcia w sieci energetycznej. W razie konieczności zapewnienia absolutnej ciągłości pomiarów, stosuje się automatycznie włączane rezerwowe awaryjne zasilanie z baterii akumulatorów.

Człony systemów pneumatycznych zasila się ze stacji sprężarek wyposażonych w urządzenia do oczyszczania, osuszania i odolejania powietrza. Ciśnienie powietrza zasilającego jest automatycznie stabilizowane na poziomie  $140 \pm 20$  kPa.



## 14. AUTOMATYZACJA POMIARÓW PRZEMYSŁOWYCH

Często w złożonych procesach technologicznych nie można spełnić techniczno-eksploatacyjnych wymagań pomiarów, jeżeli są one wykonywane za pomocą przyrządów z obsługą ręczną. Dotyczy to zwłaszcza konieczności ciągłych pomiarów wieloparametrowych, złożonego przetwarzania danych, skomplikowanej interpretacji wyników, utrudnionego dostępu do przyrządów. W takich przypadkach wykonywanie pomiarów jest możliwe tylko za pomocą zautomatyzowanego systemu pomiarowego.

Stopień automatyzacji pomiarów może być w zależności od potrzeb i możliwości bardzo różny. Każdy pomiar zdalny jest już w odróżnieniu od pomiaru miejscowego w pewnym stopniu pomiarem automatycznym. Niżej zostały omówione bardziej złożone sposoby automatyzacji procesu pomiarowego.

### 14.1. Pomiar z sygnalizacją ekstremalną

Jest to stosunkowo proste rozwinięcie układu pomiarowego, umożliwiające uzyskanie dodatkowej informacji o przekroczeniu przez mierzony parametr założonego ekstremum (lub ekstremów). Zasadę sygnalizacji ekstremalnej omówiono w rozdziale 6. Najprostsze układy sygnalizacyjne można realizować wykorzystując przetworniki dwupołożeniowe np. łączniki krańcowe (rys. 6.1); układ taki nie jest jednak układem pomiarowym.

Pomiar z sygnalizacją ekstremalną polega na zastosowaniu zwykłego analogowego lub cyfrowego zespołu pomiarowego, dostarczającego sygnału standardowego i zawierającego wskaźnik wyjściowy wielkości mierzonej. Pomiarowy sygnał standardowy jest doprowadzany dodatkowo do komparatora - członu porównującego jego wartość z wartością założoną, np. nastawioną pokrętkiem. Przekroczenie tej wartości powoduje, że sygnał wyjściowy komparatora uruchamia odpowiednie urządzenie sygnalizacyjne. Komparatory są produkowane dla sygnałów pneumatycznych lub elektrycznych (analogowych lub cyfrowych) jako samodzielne bloki lub w połączeniu ze wskaźnikami wyjściowymi układu pomiarowego.

Urządzeniami sygnalizacyjnymi są różnobarwne sygnalizatory optyczne ("lampki") z żarówkami elektrycznymi lub w najnowszych rozwiązaniach z diodami elektroluminescencyjnymi, często o strumieniu światła modu-



lowanym (przerwanym) z częstotliwością około 2 Hz. W układach sygnalizacji alarmowej, informującej o niebezpiecznym dla procesu lub obsługi przekroczeniu jakiegoś parametru (np. ciśnienia w zbiorniku gazu), stosuje się modulowany sygnał optyczny połączony z modulowanym sygnałem akustycznym (syrena, buczonek elektryczny). Przyjęcie informacji o alarmie przez obsługę polega na skasowaniu odpowiednim przyciskiem sygnału akustycznego, natomiast sygnał optyczny pozostaje do końca trwania niebezpiecznego przekroczenia parametru.

#### 14.2. Zautomatyzowane systemy pomiarowe

Proces pomiarowy można uznać za zautomatyzowany, jeżeli działania i operacje związane z jego realizacją są wykonywane samoczynnie, bez udziału człowieka. Wyniki pomiarów są przekazywane w postaci wartości chwilowej (na wskaźniku) oraz są rejestrowane w funkcji czasu. Pomiarzy automatyczne są dokonywane najczęściej w ramach automatycznego systemu pomiarowego lub pomiarowo-regulacyjnego.

Definicja systemu pomiarowo-regulacyjnego oraz klasyfikacja systemów ze względu na rodzaj i charakter sygnałów pomiarowych zostały omówione w rozdziale 5. Nowoczesne zautomatyzowane systemy pomiarowo-regulacyjne łączą w sobie elementy systemów: elektrycznego, pneumatycznego, analogowego i cyfrowego. Połączone z układem komputerowego przetwarzania danych noszą nazwę systemów informatycznych.

Systemy pomiarowo-regulacyjne są realizowane w różnych skalach: firmy, państwa, czy nawet w skali międzynarodowej. Przykładem systemu międzynarodowego jest informatyczny system CAMAC (patrz rozdz. 24.2.1). Krajowy system automatyki i pomiarów POLMATIK jest realizacją Uniwersalnego Międzynarodowego Systemu Automatycznej Kontroli, Regulacji i Sterowania (URS). Jest on rozbudowanym systemem, obejmującym przyrządy i urządzenia przeznaczone do wykonywania zadań pomiarowych, a także automatycznej regulacji.

Struktura funkcjonalna systemu POLMATIK [96] składa się z trzech podstawowych części: pomiarowej (METRO), centralnej (INTE) i wykonawczej (MOTO). W części pomiarowej znajdują się przyrządy służące do pobierania, przetwarzania pierwotnego i wtórnego oraz przesyłania danych (sygnałów) pomiarowych. Do części centralnej należą urządzenia: wskazujące, rejestrujące, przekształcające i regulujące, natomiast



ewentualna część wykonawcza oddziałuje zwrotnie na proces w układzie regulacji automatycznej (patrz rozdz. 24.2.2). W części pomiarowej systemu wyodrębniono kilka podsystemów, przeznaczonych do realizacji zadań [102, 105, 106, 108, 109]. Najważniejsze z tych podsystemów to:

METROFLUX - urządzenia do pomiaru przepływu,  
 METRONIV - urządzenia do pomiaru poziomu,  
 METROMAS - urządzenia do pomiaru masy,  
 METRODYN - urządzenia do pomiaru siły,  
 METROTERM - urządzenia do pomiaru temperatury,  
 METROBAR - urządzenia do pomiaru ciśnienia.

Z realizacją automatycznych systemów pomiarowych i informatycznych wiąże się unifikacja sygnałów pomiarowych - między członami systemu przepływają wyłącznie omówione w rozdziale 5 sygnały standardowe, obecnie najczęściej: elektryczne analogowe 4...20 mA, elektryczne cyfrowe (kod BCD) oraz pneumatyczne analogowe 20...100 kPa. System ma układ blokowy, odpowiadający przykładowemu schematowi układu pomiarowego na rysunku 4.1 i zawiera grupę czujników pomiarowych, dostarczających pierwotnego sygnału pomiarowego, w większości przypadków w postaci siły (pomiar ciśnienia, przesunięcia, poziomu, gęstości, temperatury), rezystancji (pomiar siły i temperatury) lub napięcia (pomiar prędkości kątowej, potencjału elektrochemicznego). Następną grupę bloków systemu stanowią przetworniki wtórne: pneumatyczne bądź magnetoelektryczne przetworniki siły (w najnowszych systemach przetworniki piezorezystancyjne), elektroniczne przetworniki rezystancji, wzmacniacze, przetworniki międzysystemowe. Całość uzupełniają znormalizowane urządzenia wyjściowe toru pomiarowego: wskaźniki, rejestratory, komparatory, urządzenia sygnalizacyjne.

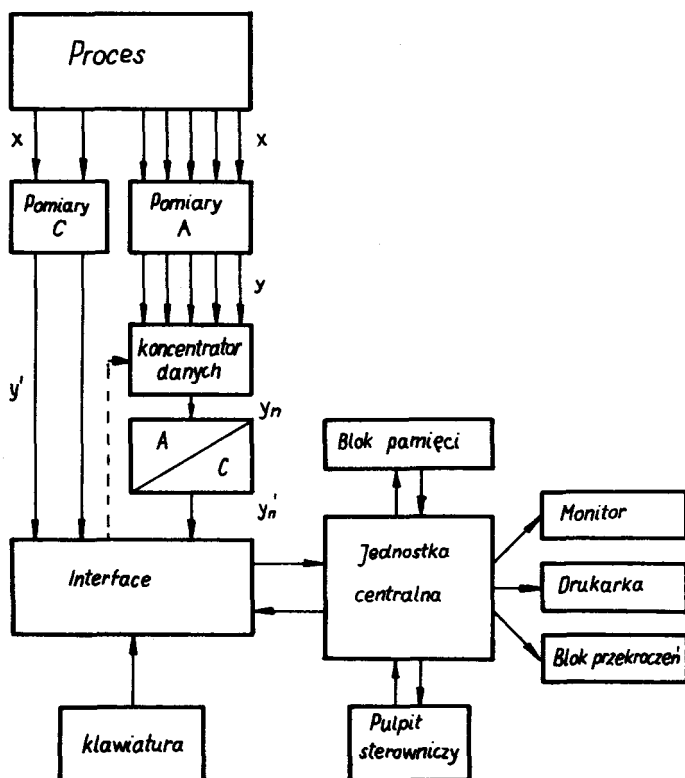
### 14.3. Systemy informatyczne

Systemy informatyczne są obecnie najbardziej rozwiniętymi systemami pomiarowymi. Oprócz dokonywania automatycznych pomiarów umożliwiają one: przeprowadzanie korekty czy analizy ich wyników, określanie korelacji poszczególnych wielkości, przechowywanie danych w celu ich wykorzystania w dowolnym czasie, podawanie na żądanie w formie wydruku drukarki lub na ekranie monitora wartości wielkości mierzonych, wyników obliczeń itp. Mogą spełniać również funkcje pomocnicze, takie jak:



samokontrola, detekcja i korekcja błędów, np. przez porównywanie wyników ze zdublowanych torów pomiarowych tej samej wielkości (układy redundancji) [9, 33, 86].

Najbardziej popularnym systemem informatycznym jest system centralnej rejestracji i przetwarzania danych (CRPD). Składa się on z dwóch zasadniczych części: urządzeń pomiarowych i układu przetwarzającego sygnały pomiarowe wg założonego programu. Schemat systemu CRPD przedstawia rysunek 14.1. Zespół analogowych czujników pomiarowych (A),



Rys. 14.1. Schemat systemu centralnej rejestracji i przetwarzania danych (CRPD)

mierzących wielkości  $x$ , dostarcza standardowych sygnałów pomiarowych  $y$  do koncentratora danych - elektronicznego przełącznika (multipleksera) wybierającego kolejno wszystkie dołączone doń sygnały. Wybrany



sygnał  $y_n$  jest przetwarzany w przetworniku analogowo-cyfrowym i doprowadzany do bloku sprzęgającego z jednostką centralną (ang. interface). Sygnały z dyskretnych przetworników pomiarowych mogą być doprowadzone bezpośrednio do bloku sprzęgającego. Do tego bloku są doprowadzane za pośrednictwem klawiatury cyfrowe sygnały wielkości określanych np. w laboratorium na drodze analizy chemicznej czy fizycznej. Blok sprzęgający tłumaczy sygnały pomiarowe na język dostępny dla jednostki centralnej, która przyjmuje, przechowuje i wydaje program działania systemu, realizuje ten program przez sterowanie innymi jednostkami wchodzącymi w skład systemu, przyjmuje, przechowuje i wydaje dane pomiarowe (współpracując z blokiem pamięci) oraz wykonuje operacje algebraiczne, logiczne i inne operacje przetwarzania tych danych.

Jednostką centralną może być układ mikroprocesorowy, kalkulator programowalny, mikrokomputer, minikomputer bądź też komputer (maszyna cyfrowa), działające pośrednio (ang. off line), czyli nie oddziałujące na mierzone wielkości w pętli sprzężenia zwrotnego (regulacja automatyczna), a jedynie dostarczające informacji (wytycznych) dotyczących prawidłowości prowadzonego procesu. Łączność operatora z całym systemem CRPD umożliwia pulpit sterowniczy. Urządzeniami peryferyjnymi systemu są: monitor (ang. display), przedstawiający na ekranie praktycznie dowolną żadaną informację z zakresu działania systemu, drukarka i blok sygnalizacji przekroczeń.

Istotnym wyróżnikiem klasyfikującym systemy CRPD jest rodzaj jednostki centralnej<sup>1/</sup> i wiążący się z nim zakres oprogramowania, zapisanego na komputerowych nośnikach informacji (kartach, taśmach dziurkowanych, taśmach lub dyskach magnetycznych, scalonych pamięciach półprzewodnikowych itp.). W zależności od rodzaju oprogramowania systemy informatyczne mogą realizować różne algorytmy działania. Do najbardziej typowych należą algorytmy przetwarzania danych pomiarowych, jak np. linearyzacja charakterystyk czujników pomiarowych, obliczenia statystyczne wyników pomiarów, analiza korelacyjna, bilanse mas i energii itp.

Systemy specjalizowane są przeznaczone do ściśle określonego zastosowania i zawierają stałe, gotowe programy przetwarzania danych (ang. firmware). Systemy uniwersalne posiadają możliwość programowania operacyjnego (ang. software) algorytmami opracowanymi specjalnie przez użytkownika bądź istniejącymi w bibliotece programów systemu.

<sup>1/</sup> ang. hardware





W systemie POLMATIK przewidziano podsystem INTELDIGIT-PI umożliwiający realizację uniwersalnego przemysłowego systemu CRPD z krajowym układem mikroprocesorowym 8080, mikrokomputerem ROSA (prod. UNITRA-UNIMA) lub komputerem ODRA-1325 (prod. MERA-ELWRO). Systemy CRPD zostały już wdrożone w krajowym przemyśle spożywczym, np. w cukrowniach Krasnostaw, Lublin, Chełmża, Wrocław i Ropczyce. Umożliwiają one użytkowanie zmianowych, dobowych, dekadowych (za 10 dni) i kampanijnych (za całą kampanię) produkcyjnych zestawień bilansowych, a także dokładnych informacji o kilkuset mierzonych i obliczanych parametrach procesu technologicznego<sup>1/</sup>. Mogą być w przyszłości rozbudowane w układy nadrzędnej regulacji komputerowej "on line" (patrz rozdz. 24.3).

---

<sup>1/</sup>Podany stan techniki komputerowej dotyczy roku 1984. Obecnie, w związku z niezwykle szybkim rozwojem tej dziedziny, stosuje się wiele nowych rozwiązań zarówno w zakresie sprzętu (np. specjalizowane mikrokomputery jednoukładowe - w jednym układzie scalonym) jak i rozwiązań programowych (np. nowe języki programowania). Układy pomiarowe z mikroprocesami są już produkowane w kraju, stają się one coraz bardziej popularne w krajowym przemyśle. Systemy informatyczne (CRPD) spotyka się już w większości dużych zakładów przemysłowych.



## 15. ZADANIA AUTOMATYZACJI PROCESÓW

Całkowite lub częściowe zastąpienie pracy mięśni ludzkich pracą maszyn nosi nazwę mechanizacji. Skutkiem mechanizacji, a więc zastosowania maszyny, jest wyodrębnienie czynności kierowania procesem zachodzącym w maszynie z bezpośredniej realizacji tego procesu. Mechanizacja zwalnia więc pracownika od wysiłku fizycznego, ale pozostawia konieczność właściwego kierowania maszyną.

Automatyzacja polega na zastąpieniu czynności człowieka przy kierowaniu procesem technologicznym przez specjalne urządzenia - regulatory automatyczne. Zadaniem automatyzacji jest więc wyeliminowanie człowieka z udziału w kontroli i kierowaniu urządzeniami produkcyjnymi.

Wzrost liczby i wydajności urządzeń technicznych, a także zwiększenie wydajności i szybkości procesów technologicznych czynią automatyzację niezbędnym elementem współczesnej techniki, implikującym jej dalszy rozwój. Automatyzacja umożliwia kierowanie procesami z szybkością i dokładnością niemożliwą do osiągnięcia przy bezpośrednim udziale człowieka, pozwala na poprawę bezpieczeństwa i higieny pracy, zwiększa niezawodność procesu produkcyjnego, powtarzalność jego parametrów, a tym samym jego wydajność.

### 15.1. Sterowanie w układzie otwartym

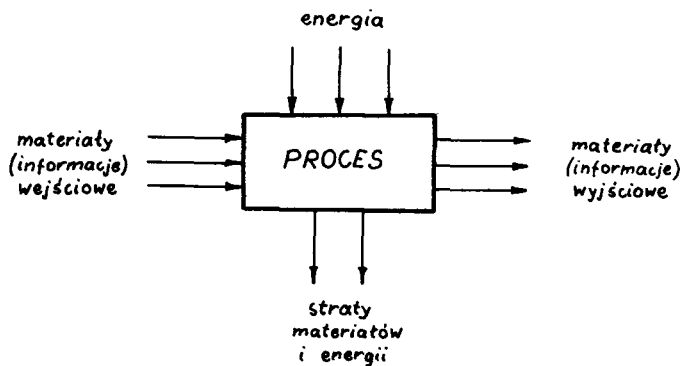
Każdy proces technologiczny polega na wzajemnym oddziaływaniu wielu strumieni materiałów i energii (rys. 15.1). Sterowanie procesem polega na takim oddziaływaniu na strumienie energii i materiałów, aby został zrealizowany zamierzony przebieg tego procesu.

Schemat otwartego układu sterowania przedstawia rysunek 15.2. Obiektem sterowania jest urządzenie lub proces, w którym steruje się strumieniem materiałów lub energii za pośrednictwem urządzenia wykonawczego. Sygnał sterujący może pochodzić z zadajnika ręcznego (sterowanie ręczne), z zespołu pomiarowego mierzącego poziom wielkości zakłócających (sterowanie automatyczne z kompensacją zakłóceń) lub z urządzenia programującego (sterowanie automatyczne programowe). We wszystkich tych przypadkach nie mierzy się i nie uwzględnia w sygnale sterującym wyjściowego natężenia strumienia materiałów (energii)

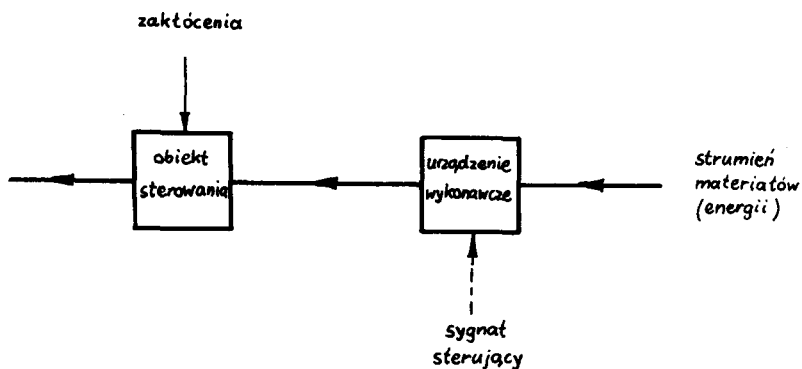


czyli właściwej wielkości sterowanej. Nie występuje tu więc sprzężenie zwrotne z wyjścia obiektu sterowania na jego wejście; układ sterowania jest otwarty.

Szerzej, otwarte układy sterowania omówiono w rozdziale 20.2.



Rys. 15.1. Ogólny schemat procesu technologicznego



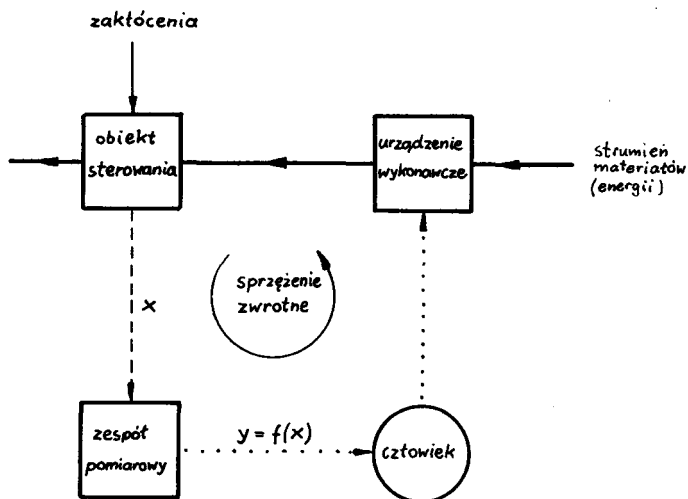
Rys. 15.2. Otwarty układ sterowania



## 15.2. Sterowanie w układzie zamkniętym

### 15.2.1. Sterowanie ręczne

Schemat zamkniętego układu sterowania ręcznego przedstawia rysunek 15.3. Centralnym elementem układu jest obiekt sterowania - urządzenie lub proces, w którym steruje się co najmniej jednym z paramet-



Rys. 15.3. Zamknięty układ sterowania ręcznego

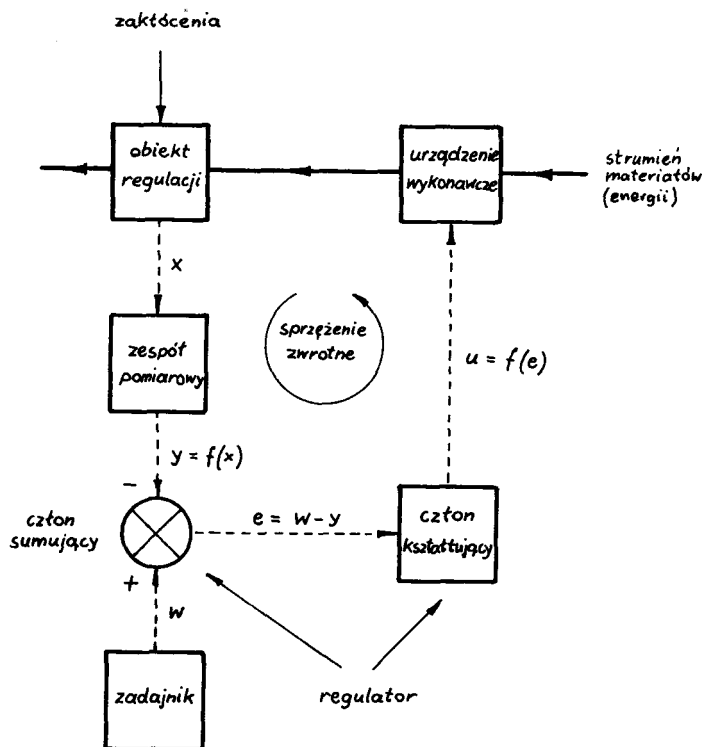
trów  $x$ . Parametr ten jest mierzony i przetwarzany na standardowy sygnał pomiarowy przez zespół (układ) pomiarowy. Wartość wtórnego sygnału pomiarowego  $y$  jest wskazywana przez miernik wyjściowy zespołu. Człowiek sterujący procesem porównuje wartość sygnału  $y = f(x)$  z wartością ustaloną wcześniej jako optymalną i w przypadku występowania różnicy odpowiednio oddziałuje na obiekt sterowania za pośrednictwem urządzenia wykonawczego. Proces sterowania jest komplikowany przez występowanie zakłóceń wpływających na sterowany parametr.

Ponieważ w układzie sterowania ręcznego występuje zwrotne oddziaływanie na obiekt (sprężenie zwrotne), dokonywane w wyniku oceny zmian wielkości sterowanej, układ ten jest układem zamkniętym, nazywanym niekiedy układem regulacji ręcznej.



### 15.2.2. Regulacja automatyczna

Jeżeli w wyżej opisanym, zamkniętym układzie sterowania ręcznego, czynności człowieka polegające na ocenie różnicy między wartością wielkości sterowanej ( $y$ ), a wartością ustaloną jako optymalną oraz na zwrotnym oddziaływaniu na obiekt sterowania w celu zmniejszenia tej różnicy (rys. 15.3), zastąpimy działaniem urządzenia automatycznego, otrzymamy zamknięty układ sterowania automatycznego. Układ taki nosi nazwę układu regulacji, a urządzenie automatyzujące nazywa się regulatorem.



Rys. 15.4. Zamknięty układ regulacji automatycznej



Schemat zamkniętego układu regulacji przedstawia rysunek 15.4. Obiektem regulacji jest urządzenie lub proces, w którym reguluje się jeden z parametrów  $x$ . Parametr ten jest mierzony i przetwarzany na standardowy sygnał pomiarowy przez zespół pomiarowy. Sygnał wyjściowy zespołu, czyli sygnał wielkości regulowanej  $y = f(x)$ , jest doprowadzany z zespołu pomiarowego do członu sumującego regulatora, do którego doprowadza się też sygnał wielkości zadanej ( $w$ ) z zadajnika. Zadajnik umożliwia dowolne, ręczne nastawianie wielkości zadanej. Człon sumujący dokonuje porównania wielkości regulowanej z wielkością zadaną i wysyła sygnał odchylenia regulacji  $e = w - y$  do zasadniczej części regulatora - członu kształtującego. W członie kształtującym następuje obróbka matematyczna sygnału  $e$  zgodnie z algorytmem zależnym od rodzaju regulatora i powstały sygnał wielkości regulującej  $u = f(e)$  jest doprowadzany do urządzenia wykonawczego, które pośrednio wpływa na wartość regulowanego parametru  $x$ . W ten sposób następuje zamknięcie pętli automatycznego sprzężenia zwrotnego, stanowiącego zasadniczą cechę układu regulacji automatycznej.

Szczegółowe omówienie układów regulacji automatycznej zawiera rozdział 17.

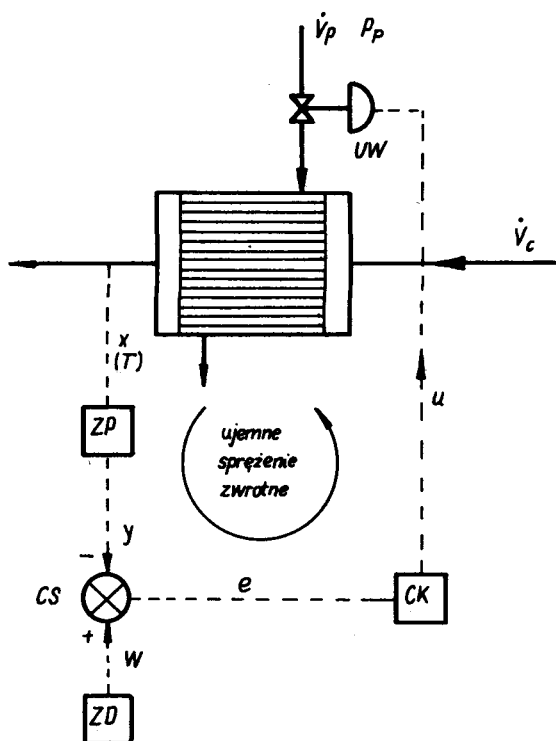
### 15.3. Sprzężenie zwrotne

Sprzężenie zwrotne jest wstecznym oddziaływaniem skutku na przyczynę wywołującą ten skutek. Jeżeli skutek osłabia przyczynę, mamy do czynienia ze sprzężeniem zwrotnym ujemnym. Jeżeli natomiast skutek wzmacnia oddziaływanie przyczyny, sprzężenie jest dodatnie. Ujemne sprzężenie zwrotne ma własności stabilizujące, kompensujące wpływ czynników zakłócających i linearyzujące charakterystykę statyczną; dlatego znalazło ono zastosowanie w układach regulacji. Sprzężenie zwrotne dodatnie może powodować powstawanie oscylacji, jest więc między innymi stosowane w układach generacyjnych.

Przeanalizujmy przykład zamkniętego układu automatycznej regulacji temperatury cieczy ogrzewanej w rurkowym wymienniku ciepła (rys. 15.5). Do komory grzejnej wymiennika, przez który przepływa z natężeniem  $\dot{V}_c$  ogrzewana ciecz, dopływa przez zawór regulacyjny z siłownikiem (urządzenie wykonawcze UW regulatora) strumień pary grzejnej



z natężeniem  $\dot{V}_p$ . Temperatura cieczy opuszczającej wymiennik ( $T$ ) ma być stała, niezależna od zmian natężenia przepływu cieczy  $\dot{V}_c$ , jej temperatury przed ogrzaniem i ciśnienia pary  $p_p$  (wielkości zakłócających). Zespół pomiarowy ZP przetwarza wielkość temperatury cieczy  $x = T$  na sygnał wielkości regulowanej  $y = f(x)$ . Sygnał ten jest następnie porównywany w członie sumującym CS z sygnałem temperatury zadanej ( $w$ ) z zadajnika ręcznego ZD.



Rys. 15.5. Przykład automatycznej regulacji temperatury cieczy ogrzewanej w wymienniku ciepła

Jeżeli temperatura cieczy na wyjściu wymiennika jest niższa od zadanej ( $y < w$ ), odchylenie (uchyb) regulacji  $e = w - y$  jest dodatnie i człon kształtujący (CK) regulatora wysyła do urządzenia wyko-



nawczego taki sygnał wielkości regulującej  $u = f(e)$ , że następuje otwieranie zaworu na dopływie pary grzejnej do wymiennika.  $\dot{V}_p$  rośnie i temperatura cieczy osiąga zadaną wartość. Jeżeli temperatura  $T$  przekroczy wartość zadaną ( $y > w$ ), odchylenie regulacji stanie się ujemne i regulator będzie przymykał zawór, doprowadzając powtórnie temperaturę cieczy do wartości zadanej. W ten sposób zakłócenia spowodowane zmiennymi parametrami ogrzewanej cieczy i pary grzejnej zostaną automatycznie skompensowane i temperatura cieczy opuszczającej wymiennik ciepła będzie automatycznie, bez udziału człowieka utrzymywana na zadanym poziomie. Każda zmiana wartości  $T$  spowoduje zwrotne oddziaływanie układu ogrzewającego w takim kierunku, żeby tej zmianie przeciwdziałać. Mamy tu więc do czynienia z występowaniem ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Inne przykłady wykorzystania stabilizującego działania ujemnego sprzężenia zwrotnego można znaleźć w rozdziałach: 10.7.2a (pneumatyczny przetwornik siły), 10.7.2b (magnetoelektryczny przetwornik siły), 13.1.2 (wzmacniacz pneumatyczny), czy 19.2.2b (siłownik z ustawnikiem pozycyjnym).

Ujemne i dodatnie sprzężenia zwrotne występują także poza techniką, w wielu dziedzinach gospodarki, ekonomii, socjologii (np. prawo podaży i popytu, spirala inflacyjna). Wszelkie poczynania przeciwdziałające niekorzystnym zjawiskom i działające stabilizująco wykorzystują ujemne sprzężenia zwrotne, natomiast działania stymulujące, wzmacniające, zawierają elementy sprzężeń dodatnich. Również w przyrodzie sprzężenia zwrotne, a nawet pełne układy regulacyjne są licznie reprezentowane - można tu wymienić regulacje ciepłoty organizmów żywych, reakcje łańcuchowe czy autokatalityczne.

Teoretycznymi zagadnieniami związanymi ze sterowaniem maszynami, organizmami i społecznościami oraz wzajemnymi między nimi podobieństwami zajmuje się cybernetyka [48].





## 16. STATYCZNE I DYNAMICZNE WŁASNOŚCI UKŁADÓW POMIAROWYCH I REGULACYJNYCH

### 16.1. Opis matematyczny układów liniowych

Wszystkie obiekty sterowania i regulacji automatycznej, czujniki i zespoły pomiarowe, regulatory i urządzenia wykonawcze, a także całe układy pomiarowe i regulacyjne, można traktować jako układy dynamiczne, opisywane równaniami lub modelami matematycznymi. Modele te są zbiorami równań i założeń matematycznych wiążących istotne wielkości układu; w przypadku układów złożonych zawierają zwykle wiele założeń upraszczających<sup>1/</sup>.

Najprostszymi układami dynamicznymi są układy jednowymiarowe - o jednej wielkości wejściowej i jednej wyjściowej. Obie te wielkości są funkcjami czasu. W przypadku zespołów pomiarowych (równanie 7.1) będą to wielkości  $x(\tau)$  i  $y(\tau)$ , w obiektach regulacji (rys. 15.4)  $u(\tau)$  i  $y(\tau)$ , w regulatorach  $e(\tau)$  i  $u(\tau)$ , w układach regulacji  $w(\tau)$  i  $y(\tau)$ . W dalszych rozważaniach dotyczących statycznych i dynamicznych własności układów przyjmujemy ogólne oznaczenie wielkości wejściowej układu  $X(\tau)$ , a wyjściowej  $Y(\tau)$ .

W układach liniowych (np. ciągłych liniowych przetwornikach pomiarowych) matematyczną zależność sygnałów wyjściowych od wejściowych można określić równaniem różniczkowym pierwszego lub wyższego rzędu. Charakterystyczną cechą tych układów jest związane z liniowością charakterystyki statycznej obowiązywanie zasady superpozycji sygnałów wejściowych i wyjściowych. Układy nieliniowe, którymi są np. sygnalizatory dwupołożeniowe, nie spełniają zasady superpozycji i wymagają do opisu własności innych metod matematycznych, wymienionych w rozdziale 16.4.

Najczęściej rozpatrywanym dynamicznym układem liniowym jest układ stacjonarny (o stałych współczynnikach równania) i parametrach skupio-

---

<sup>1/</sup> Teorię sterowania i układów dynamicznych omawia obszerna literatura, np. [12, 18, 36, 77].



nych, zależnych tylko od czasu, a niezależnych od współrzędnych przestrzennych. Jego ogólne równanie ma postać funkcji

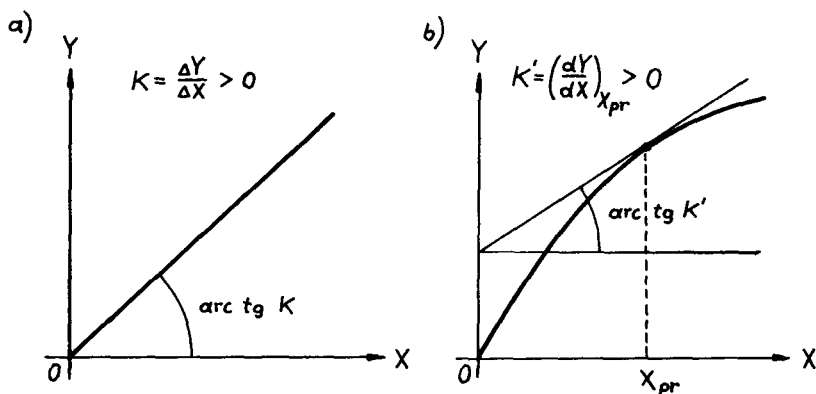
$$f\left(X, \frac{dX}{d\tau}, \frac{d^2X}{d\tau^2}, \dots, \frac{d^nX}{d\tau^n}, Y, \frac{dY}{d\tau}, \frac{d^2Y}{d\tau^2}, \dots, \frac{d^nY}{d\tau^n}\right) = 0. \quad (16.1)$$

### 16.1.1. Charakterystyka statyczna

Charakterystyka statyczna określa zależność między wielkością wyjściową, a wielkością wejściową w ustalonym stanie działania układu

$$Y = f(X). \quad (16.2)$$

Charakterystyka ta wynika z równania (16.1), ponieważ w stanie ustalonym pochodne są równe zero.



Rys. 16.1. Charakterystyka statyczna układu liniowego (a), nieliniowego linearyzowanego (b)

Dla oceny własności układu jest istotna znajomość jego wzmocnienia statycznego  $K$ , czyli stosunku  $\frac{dY}{dX}$ . W układach liniowych, przy prostoliniowym przebiegu charakterystyki statycznej, wzmocnienie statyczne ma wartość stałą (rys. 16.1a) i może być wyznaczone np. ze stosunku przyrostów  $\frac{\Delta Y}{\Delta X}$ . W układach nieliniowych równanie charakterystyki statycznej nie jest równaniem prostej, jednakże w wielu przypadkach



można wybrać liniowy odcinek tej charakterystyki (patrz np. rys. 16.22) lub dokonać jej linearyzacji w otoczeniu wybranego punktu, nazywanego punktem normalnej pracy układu ( $X_{pr}$  na rys. 16.1b). Wzmocnienie układu jest wtedy wyznaczane z nachylenia stycznej w punkcie  $X_{pr}$  i nosi nazwę wzmocnienia różniczkowego  $K'$ .

Sposoby doświadczalnego wyznaczania charakterystyk statycznych układów pomiarowych i regulacyjnych podano w skrypcie [3].

### 16.1.2. Charakterystyka dynamiczna

Charakterystyka dynamiczna określa zachowanie się układu w stanie nieustalonym (przejściowym). Jest to odpowiedź wielkości wyjściowej układu  $Y(\tau)$  na zmianę jego wielkości wejściowej  $X(\tau)$  w otoczeniu wybranego na charakterystyce statycznej punktu. Własności dynamiczne określa się zwykle na podstawie analizy przebiegów  $Y(\tau)$  następujących po wprowadzeniu ściśle określonego sygnału  $X(\tau)$ . Wyznaczenie tych przebiegów, nazywanych odpowiedziami na typowe wymuszenia, wymaga rozwiązania równania (16.1), co można wykonać dwiema metodami.

Metoda klasyczna polega na: wyprowadzeniu równania charakterystycznego, obliczeniu pierwiastków tego równania i wyznaczeniu stałych na podstawie warunków początkowych. Metoda ta jest uciążliwa w przypadku równań wyższego rzędu.

W automatyce jest stosowana powszechnie druga metoda, tzw. metoda operatorowa, która pozwala znacznie uprościć tok obliczeń. Idea metody operatorowej polega na znalezieniu przekształcenia matematycznego pozwalającego zastąpić równania różniczkowo-całkowe zwykłymi równaniami algebraicznymi. Przekształcenie to można traktować jako odpowiedniości między dwoma zbiorami funkcji

$$f(\tau) \rightleftharpoons F(s). \quad (16.3)$$

Najczęściej dokonuje się całkowej transformacji Laplace'a [6, 50, 83], w której transformatą funkcji  $f(\tau)$  nazywa się funkcję

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(\tau) \cdot e^{-s\tau} d\tau. \quad (16.4)$$



Odpowiedniość między obiema funkcjami zapisuje się skrótowo:

$$F(s) = \mathcal{L}[f(\tau)], \quad (16.5)$$

$$f(\tau) = \mathcal{L}^{-1}[F(s)]. \quad (16.6)$$

W praktyce transformaty Laplace'a typowych funkcji czasu i funkcje czasu (oryginały) transformat Laplace'a odczytuje się z odpowiednich tabel (słowników) operatorowych podanych w literaturze [6, 50, 83]. W tejże literaturze można znaleźć podstawowe twierdzenia dotyczące rachunku operatorowego.

Stosunek transformaty Laplace'a sygnału wyjściowego  $Y(s)$  układu dynamicznego do transformaty jego sygnału wejściowego  $X(s)$  przy zerowych warunkach początkowych nazywa się transmitancją operatorową

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)}. \quad (16.7)$$

Transmitancja jest równoważna równaniu różniczkowemu i opisuje sposób kompletny, własności jednowymiarowego dynamicznego układu liniowego.

W przypadku analizy liniowych układów dynamicznych o wielu wejściach i wyjściach (wielowymiarowych), opis matematyczny komplikuje się, gdyż staje się konieczna znajomość rodzin charakterystyk statycznych i układów równań różniczkowych lub operatorowych przedstawiających zależności wszystkich wyjść od wszystkich wejść. Wygodne stają się wówczas macierzowe formy opisu, zwłaszcza równania (współrzędne) stanu [6, 18].

### 16.1.3. Rodzaje wymuszeń dynamicznych

Jak już wspomniano, wyznaczenie charakterystyki dynamicznej układu sprowadza się zazwyczaj do zbadania odpowiedzi tego układu na typowe wymuszenie zmiany jego sygnału wejściowego. Analiza taka może być dokonana w oparciu o równanie układu, jego transmitancję operatorową lub wyniki doświadczenia. Tabela 16.1 zawiera zestawienie najczęściej stosowanych rodzajów wymuszeń, których wykresy przedstawiono na rysunku 16.2.



T a b e l a 16.1

## Typowe wymuszenia dynamiczne

| Lp. | Nazwa wymuszenia                          | Równanie                          |                                         |
|-----|-------------------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------------|
|     |                                           | $x(\tau)$                         | $x(s)$                                  |
| 1   | skok jednostkowy<br>(funkcja Heaviside'a) | $1(\tau)$                         | $\frac{1}{s}$                           |
| 2   | skok o dowolnej wartości                  | $1(\tau) \cdot x_{st}$            | $\frac{1}{s} \cdot x_{st}$              |
| 3   | impulsowe<br>(funkcja Diraca)             | $\delta(\tau)^{1/}$               | 1                                       |
| 4   | liniowo narastające                       | $A \cdot \tau$                    | $\frac{A}{s^2}$                         |
| 5   | harmoniczne                               | $A \cdot \sin(\omega \cdot \tau)$ | $\frac{A \cdot \omega}{s^2 + \omega^2}$ |

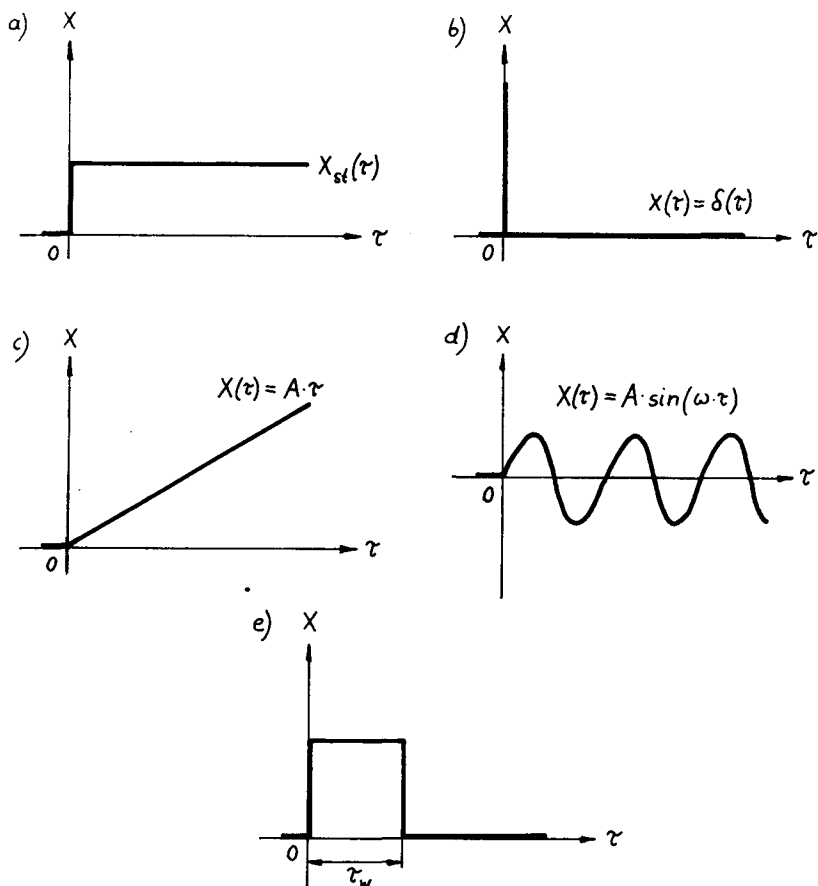
$$^{1/} \delta(\tau) = \begin{cases} 0 & \text{dla } \tau < 0 \\ \infty & \text{dla } \tau = 0 \\ 0 & \text{dla } \tau > 0 \end{cases}$$

Podstawowe znaczenie praktyczne ma analiza odpowiedzi układu na wymuszenie skokowe (charakterystyka dynamiczna skokowa). Rzadziej bada się odpowiedzi układów na mające wyłącznie znaczenie teoretyczne wymuszenie impulsowe (Diraca) oraz liniowo narastające (charakterystykę stałowzrostową). Wymuszenia harmoniczne (charakterystyki oscylacyjne) znajdują najszersze zastosowanie w badaniu układów elektrycznych i elektronicznych.<sup>1/</sup>

Przy doświadczalnym wyznaczaniu charakterystyk dynamicznych układów, w których ze względów technicznych nie można na dłuższy czas zmieniać wartości wielkości wejściowej, stosuje się wymuszenie impulsowe prostokątne (rys. 16.2e). Wymuszenie to można traktować jako dwa kolejne wymuszenia skokowe o tej samej wartości i przeciwnych znakach, przesunięte względem siebie o czas  $\tau_w$ .

<sup>1/</sup> Podstawową charakterystyką oscylacyjną jest charakterystyka amplitudowo-fazowa (odpowiedź obiektu na wymuszenie sinusoidalne o określonej amplitudzie i różnych częstotliwościach. Zmiany amplitudy i fazy sygnału wyjściowego określają dynamiczne własności obiektu.





Rys. 16.2. Podstawowe rodzaje wymuszeń dynamicznych: a) skokowe, b) impulsowe (Diraca), c) liniowo narastające, d) harmoniczne, e) impulsowe prostokątne

Odpowiedzi typowych elementów układów dynamicznych na podstawowe rodzaje wymuszeń omówiono w rozdziale 16.2, natomiast sposoby doświadczalnego wyznaczania charakterystyk dynamicznych układów pomiarowych i regulacyjnych podano w literaturze [3, 6, 18].

## 16.2. Podstawowe elementy układów liniowych

Wszystkie układy pomiarowe i regulacyjne można podzielić na wyodrębnione fragmenty charakteryzujące się określonymi własnościami, nazywane elementami lub członami. W każdym członie można wyróżnić sygnał wejściowy i sygnał wyjściowy oraz określić wzajemną zależność tych sygnałów.

Większość elementów układów pomiarowo-regulacyjnych można traktować jako liniowe, jeżeli ograniczy się zakres ich pracy i przyjmie następujące założenia upraszczające:

- a) w elementach mechanicznych
  - występuje jedynie tarcie lepkie, a nie tarcie suche (Coulomba), stąd siła tarcia jest proporcjonalna do prędkości,
  - sztywności podzespołów sprężystych są stałe, a pozostałych połączeń i zamocowań nieskończenie wielkie,
- b) w elementach pneumatycznych i hydraulicznych
  - opory przepływu są stałe, tzn. natężenie przepływu płynu jest proporcjonalne do różnicy ciśnień,
  - współczynnik ściśliwości płynu jest stały,
- c) w elementach elektrycznych
  - rezystancje, pojemności i indukcyjności są stałe, niezależne od wartości prądów i napięć.

Oprócz tych założeń ogólnych, w poszczególnych przypadkach zakłada się dodatkowo np. idealną szczelność elementów wypełnionych płynami, czy pomijalną masę niektórych części ruchomych.

Elementy liniowe klasyfikuje się najczęściej ze względu na ich własności dynamiczne. Wyróżnia się sześć grup elementów podstawowych:

- 1) bezinercyjne (proporcjonalne),
- 2) inercyjne,
- 3) opóźniające,
- 4) oscylacyjne,
- 5) różniczkujące,
- 6) całkujące.

Statyczne własności elementów określa się najczęściej równaniem i wykresem charakterystyki statycznej  $Y = f(X)$ , a własności dynamiczne podając równanie różniczkowe (zależność 16.1) i odpowiadającą mu transmitancję operatorową (wzór 16.7) oraz równania i wykresy odpowiedzi na typowe wymuszenia dynamiczne.



### 16.2.1. Element proporcjonalny

Równanie elementu proporcjonalnego (bezinercyjnego) ma postać

$$\frac{dY}{d\tau} = K \cdot \frac{dX}{d\tau}, \quad (16.8)$$

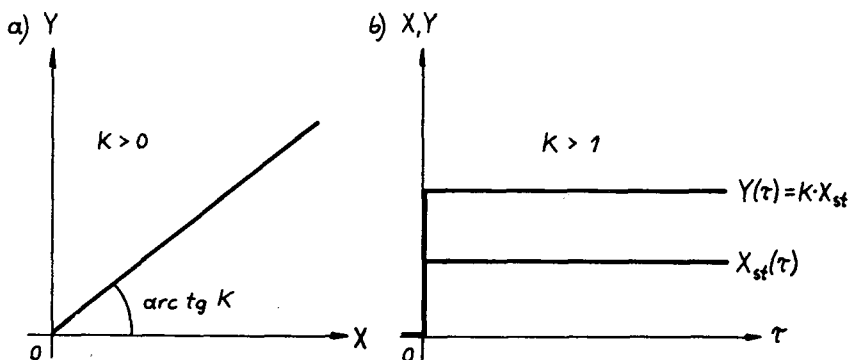
gdzie  $K$  jest wzmacnieniem proporcjonalnym (statycznym).

Transmitancja elementu proporcjonalnego jest równa współczynnikowi  $K$

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = K. \quad (16.9)$$

Równanie charakterystyki statycznej jest równaniem prostej

$$Y = K \cdot X. \quad (16.10)$$



Rys. 16.3. Wykresy charakterystyki statycznej (a) i dynamicznej skokowej (b) elementu proporcjonalnego

Wykresy charakterystyki statycznej i odpowiedzi na wymuszenie skokowe przedstawia rysunek 16.3. Jak widać, odpowiedź elementu proporcjonalnego na wymuszenie skokowe  $X_{st}$  następuje w momencie wymuszenia, a jej amplituda wynosi zgodnie z równaniem charakterystyki statycznej  $K \cdot X_{st}$ . Podobny charakter mają również odpowiedzi elementu na wy-

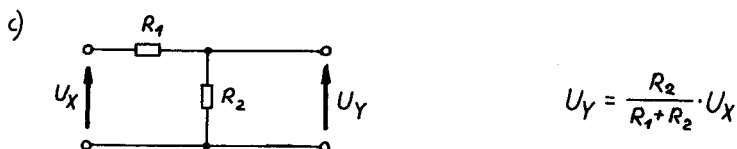
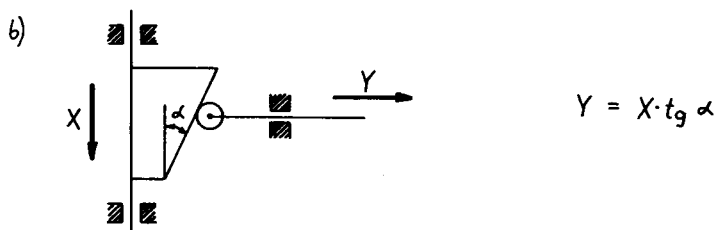
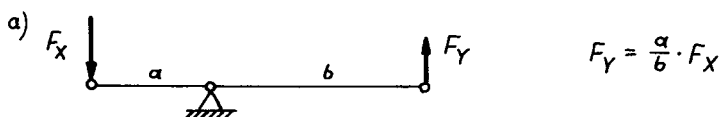




muszenia liniowo narastające i harmoniczne. I tu nie występuje opóźnienie czy przesunięcie fazy sygnału wymuszającego, ani też zmniejszenie jego przebiegu.

Dla oceny własności elementu proporcjonalnego podstawowe znaczenie ma znajomość wartości współczynnika proporcjonalności - wzmocnienia statycznego  $K$ , które można łatwo wyznaczyć np. z charakterystyki statycznej (por. rys. 16.1a).

Przykładami elementów proporcjonalnych mogą być niektóre przetworniki pomiarowe: poziomomierze hydrostatyczne opisane równaniem (10.9), gęstościomierze (równanie 12.14), siłowniki, wzmacniacze liniowe, proste obiekty takie jak przekładnia dźwigniowa, mechanizm krzywkowy czy rezystorowy dzielnik napięcia (rys. 16.4)<sup>1/</sup>.



Rys. 16.4. Przykłady elementów proporcjonalnych: a) przekładnia dźwigniowa, b) mechanizm krzywkowy, c) dzielnik napięcia

<sup>1/</sup> Po przyjęciu podanych na początku rozdziału 16.2 założeń upraszczających.



### 16.2.2. Element opóźniający

Równanie elementu opóźniającego ma postać

$$Y(\tau) = X(\tau - \tau_0), \quad (16.11)$$

gdzie  $\tau_0$  jest czasem opóźnienia.

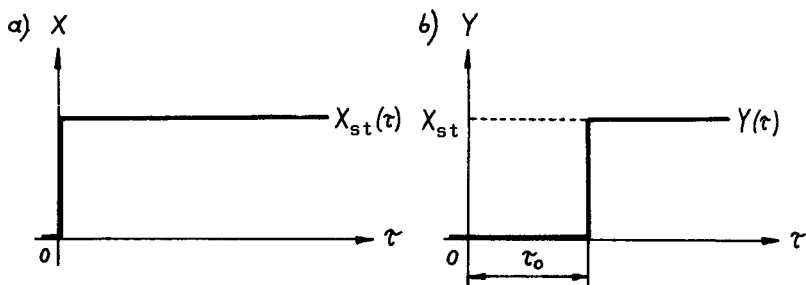
Równaniu temu odpowiada transmitancja

$$G(s) = e^{-\tau_0 \cdot s}. \quad (16.12)$$

Równanie charakterystyki statycznej jest równaniem prostej

$$Y = X, \quad (16.13)$$

ponieważ po dostatecznie długim czasie bez zmian wartości sygnału wejściowego ustala się stan niezależny od opóźnienia elementu.



Rys. 16.5. Wymuszenie skokowe (a) i odpowiedź (b) elementu opóźniającego

Wykres charakterystyki dynamicznej skokowej przedstawia rysunek 16.5. Analizując przebieg tej charakterystyki można stwierdzić, że odpowiedź elementu opóźniającego na wymuszenie skokowe  $X_{st}$  następuje po czasie  $\tau_0$  od skoku wartości  $X$ . Czas ten nazywa się czasem opóźnienia (czasem martwym). Przebieg odpowiedzi ma kształt przebiegu wymuszenia, a jej amplituda wynosi zgodnie z równaniem charakterystyki statycznej  $X_{st}$ . Podobny charakter mają odpowiedzi elementu na wymuszenia liniowo narastające i harmoniczne. Występuje tu opóźnienie (przesunięcie fazy) o czas  $\tau_0$  bez zniekształcenia przebiegu wymuszającego. Dla oceny własności elementu opóźniającego podstawowe zna-



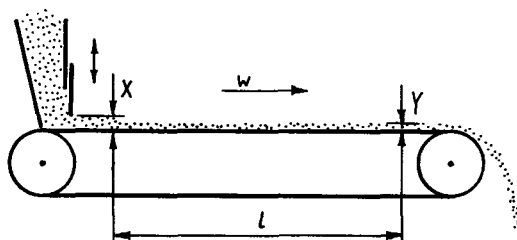
czenie ma znajomość wartości czasu opóźnienia  $\tau_0$ , który można łatwo wyznaczyć np. z charakterystyki dynamicznej skokowej.

Przykładami elementów opóźniających mogą być wszystkie urządzenia służące do transportu substancji, jeżeli punkt wprowadzenia sygnału X i punkt odbioru sygnału Y znajdują się w pewnej odległości od siebie<sup>1/</sup>. Członem opóźniającym jest np. przedstawiony na rysunku 16.6 przenośnik taśmowy. Sygnałem wejściowym X jest grubość warstwy substancji na początku przenośnika, a sygnałem wyjściowym Y grubość warstwy na jego końcu. Czas opóźnienia wynosi

$$\tau_0 = \frac{l}{w}, \quad (16.14)$$

gdzie:  $l$  - odległość punktów pomiaru X i Y,

$w$  - liniowa prędkość przesuwu taśmy.



Rys. 16.6. Przenośnik taśmowy jako człon opóźniający

Elementem opóźniającym jest też czujnik do pomiaru pH, połączony długim rurociągiem z bioreaktorem. Czas opóźnienia będzie zgodnie z wzorem (16.14) zależny od liniowej prędkości przepływu cieczy w przewodzie ( $w$ ) i długości tego przewodu ( $l$ ).

### 16.2.3. Element inercyjny I rzędu

#### A. Równania i charakterystyka dynamiczna skokowa

<sup>1/</sup> Po przyjęciu podanych na początku rozdziału 16.2. założeń upraszczających



Równanie elementu inercyjnego I rzędu ma postać

$$T \cdot \frac{dY}{d\tau} + Y = K \cdot X, \quad (16.15)$$

gdzie:  $K$  - wzmacnienie statyczne,

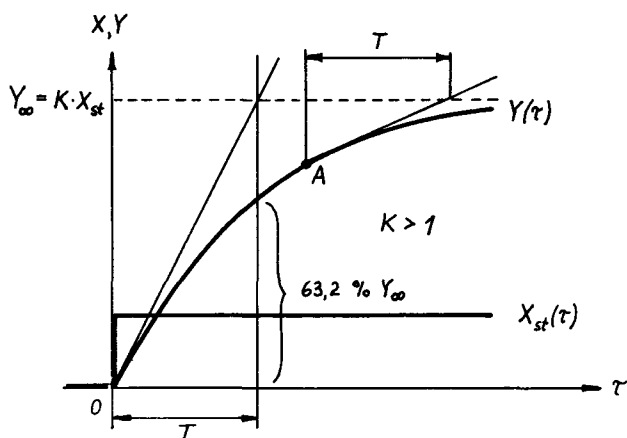
$T$  - stała czasowa.

Zależności (16.15) odpowiada transmitancja

$$G(s) = \frac{K}{T \cdot s + 1}. \quad (16.16)$$

Ponieważ po dostatecznie długim czasie bez zmian wartości sygnału wejściowego ustala się stan niezależny od inercji elementu ( $\frac{dY}{d\tau} = 0$ ), równanie charakterystyki statycznej jest równaniem prostej

$$Y = K \cdot X. \quad (16.17)$$



Rys. 16.7. Charakterystyka skokowa elementu inercyjnego I rzędu

Odpowiedź członu inercyjnego I rzędu na wymuszenie skokowe  $X_{st}$  można wyznaczyć z transmitancji (16.16) [6] lub całkując równanie (16.15). Dla zerowych warunków początkowych jest ona opisana zależnością



$$Y(\tau) = K \cdot X_{st} \cdot (1 - e^{-\frac{\tau}{T}}). \quad (16.18)$$

Wzrost sygnału  $Y(t)$  rozpoczyna się w momencie skoku wartości  $X$  (rys. 16.7), ale ma on przebieg wykładniczy, doprowadzający do asymptoty na poziomie  $K \cdot X_{st}$ .

Dla oceny własności elementu inercyjnego I rzędu istotne znaczenie ma znajomość wartości wzmocnienia statycznego  $K$  i stałej czasowej  $T$ . Stała czasowa jest czasem, po którym proces zapoczątkowany w członie inercyjnym I rzędu wymuszeniem skokowym dobiegłby do końca, gdyby nie malała początkowa szybkość tego procesu. Na rysunku 16.7 definicję tę ilustruje położenie stycznej do krzywej  $Y(\tau)$  w punkcie  $\tau = 0$ . Wykres przebiegu charakterystyki dynamicznej skokowej pozwala więc na wyznaczenie wartości stałej czasowej elementu sposobem graficznym. Należy zwrócić uwagę, że wartość stałej czasowej wyznacza się rzutując na oś odciętych odcinek każdej stycznej do wykresu charakterystyki skokowej elementu inercyjnego I rzędu (np. stycznej w punkcie A na rysunku 16.7).

Analizując równanie (16.18) łatwo stwierdzić, że po czasie  $\tau = T$  otrzymuje się wartość nawiasu  $1 - e^{-1} = 0,632$ , czyli  $Y(\tau) = 0,632 K \cdot X_{st}$ . Oznacza to, że w elemencie inercyjnym I rzędu po czasie równym stałej czasowej od wykonania wymuszenia skokowego,  $Y(\tau)$  osiąga 63,2% swojej wartości maksymalnej  $K \cdot X_{st} = Y_{\infty}$  (rys. 16.7). Znając poziom asymptoty  $Y_{\infty}$  można więc łatwo obliczyć wartość stałej czasowej elementu. Wartość tę można określić również, znając czas  $\tau$  osiągnięcia przez  $Y$  wielkości 50%  $Y_{\infty}$ . Zgodnie z równaniem (16.18) czas ten jest równy  $T \cdot \ln 2$  czyli 0,693  $T$ . Inne metody wyznaczania stałej czasowej podano w skrypcie [3].

Równanie (16.18) pozwala też na przeanalizowanie szybkości zbliżania się wartości  $Y(\tau)$  do asymptoty  $Y_{\infty}$ . Po czasie  $\tau = 3 T$  wartość  $Y$  osiąga 95%  $Y_{\infty}$ , a dopiero po czasie 5  $T$  wartość 99%  $Y_{\infty}$ . Omówione zależności dają obraz wpływu wartości stałej czasowej na czas osiągnięcia przez element inercyjny stanu równowagi po skoku wartości sygnału wejściowego. Ma to istotne znaczenie przy analizie błędów dynamicznych w inercyjnych układach pomiarowych (por. rozdz. 7.2).

#### B. Odpowiedź na wymuszenie liniowo narastające

Odpowiedź elementu inercyjnego I rzędu na liniowo rosnący sygnał wejściowy (charakterystykę stałowzrostową) można określić podstawia-

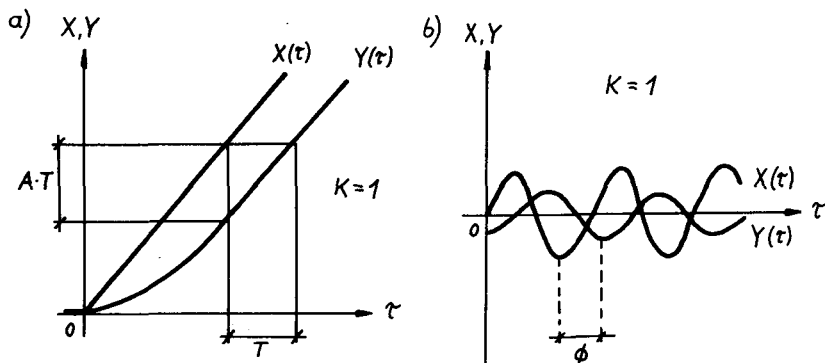


jąc do równania (16.15) równanie wymuszenia  $X(\tau) = A \cdot \tau$ . Po rozwiązaniu dla  $K = 1$  i zerowych warunków początkowych otrzymamy

$$Y(\tau) = A \cdot \tau \left( \frac{\tau}{T} - 1 + e^{-\frac{\tau}{T}} \right). \quad (16.19)$$

Dla dużych  $\tau$  wyrażenie  $e^{-\frac{\tau}{T}}$  ma bardzo małą wartość i może być pominięte, stąd równanie ustalonego przebiegu charakterystyki stałowzrostowej ma postać

$$Y(\tau) = A \cdot (\tau - T). \quad (16.20)$$



Rys. 16.8. Odpowiedź elementu inercyjnego I rzędu na wymuszenie liniowo narastające (a), harmoniczne (b)

Analizując wykres charakterystyki stałowzrostowej elementu inercyjnego I rzędu (rys. 16.8a) można stwierdzić, że przy ustalonym przebiegu odpowiedzi  $Y(\tau)$  jest on opóźniony w czasie w stosunku do przebiegu wymuszenia o wartość stałej czasowej  $T$ . Wielkość  $A \cdot T$  jest odchyleniem (błędem) dynamicznym. Jeżeli badanym elementem inercyjnym jest przyrząd pomiarowy, np. termometr, wówczas przy ustalonym przebiegu charakterystyki stałowzrostowej temperatura wskazywana  $Y(\tau)$  będzie niższa od temperatury rzeczywistej  $X(\tau)$  o stałą wartość, zależną od szybkości zmiany temperatury (wartości stałej  $A$ ) i wielkości stałej czasowej termometru  $T$  (por. rozdz. 7.2).

#### C. Odpowiedź na wymuszenie harmoniczne

Odpowiedź elementu inercyjnego I rzędu na oscylujący sinusoidalnie sygnał wejściowy przedstawia rysunek 16.8b. Podstawiając do równania (16.15) równanie wymuszenia



$$X(\tau) = A \cdot \sin(\omega \cdot \tau) \quad (16.21)$$

gdzie:  $A$  - stała,

$\omega$  - pulsacja,

otrzymujemy skomplikowane wyrażenie, które po uproszczeniu dla  $K = 1$  i ustalonego przebiegu charakterystyki ma postać

$$Y(\tau) = \frac{1}{\sqrt{1 + T^2 \cdot \omega^2}} \cdot A \cdot \sin(\omega \tau - \emptyset), \quad (16.22)$$

gdzie

$$\emptyset = \arctg(\omega \cdot T). \quad (16.23)$$

Porównując równania (16.21) i (16.22) można stwierdzić, że amplituda  $A$  sygnału wymuszającego uległa zmniejszeniu, a sinusoida przesunięciu fazowemu o kąt równy  $\emptyset$  (rys. 16.8b). Zmniejszenie amplitudy i przesunięcie fazowe są zależne od wartości stałej czasowej  $T$  elementu i pulsacji  $\omega$ , a tym samym od częstotliwości  $f$  wymuszenia ( $\omega = 2\pi f$ ).

Omówiony wpływ bezwładności elementu inercyjnego  $I$  rzędu na przebiegi harmoniczne ma duże znaczenie praktyczne. Jeżeli analizowanym elementem inercyjnym jest przyrząd pomiarowy, np. termometr, wówczas przy szybkich oscylacjach temperatury mierzonej  $X(\tau)$  może on stłumić zachodzące zmiany i wskazywać np. średnią temperaturę obiektu  $Y(\tau)$ .

Własność ta, szkodliwa w technice pomiarowej, została wykorzystana m.in. w konstrukcji elektrycznych filtrów dolnoprzepustowych RC (patrz przykład w punkcie D tego rozdziału).

Przykładami członów inercyjnych I rzędu są takie przetworniki pomiarowe jak: termometry rozszerzalnościowe, higrometry, elektrochemiczne mierniki stężenia tlenu w roztworze, inercyjny czwórnik elektryczny RC, obiekty w rodzaju reaktora przepływowego z idealnym mieszaniami lub zbiornika ze swobodnym wypływem cieczy <sup>1/</sup>.

---

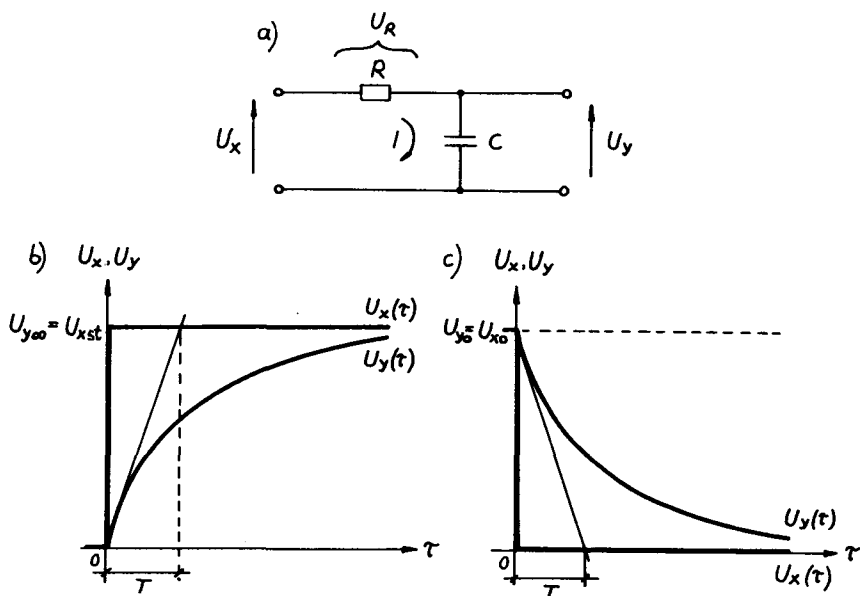
<sup>1/</sup> Po przyjęciu podanych na początku rozdziału 16.2 założeń upraszczających.



## D. Przykład elektrycznego czwórnika RC

Schemat elektrycznego inercyjnego czwórnika RC przedstawiono na rysunku 16.9a. Jest to układ szeregowo połączonych rezystancji  $R$  i pojemności  $C$ . Sygnałem wejściowym jest napięcie zasilające  $U_x$ , natomiast sygnałem wyjściowym - napięcie  $U_y$  na zaciskach kondensatora. W momencie ładowania kondensatora od napięcia  $U_y = 0$ , napięcie wejściowe  $U_x$  dzieli się wskutek przepływu prądu  $I$  na dwie części

$$U_x = U_R + U_y. \quad (16.24)$$



Rys. 16.9. Elektryczny czwórnik inercyjny RC: a) schemat, b) ładowanie kondensatora, c) rozładowanie kondensatora

Ponieważ

$$U_R = R \cdot I = R \cdot \frac{dq}{d\tau} = R \cdot C \cdot \frac{dU_y}{d\tau}, \quad (16.25)$$





gdzie  $q$  jest ładunkiem elektrycznym na okładkach kondensatora, to

$$U_x = R \cdot C \cdot \frac{dU_y}{d\tau} + U_y. \quad (16.26)$$

Przyjmując, że  $R \cdot C = T$ , otrzymamy równanie elementu inercyjnego I rzędu

$$U_x = T \cdot \frac{dU_y}{d\tau} + U_y. \quad (16.27)$$

Ładowanie kondensatora  $C$  przez rezystancję  $R$  (charakterystyka dynamiczna skokowa czwórnik) ma przy zerowych warunkach początkowych przebieg wyrażony równaniem analogicznym do równania (16.18):

$$U_y = U_{xst} \cdot (1 - e^{-\frac{\tau}{T}}), \quad (16.28)$$

a jego wykres przedstawia rysunek 16.9b. Przy odwrotnym kierunku skoku sygnału wejściowego  $U_x$ , od  $U_{x0}$  do  $U_x = 0$  (ustalone napięcie początkowe  $U_{y0} = U_{x0}$ ), rozładowanie kondensatora będzie się odbywało według zależności

$$U_y = U_{x0} \cdot e^{-\frac{\tau}{T}}, \quad (16.29)$$

a jego wykres pokazuje rysunek 16.9c.

Ponieważ ładowanie i rozładowanie kondensatora inercyjnego czwórnik  $RC$  odbywa się z pewną bezwładnością, zależną od wartości stałej czasowej  $T = R \cdot C$ , czwórnik ten może być wykorzystany jako elektryczny filtr dolnoprzepustowy w układach przekształcania napięcia przemiennego, np. jako filtr wygładzający w prostownikach. Częstotliwość graniczną  $f_{gr}$ , od której filtr zaczyna wyraźnie zmniejszać amplitudę napięcia przemiennego wyraża wzór wyprowadzony z równania (16.22)

$$f_{gr} = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot T}. \quad (16.30)$$

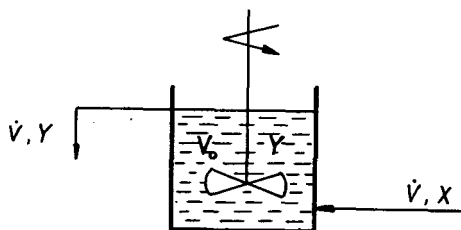
Tłumienie rośnie 6 dB na oktawę (dwukrotne zwiększenie częstotliwości), począwszy od 3 dB (ok. 1,4 raza) przy częstotliwości  $f_{gr}$  [6,85]. Jak widać częstotliwość graniczna czwórnik  $RC$  jest odwrotnie



proporcjonalna do stałej czasowej, z tego względu filtry zasilaczy prostownikowych, tłumiących częstotliwości 100 lub 50 Hz charakteryzują się znacznymi wartościami  $T$  (małymi częstotliwościami  $f_{gr}$ ). Przepuszczają one bez tłumienia praktycznie tylko napięcie stałe.

#### E. Przykład przepływowego reaktora chemicznego

Na rysunku 16.10 przedstawiono schemat przepływowego reaktora chemicznego, który w pewnych warunkach jest idealnym członem inercyjnym I



Rys. 16.10. Schemat przepływowego reaktora chemicznego

rzędu. Do reaktora dopływa ze stałym natężeniem objętościowym  $\dot{V}$  roztwór odczynnika o zmiennym stężeniu  $X$ . Z reaktora odpływa z tym samym natężeniem  $\dot{V}$  roztwór o stężeniu  $Y$ . Zawartość reaktora jest idealnie mieszana, stąd stężenie zawartego w nim roztworu wynosi również  $Y$ . Objętość cieczy w zbiorniku jest stała (przelew) i równa  $V_0$ .

Dokonując masowego bilansu odczynnika doprowadzonego i odprowadzonego w czasie  $\Delta\tau$  możemy napisać:

|                    |                                     |      |             |
|--------------------|-------------------------------------|------|-------------|
| doprowadzono       | $-\dot{V} \cdot X \cdot \Delta\tau$ | [kg] | odczynnika, |
| odprowadzono       | $-\dot{V} \cdot Y \cdot \Delta\tau$ | [kg] | odczynnika, |
| zmiana w zbiorniku | $-V_0 \cdot \Delta Y$               | [kg] | odczynnika. |



Równanie bilansowe ma więc postać

$$V_0 \cdot \Delta Y = \dot{V} \cdot X \cdot \Delta \tau - \dot{V} \cdot Y \cdot \Delta \tau, \quad (16.31)$$

stąd przechodząc do postaci różniczkowej

$$V_0 \cdot dY = \dot{V} \cdot X \cdot d\tau - \dot{V} \cdot Y \cdot d\tau, \quad (16.32)$$

oraz

$$\frac{V_0}{\dot{V}} \cdot \frac{dY}{d\tau} + Y = X. \quad (16.33)$$

Ponieważ  $V_0$  i  $\dot{V}$  są stałe, to możemy przyjąć, że

$$\frac{V_0}{\dot{V}} = T = \text{const}, \quad (16.34)$$

stąd

$$T \cdot \frac{dY}{d\tau} + Y = X. \quad (16.35)$$

Otrzymaliśmy model matematyczny reaktora - równanie, które jest równaniem elementu inercyjnego I rzędu. Wartość stałej czasowej  $T$  reaktora jest przy założeniu idealnego mieszania jego zawartości proporcjonalna do objętości cieczy w zbiorniku i odwrotnie proporcjonalna do natężenia przepływu roztworu.

Przeanalizowany najprostszy przypadek pracy reaktora zakłada stałość objętości cieczy w zbiorniku i natężenia jej przepływu. Model matematyczny reaktora byłby bardziej złożony, gdyby nie tylko  $X$ , lecz także  $\dot{V}$  i  $V_0$  były zmienne w czasie i analizowany obiekt byłby członem niestacjonarnym.

#### 16.2.4. Element oscylacyjny

Ogólna postać równania elementu oscylacyjnego jest następująca

$$\frac{d^2 Y}{d\tau^2} + 2\beta \cdot \omega_0 \cdot \frac{dY}{d\tau} + \omega_0^2 \cdot Y = \omega_0^2 \cdot X, \quad (16.36)$$



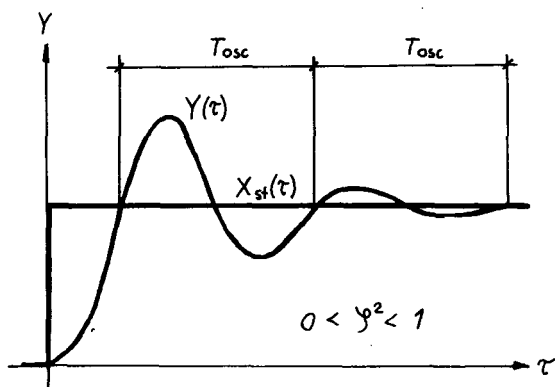
gdzie:  $\mathfrak{F}$  - zredukowany (względny) współczynnik tłumienia,  
 $\omega_0$  - pulsacja oscylacji własnych,

Warunkiem powstania oscylacji jest  $\mathfrak{F}^2 < 1$ , w praktyce  $\mathfrak{F}^2 > 0$ . Równaniu (16.36) odpowiada transmitancja

$$G(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\mathfrak{F}\omega_0 \cdot s + \omega_0^2}. \quad (16.37)$$

Ponieważ w stanie ustalonym, przy  $\mathfrak{F}^2 > 0$ , oscylacje zanikają, równanie charakterystyki statycznej elementu oscylacyjnego jest równaniem prostej

$$Y = X. \quad (16.38)$$



Rys. 16.11. Charakterystyka skokowa elementu oscylacyjnego

Odpowiedź elementu oscylacyjnego na wymuszenie skokowe  $X_{st}$  można wyznaczyć z transmitancji (16.37) [6], a wykres tej odpowiedzi  $Y(\tau)$  przedstawia rysunek 6.11. Jak widać przebieg charakterystyki skokowej jest gasnącą sinusoidą o stałym okresie  $T_{osc}$ , przy czym



$$T_{osc} = \frac{2\pi}{\omega_0 \cdot \sqrt{1 - \beta^2}}. \quad (16.39)$$

W szczególnym przypadku, kiedy  $\beta = 0$ , występują drgania nie tłumione (o stałej amplitudzie) i pulsacji  $\omega_0$ . Jeżeli natomiast  $\beta^2 \geq 1$ , to element traci własności oscylacyjne.

Przykładami elementów oscylacyjnych mogą być: elektryczny oscylacyjny czwórnik RLC [6, 85], masa drgająca na sprężynie w ośrodku tłumiącym te drgania [6], wskazówka miernika wychyłowego, poziom rtęci w manometrze cieczowym itp.<sup>1/</sup>

#### 16.2.5. Element różniczkujący

Równanie idealnego elementu różniczkującego ma dla jednoimiennych (wyrażonych w tych samych jednostkach) sygnałów wejściowych i wyjściowych postać

$$Y = T_d \cdot \frac{dX}{d\tau}, \quad (16.40)$$

gdzie  $T_d$  jest stałą czasową różniczkowania.

Równaniu (16.40) odpowiada transmitancja

$$G(s) = T_d \cdot s. \quad (16.41)$$

W ogólnym przypadku, stałą  $T_d$  zastępuje się współczynnikiem  $k$  uwzględniającym różnicę jednostek sygnałów wejściowych i wyjściowych

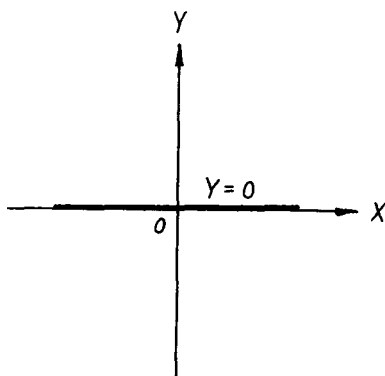
$$k = \frac{Y}{\frac{dX}{d\tau}}. \quad (16.42)$$

W stanie ustalonym  $\frac{dX}{d\tau} = 0$  i  $Y = 0$  dla wszystkich wartości  $X$ . Wykres takiej charakterystyki statycznej pokazano na rysunku 16.12.

Odpowiedź idealnego elementu różniczkującego na wymuszenie skokowe  $X_{st}$  można wyznaczyć z transmitancji (16.41) [6]. Jest to funkcja Diraca (patrz tabela 16.1) pomnożona przez  $T_d \cdot X_{st}$ . Odpowiedź tę pokazano na rysunku 16.13a.

<sup>1/</sup> Po przyjęciu podanych na początku rozdziału 16.2. założeń upraszczających.





Rys. 16.12. Charakterystyka statyczna elementu różniczkującego

Idealnego elementu różniczkującego nie można zrealizować praktycznie, a spotykane w praktyce elementy różniczkujące mają nieco inne własności dynamiczne, zbliżone do elementu idealnego z inercją. Równanie rzeczywistego elementu różniczkującego ma dla jednoimiennych sygnałów wejściowych i wyjściowych postać

$$T_d \cdot \frac{dY}{d\tau} + Y = T_d \cdot \frac{dX}{d\tau}, \quad (16.43)$$

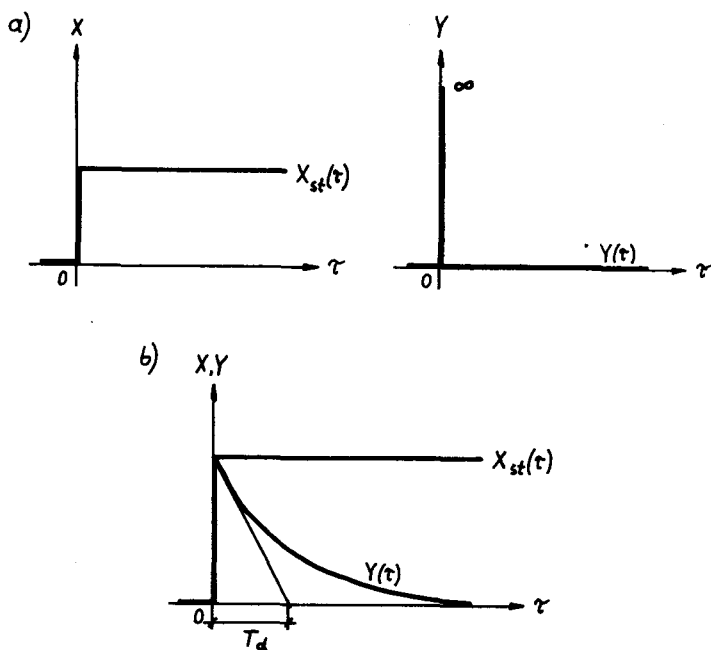
której odpowiada transmitancja

$$G(s) = \frac{T_d \cdot s}{T_d \cdot s + 1}. \quad (16.44)$$

W ogólnym przypadku, stałą  $T_d$  z prawej strony równania (16.43) i w liczniku równania (16.44) zastępuje się współczynnikiem  $k$  definowanym wzorem (16.42). Przebieg charakterystyki statycznej rzeczywistego elementu różniczkującego jest identyczny jak elementu idealnego. Odpowiedź elementu opisanego równaniem (16.43) na wymuszenie skokowe  $X_{st}$  można wyznaczyć z transmitancji (16.44) [6] i jest ona dla zerowych warunków początkowych opisana równaniem

$$Y(\tau) = X_{st} \cdot e^{-\frac{\tau}{T_d}}. \quad (16.45)$$





Rys. 16.13. Charakterystyka skokowa elementu różniczkującego:  
a) idealnego, b) rzeczywistego

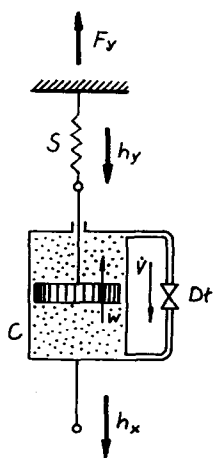
Wykres tej charakterystyki pokazano na rysunku 16.13b. Po wykonaniu wymuszenia skokowego  $X_{st}$  sygnał wyjściowy osiąga natychmiast poziom  $X_{st}$  (działanie różniczkujące zbliżone do przebiegu funkcji Diraca), a następnie dąży wykładniczo do poziomu zerowego (działanie inercyjne). Stała czasowa inercji elementu jest w tym przypadku równa stałej czasowej różniczkowania  $T_d$ .

Dla oceny własności członu różniczkującego podstawowe znaczenie ma znajomość wartości stałej  $T_d$ , która charakteryzuje intensywność działania różniczkującego i inercyjnego. Przykładami członów różniczkujących mogą być: hydrauliczny tłumik drgań, lub elektryczny czwórnik różniczkujący RC [85]<sup>1/</sup>.

<sup>1/</sup> Po przyjęciu podanych na początku rozdziału 16.2 założeń upraszczających.



Na rysunku 16.14 przedstawiono schemat tłumika hydraulicznego. Ma on postać cylindra  $C$  z umieszczonym wewnątrz tłokiem. Przestrzeń nad i pod tłokiem jest wypełniona cieczą i połączona rurką zawierającą przewężenie (dławik)  $Dt$  stanowiący opór hydrauliczny. Wielkością wejściową jest przesunięcie  $h_x$  cylindra tłumika, wielkością wyjściową przesunięcie tłoka  $h_y$  równoważone siłą  $F_y$  napięcia sprężyny  $S$ . Stan ustalony występuje wówczas, kiedy sprężyna nie jest napięta, tzn. kiedy nie wywiera żadnej siły na tłok i nie powoduje przesuwania się go wewnątrz cylindra. Siła  $F_y$  i przesunięcie  $h_y$  są wtedy równe zero dla wszystkich wartości  $h_x$  (ściślej, dla wszystkich  $h_x$  nie powodujących oparcia się tłoka o dno cylindra, gdyż wtedy rozpatrywany człon byłby nieliniowy). W stanach nieustalonych siła  $F_y$  wywierana przez napiętą sprężynę o sztywności  $c_s$  jest równoważona siłą oporu hydraulicznego tłumika, proporcjonalną do prędkości tłoka względem cylindra. Opór hydrauliczny jest wywołany oporami przepływu  $\dot{V}$  cieczy przez dławik



Rys. 16.14. Schemat tłumika hydraulicznego

$$F_y = c_s \cdot h_y = K \cdot w \quad (16.46)$$

czyli

$$c_s \cdot h_y = K \cdot \left( \frac{dh_x}{d\tau} - \frac{dh_y}{d\tau} \right). \quad (16.47)$$

Oznaczając stałą czasową różniczkowania

$$T_d = \frac{K}{c_s} = \text{const} \quad (16.48)$$

otrzymamy równanie odpowiadające równaniu rzeczywistego układu różniczkującego (16.43)

$$T_d \cdot \frac{dh_y}{d\tau} + h_y = T_d \cdot \frac{dh_x}{d\tau}. \quad (16.49)$$





Przy bardzo powolnych ruchach cylindra tłumika ( $\frac{dh}{d\tau} \approx 0$ ) ciecz zdąży przepływać przez dławik i tłok pozostanie nieruchomy ( $\frac{dh}{d\tau} = 0$ , i  $\frac{dF}{d\tau} = 0$ ). Jeżeli jednak ruchy cylindra będą szybkie, to wskutek wzrostu oporu hydraulicznego w dławiku  $\frac{dh}{d\tau} \neq 0$  i pojawi się tłumiące te ruchy działanie siły  $\frac{dF}{d\tau}$ .

#### 16.2.6. Element całkujący

Równanie różniczkowe elementu całkującego ma dla jednoimiennych sygnałów wejściowych i wyjściowych postać

$$T_i \cdot \frac{dY}{d\tau} = X \quad (16.50)$$

lub po scałkowaniu dla zerowych warunków początkowych

$$Y = \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^{\tau} X \, d\tau, \quad (16.51)$$

(stała  $T_i$  jest stałą czasową całkowania). Równaniu (16.50) odpowiada transmitancja

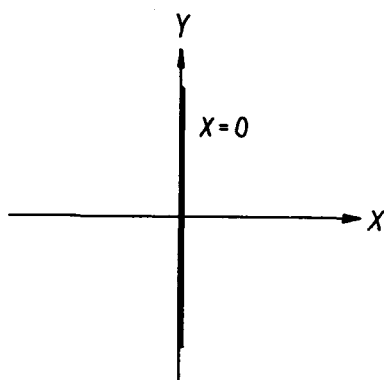
$$G(s) = \frac{1}{T_i \cdot s}. \quad (16.52)$$

W ogólnym przypadku  $\frac{1}{T_i}$  zastępuje się współczynnikiem  $k$  uwzględniającym różnicę jednostek sygnałów wejściowych i wyjściowych

$$k = \frac{\frac{dY}{d\tau}}{X}. \quad (16.53)$$

Równanie charakterystyki statycznej ma postać  $X = 0$  z czego wynika, że stan ustalony istnieje tylko przy zerowej wartości sygnału wejściowego i w tym stanie sygnał wyjściowy elementu całkującego może przyjmować dowolną wartość (wykres na rysunku 16.15). Element ten można więc traktować jako astatyczny, w odróżnieniu od omówionych w rozdziałach 16.2.1 do 16.2.5 elementów statycznych, osiągających stan ustalony przy dowolnych wartościach sygnału wejściowego  $X$ .





Rys. 16.15. Charakterystyka statyczna elementu całkującego

Odpowiedź członu całkującego opisanego równaniem (16.50) na wymuszenie skokowe  $X_{st}$  można wyznaczyć z transmitancji (16.52) [6]. Dla zerowych warunków początkowych jest to prosta

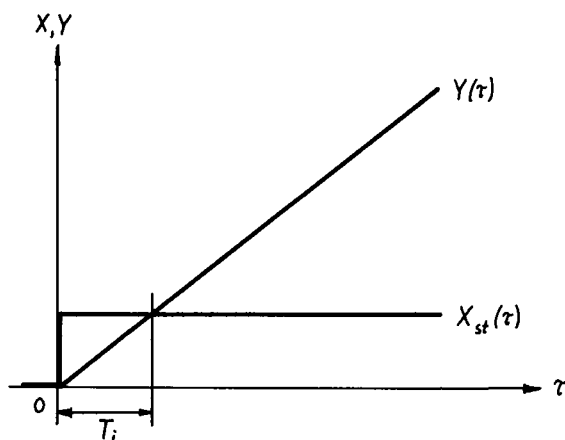
$$Y(\tau) = \frac{X_{st} \cdot \tau}{T_i} \quad (16.54)$$

Wykres charakterystyki dynamicznej skokowej takiego elementu przedstawia rysunek 16.16. Po wykonaniu wymuszenia skokowego  $X_{st}$  sygnał wyjściowy  $Y(\tau)$  elementu całkującego rośnie liniowo aż do momentu zaniku wymuszenia (w praktyce, do osiągnięcia stanu nasycenia - maksymalnej lub minimalnej możliwej wartości tego sygnału<sup>1/</sup>). Po czasie  $\tau = T_i$  sygnał wyjściowy osiąga poziom  $X_{st}$ . Jak widać, idealny element całkujący nie osiąga w przeciwieństwie do członów statycznych, stanu stabilnego nawet po długim czasie, jeżeli  $X \neq 0$ .

Dla oceny własności członu całkującego istotne znaczenie ma znajomość wartości stałej czasowej całkowania  $T_i$ , która charakteryzuje intensywność działania całkującego (im wartość  $T_i$  mniejsza, tym całkowanie szybsze). Stałą  $T_i$  można wyznaczyć np. graficznie z wykresu charakterystyki dynamicznej skokowej elementu.

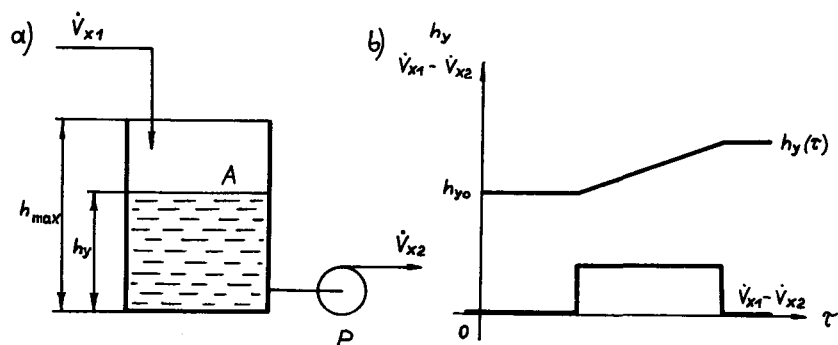
<sup>1/</sup> Jest to już wtedy element nieliniowy, o charakterystyce statycznej z nasyceniem.





Rys. 16.16. Charakterystyka skokowa elementu całkującego

Przykładami członów całkujących mogą być zliczające przetworniki pomiarowe (liczniki czasu, przepływu płynu, liczby sztuk) oraz takie obiekty, jak zbiornik z wymuszonym odbiorem cieczy, czy komora grzejna bez strat i odbioru ciepła<sup>1/</sup>.



Rys. 16.17. Zbiornik z wymuszonym odbiorem cieczy: a) schemat, b) charakterystyka skokowa

<sup>1/</sup> Po przyjęciu podanych na początku rozdziału 16.2. założeń upraszczających.



Na rysunku 16.17a przedstawiono schemat zbiornika z wymuszonym odbiorem cieczy. Do zbiornika dopływa ciecz z natężeniem  $\dot{V}_{x1}$  i odpływa zasysana przez pompę P z natężeniem  $\dot{V}_{x2}$ . Natężenie przepływu  $\dot{V}_{x2}$  nie zależy od poziomu cieczy w zbiorniku. Warunkiem stanu ustalonego jest równość strumieni  $\dot{V}_{x1}$  i  $\dot{V}_{x2}$ , wielkości wejściowych członu. Teoretycznie, w tym punkcie są możliwe wszystkie wartości wielkości wyjściowej - poziomu cieczy  $h_y$ . W rzeczywistości są one limitowane stanami nasycenia  $0 \leq h_y \leq h_{\max}$ , gdzie  $h_{\max}$  jest wysokością zbiornika. W stanach nieustalonych zmiany poziomu cieczy w zbiorniku można opisać równaniem

$$A \cdot \frac{dh_y}{d\tau} = \dot{V}_{x1} - \dot{V}_{x2}, \quad (16.55)$$

gdzie A jest powierzchnią przekroju zbiornika cylindrycznego. Przyjmując, że  $\frac{1}{A} = k$ , a k jest współczynnikiem przeliczeniowym jednostek wyrażonym w tym przypadku w  $m^{-2}$  (por. wzór 16.53), otrzymamy równanie elementu całkującego

$$\frac{1}{k} \cdot \frac{dh_y}{d\tau} = \dot{V}_{x1} - \dot{V}_{x2}. \quad (16.56)$$

Wykres charakterystyki dynamicznej skokowej omawianego zbiornika przedstawia rysunek 16.17b. W stanie ustalonym ( $\dot{V}_{x1} - \dot{V}_{x2} = 0$ ) w zbiorniku jest stały poziom cieczy  $h_{y0}$ . Jeżeli  $\dot{V}_{x1}$  będzie większe od  $\dot{V}_{x2}$ , zbiornik zacznie się napełniać i  $h_y$  będzie wzrastać liniowo teoretycznie do nieskończoności, a praktycznie do wartości  $h_{\max}$ . Przy skoku wielkości wejściowych w takim kierunku, że  $\dot{V}_{x1} < \dot{V}_{x2}$ , zbiornik będzie się opróżniał aż do wartości  $h_y = 0$ .

### 16.3. Złożone układy liniowe

#### 16.3.1. Rodzaje połączeń elementów

Analizując budowę liniowych układów pomiarowych i regulacyjnych można stwierdzić, że składają się one z wymienionych w poprzednim rozdziale podstawowych elementów, połączonych w bardzo zróżnicowany sposób. Połączenia elementów jednowymiarowych (o jednym wejściu i jednym



wyjściu) dają się jednak zawsze sprowadzić do trzech zasadniczych konfiguracji. Niżej zostaną podane zależności pozwalające wyznaczyć wypadkowe transmitancje takich rodzajów połączeń. Zależności te stanowią analogię wyznaczania wypadkowego równania różniczkowego układu i wyraźnie uwypuklają zalety metody operatorowej, pozwalającej prostymi działaniami algebraicznymi zastąpić rozwiązywanie układu równań różniczkowych opisujących elementy składowe rozważanego układu dynamicznego.

#### A. Połączenie szeregowe

Schemat szeregowego połączenia członów układu dynamicznego przedstawia rysunek 16.18a. Na podstawie definicji transmitancji (równanie 16.7) można napisać

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{Y(s)}{B(s)} \cdot \frac{B(s)}{A(s)} \cdot \frac{A(s)}{X(s)}, \quad (16.57)$$

stąd

$$G(s) = G_1(s) \cdot G_2(s) \cdot G_3(s). \quad (16.58)$$

Równanie (16.58) można uogólnić na  $n$  elementów, stąd wypadkowa transmitancja szeregowego połączenia elementów równa się iloczynowi transmitancji tych elementów.

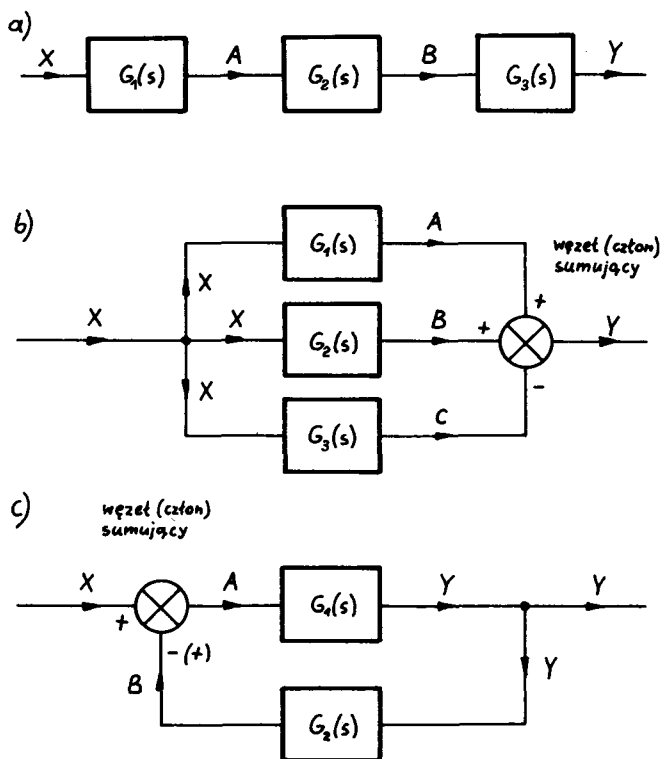
#### B. Połączenie równoległe

Ograniczając się przykładowo do trzech elementów połączonych równoległe, jak na rysunku 16.18b, otrzymamy

$$\begin{aligned} G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} &= \frac{A(s) + B(s) - C(s)}{X(s)} = \frac{A(s)}{X(s)} + \frac{B(s)}{X(s)} - \frac{C(s)}{X(s)} = \\ &= G_1(s) + G_2(s) - G_3(s). \end{aligned} \quad (16.59)$$

Ogólnie, transmitancja równoległego połączenia elementów jest równa algebraicznej sumie (z uwzględnieniem znaków węzła sumującego) transmitancji tych elementów.





Rys. 16.18. Rodzaje połączeń elementów: a) szeregowe, b) równoległe, c) ze sprzężeniem zwrotnym

### C. Połączenie ze sprzężeniem zwrotnym

Jeżeli jeden z elementów układu umieścimy w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego (rys. 16.18c), to równanie węzła sumacyjnego będzie miało postać

$$A(s) = X(s) - B(s); \quad (16.60)$$

otrzymamy zatem

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{Y(s)}{A(s) + B(s)} = \frac{\frac{Y(s)}{A(s)}}{1 + \frac{B(s)}{Y(s)} \cdot \frac{Y(s)}{A(s)}} =$$



$$= \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s) \cdot G_2(s)}. \quad (16.61)$$

W przypadku dodatniego sprzężenia zwrotnego równanie węzła sumacyjnego będzie miało postać

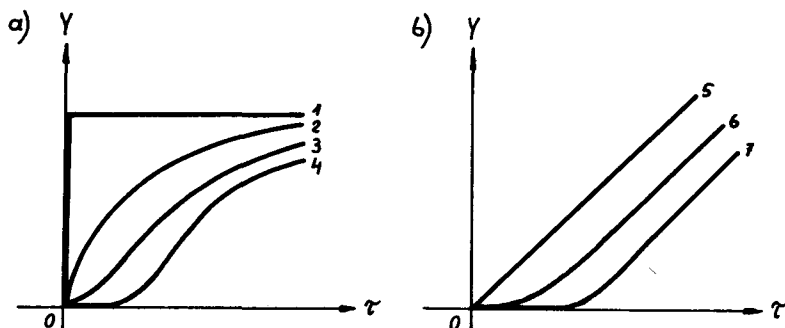
$$A(s) = X(s) + B(s), \quad (16.62)$$

w wyniku czego zmieni się znak w mianowniku transmitancji (16.61):

$$G(s) = \frac{G_1(s)}{1 - G_1(s) \cdot G_2(s)}. \quad (16.63)$$

### 16.3.2. Własności dynamiczne układów złożonych

Własności dynamiczne liniowych układów złożonych, zbudowanych z dwóch lub większej liczby członów elementarnych, określa się z wypadkowej transmitancji operatorowej, obliczonej zgodnie z zasadami wymienionymi w rozdziale 16.3.1. W praktyce układy takie klasyfikuje się w zależności od cechy samodzielnego osiągnięcia lub nieosiągnięcia stanu równowagi trwałej po wprowadzeniu wymuszenia skokowego na dwie grupy: a) układy statyczne, b) układy astatyczne. Układy astatyczne



Rys. 16.19. Odpowiedzi na wymuszenie skokowe niektórych elementów i układów złożonych statycznych (a) i astatycznych (b)

1 - proporcjonalnego, 2 - inercyjnego I rzędu, 3 - inercyjnego II rzędu, 4 - inercyjnego III rzędu z opóźnieniem, 5 - całkującego, 6 - całkującego z inercyjnością I rzędu, 7 - całkującego z inercyjnością II rzędu i opóźnieniem



zawierają przynajmniej jeden element całkujący. Przykładowe charakterystyki skokowe obu grup elementów i układów przedstawia rysunek 16.19.

Układ inercyjny wyższego rzędu składa się z połączonych szeregowo elementów inercyjnych I rzędu (przykładem może być szeregowy przepływowy reaktor wielozbiornikowy). Rząd układu wyznacza liczba połączonych elementów. Wypadkowa transmitancja układu inercyjnego np. II rzędu (krzywa 3 na rysunku 16.19a) może być wyznaczona z zależności (16.16) i (16.57)

$$G(s) = \frac{K}{(T_1 \cdot s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1)} \quad (16.64)$$

Podobnie można określić transmitancję statycznego układu złożonego zawierającego człon inercyjny III rzędu i element opóźniający (krzywa 4 na rysunku 16.19a)

$$G(s) = \frac{K}{(T_1 \cdot s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1) \cdot (T_3 \cdot s + 1)} e^{-\tau_0 \cdot s} \quad (16.65)$$

W przypadku układów astatycznych, odpowiednie transmitancje mają postać

$$G(s) = \frac{k}{s(T \cdot s + 1)} \quad (16.66)$$

dla przebiegu 6 z rysunku 16.19b, dotyczącego elementu całkującego połączonych szeregowo z elementem inercyjnym I rzędu oraz

$$G(s) = \frac{k}{s(T_1 \cdot s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1)} e^{-\tau_0 \cdot s} \quad (16.67)$$

dla przebiegu 7 z rysunku 16.19b, obrazującego charakterystykę skokową szeregowo połączonych elementów: całkującego, inercyjnego II rzędu i opóźniającego.

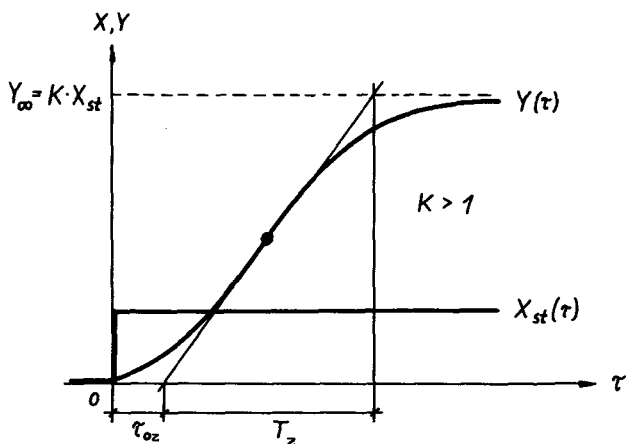
Często równania opisujące własności spotykanych w praktyce obiektów pomiarowo-regulacyjnych nie są dostatecznie znane i wyznaczenie ich transmitancji jest niemożliwe. Ponadto niektóre rodzaje obiektów, np. procesy cieplne lub dyfuzyjne, charakteryzują się inercyjnością wysokiego rzędu i analityczne wyznaczanie ich transmitancji ma małe zna-





czenie praktyczne, gdyż prowadzi często do wyników nieścisłych lub trudnych do wykorzystania ze względu na złożoną formę matematyczną. W takich przypadkach należy opierać się na doświadczalnie wyznaczonych charakterystykach skokowych, które można aproksymować w umowny sposób.

W przypadku układów statycznych, których charakterystyki skokowe nie mają charakteru oscylacyjnego (jak na rysunku 16.19a), ogólna postać charakterystyki odpowiada krzywej 4 (krzywe 2 i 3 można traktować jako jej przypadki szczególne). Wyznaczoną doświadczalnie charakterystykę aproksymuje się wówczas graficznie za pomocą opóźnienia i inercyjności pierwszego rzędu, zgodnie z rysunkiem 16.20. Prowadzi się styczną do charakterystyki w punkcie przegięcia; styczna ta odcinana na osi czasu podstawowe parametry układu - zastępczy czas opóźnienia  $\tau_{oz}$  i zastępczą stałą czasową  $T_z$ . Z położenia asymptoty przebiegu  $Y(\tau)$  można określić wzmocnienie statyczne układu  $K$ .

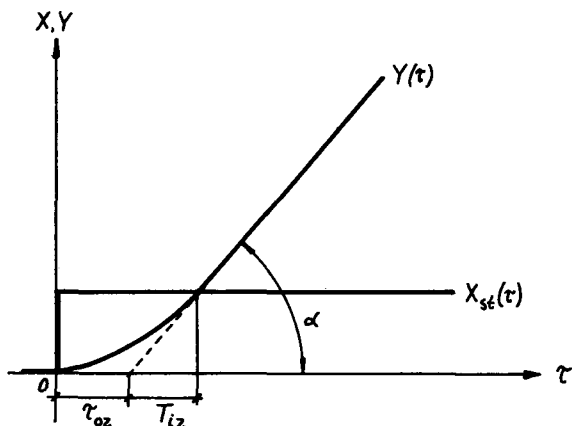


Rys. 16.20. Aproksymowanie charakterystyki skokowej układu inercyjnego wyższego (II) rzędu

W przypadku układów astatycznych aproksymowanie doświadczalnie wyznaczonych charakterystyk skokowych polega na przedłużeniu prostej całkowania do przecięcia z osią czasu (rys. 16.21). Otrzymujemy wartości zastępczego czasu opóźnienia  $\tau_{oz}$  i zastępczej stałej całkowania  $T_{iz}$  lub w przypadku ogólnym z wartości kąta  $\alpha$  możemy obliczyć definiowany wzorem (16.53) współczynnik  $K$



$$\operatorname{tg} \alpha = k \cdot X_{st} \quad (16.68)$$



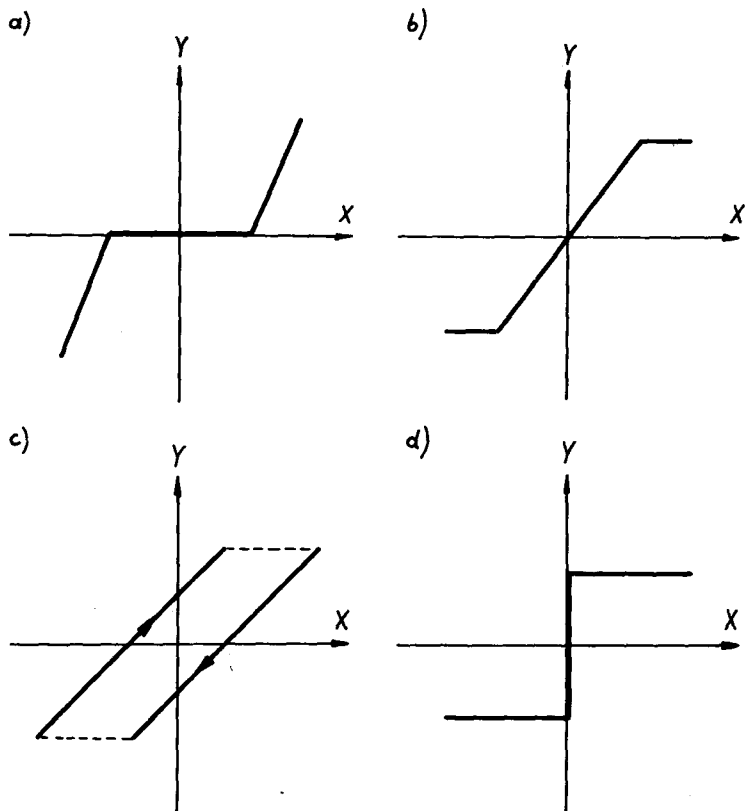
Rys. 16.21. Aproksymowanie charakterystyki skokowej złożonego układu astatycznego (całkującego z inercyjnością I rzędu)

#### 16.4. Analiza układów nieliniowych

Nieliniowe układy dynamiczne nie mogą być opisane liniowym równaniem algebraicznym lub różniczkowym oraz nie spełniają zasady superpozycji; wypadkowa odpowiedź takiego układu na  $n$  wymuszeń nie może być wyznaczona jako suma algebraiczna odpowiedzi na każde z wymuszeń składowych. Układem nieliniowym jest każdy układ zawierający chociaż jeden element nieliniowy. Nieliniowe są wszystkie układy zawierające elementy o działaniu przekaźnikowym lub elementy w których występują takie zjawiska jak tarcie suche (Coulomba), luzy, histereza albo ograniczenia wartości sygnału, np. mechaniczne ograniczenia ruchu.

W najprostszym przypadku, kiedy układ nieliniowy można traktować jako bezinercyjny, jego własności może definiować tylko charakterystyka statyczna. Podstawowe rodzaje takich charakterystyk przedstawiono na rysunku 16.22 (patrz też rys. 16.1b).





Rys. 16.22. Podstawowe rodzaje charakterystyk statycznych elementów nieliniowych: a) ze strefą nieczułości, b) z nasyceniem, c) z histerezą, d) przekaźnika dwupołożeniowego

Można wyróżnić następujące podstawowe metody badania układów nieliniowych:

- a) metody graficzne, wykorzystujące określone doświadczalnie charakterystyki statyczne elementów i całych układów,
- b) metody oparte na linearyzacji charakterystyk nieliniowych przez zastąpienie ich odcinkami prostych,
- c) metody oparte na aproksymacji charakterystyk nieliniowych takimi funkcjami, które pozwalają na rozwiązanie równania układu,



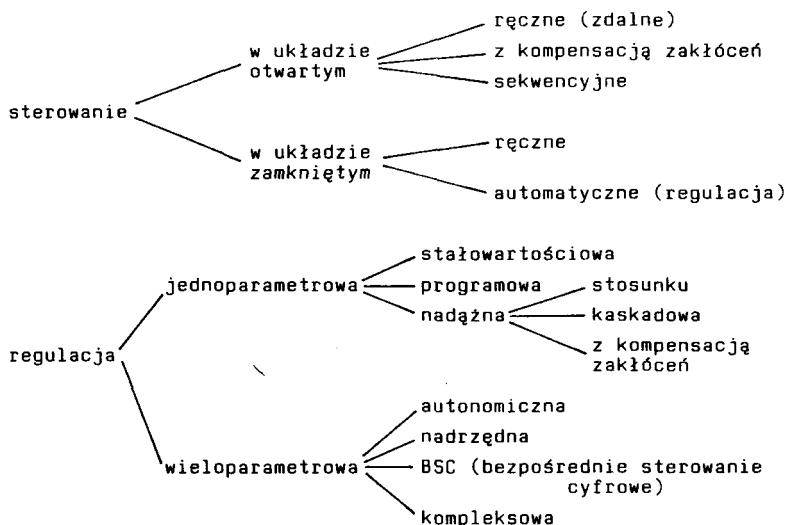
d) metody wykorzystujące analizę częstotliwościową, np. metoda funkcji opisującej [6],

e) metody oparte na analizie krzywych całkowych odpowiednio przekształconych równań układu, np. metoda płaszczyzny fazowej [6].



## 17. KLASYFIKACJA UKŁADÓW REGULACJI AUTOMATYCZNEJ

Wszystkie układy sterowania i regulacji można podzielić następująco:



W ramach tego podstawowego podziału można, biorąc pod uwagę sposoby realizacji układów regulacyjnych, wyróżnić jeszcze regulację bezpośrednią i pośrednią, czy analogową, dyskretną i cyfrową. Po zastosowaniu regulacji cyfrowej (z użyciem maszyny matematycznej) można łatwo realizować wyższe stopnie automatyzacji - regulację ekstremalną, optymalizacyjną czy adaptacyjną.

W rozdziale tym zostanie omówionych kilka podziałów klasyfikacyjnych układów automatyki, dokonanych w oparciu o różne kryteria: źródło pochodzenia wielkości zadanej, zużycie energii pomocniczej, charakter sygnału regulującego, stopień złożoności układu. Uwzględniono wyłącznie układy regulacji automatycznej, charakteryzujące się występowaniem zamkniętej pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego, natomiast otwarte układy sterowania omówiono oddzielnie w rozdziale 20.2.



### 17.1. Pochodzenie wielkości zadanej

#### A. Regulacja stałowartościowa

Regulacja stałowartościowa, nazywana też automatyczną stabilizacją, ma na celu automatyczne utrzymanie stałej wartości wielkości regulowanej mimo występujących zakłóceń. Wartość wielkości zadanej jest wprowadzana do układu regulacji ręcznie, za pośrednictwem zadajnika, a dalsze działanie układu odbywa się bez udziału człowieka (por. rys. 15.4).

Regulacja stałowartościowa jest najczęściej stosowanym układem regulacji. Przykład regulacji stałowartościowej temperatury cieczy ogrzewanej w wymienniku ciepła omówiono w rozdziale 15.3 (rys. 15.5).

#### B. Regulacja programowa

W układach regulacji programowej wartość wielkości zadanej  $w$  jest z góry określoną funkcją czasu  $w = f(\tau)$ . Program regulacji jest najczęściej wprowadzany do układu przez urządzenie krzywkowe; w najnowszych rozwiązaniach rolę programatora pełnią układy elektroniczne, np. cyfrowe układy logiczne czy pamięciowe.

Przykładem regulacji programowej może być automatyczna regulacja temperatury w krystalizatorze, polegająca na stopniowym, powolnym (w ciągu wielu godzin) obniżaniu zadanej temperatury krystalizacji według przebiegu wcześniej zaprogramowanego przez technologa.

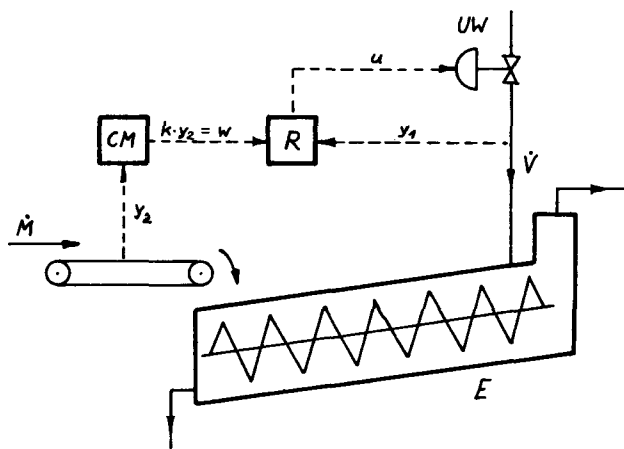
#### C. Regulacja nadążna stosunku

Zadaniem tego typu regulacji jest nadążanie wielkości regulowanej za zmianami wielkości zadanej, przy czym wielkość zadana jest zależna od zjawisk poza układem regulacji, nie jest znaną funkcją czasu i nie jest nastawiana przez człowieka.

Przykładem regulacji nadążnej stosunku jest regulacja dopływu wody do ekstraktora cukrowniczego (rys. 17.1). Regulator dopływu wody R otrzymuje sygnał wielkości regulowanej  $y_1$  z przetwornika natężenia przepływu wody  $\dot{V}$ . Inny zespół pomiarowy mierzy strumień masy krajanki buraczanej  $\dot{M}$  doprowadzanej do ekstraktora E. Sygnał  $y_2 = f(\dot{M})$  po pomnożeniu przez stały współczynnik  $k$  w członie mnożącym CM (wzmacniaczu) jest doprowadzony do regulatora R jako jego wielkość zadana  $w$ . Regulator, sterując zaworem regulacyjnym UW na przewodzie dostarczającym wodę do ekstraktora, stara się doprowadzić



do stanu, kiedy  $y_1 = w$  ( $e = 0$ ), czyli  $y_1 = k \cdot y_2$  i tym samym  $\frac{y_1}{y_2} = k$ . W ten sposób zostaje zachowany stały stosunek strumienia wody do strumienia krajanki (strumień wody nadąża automatycznie za zmianami strumienia krajanki), co stanowi technologiczny warunek prawidłowej pracy ekstraktora.



Rys. 17.1. Regulacja nadążna stosunku woda/krajanka w ekstraktorze cukrowniczym

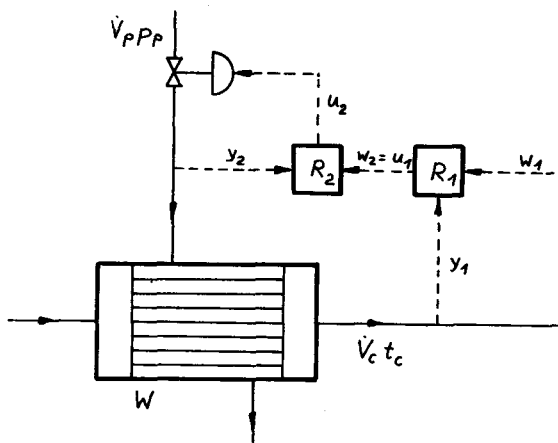
#### D. Regulacja nadążna kaskadowa

Regulacja nadążna kaskadowa wymaga zastosowania dwóch regulatorów: regulatora głównego i pomocniczego. Regulator główny działa w układzie regulacji stałowartościowej, natomiast regulator pomocniczy stabilizuje jeden z pomocniczych, zakłócających parametrów obiektu, a jego wielkość zadana pochodzi z regulatora głównego i nadąża za zmianami głównej wielkości regulowanej.

Przykładem takiego rodzaju regulacji może być kaskadowa regulacja temperatury cieczy ogrzewanej w wymienniku ciepła (rys. 17.2). Regulator pomocniczy  $R_2$  stabilizuje strumień pary  $\dot{V}_p$  doprowadzany do komory grzejnej wymiennika  $W$ , otrzymując sygnał wielkości regulowanej  $y_2$  z przetwornika natężenia przepływu. Regulator główny  $R_1$  porównuje temperaturę cieczy  $t_c$  opuszczającej wymiennik (sygnał  $y_1$  z przetwornika temperatury) z temperaturą zadaną nastawioną ręcznie ( $w_1$ ) i wy-



syła sygnał wielkości regulującej  $u_1$  do regulatora  $R_2$  jako sygnał jego wielkości zadanej  $w_2$ . Dodatkowy obwód regulacji z regulatorem  $R_2$



Rys. 17.2. Regulacja nadążna kaskadowa temperatury cieczy ogrzewanej w wymienniku ciepła

eliminuje wpływ zmian ciśnienia pary grzejnej  $p_p$  na jej natężenie przepływu  $\dot{V}_p$  i tym samym likwiduje jeden z czynników zakłócających. Dzięki temu, że pomocniczy obwód regulacji jest obciążony tylko niewielką inercją i ma dużo lepsze własności dynamiczne w porównaniu z silnie inercyjnym głównym obwodem regulacji, następuje istotna poprawa jakości stabilizacji głównej wielkości regulowanej układu.

#### E. Regulacja nadążna z kompensacją zakłóceń

Regulacja nadążna z kompensacją zakłóceń, nazywana też regulacją z pomiarem wielkości zakłócających, ma działanie podobne do regulacji kaskadowej, jednakże z wykorzystaniem tylko jednego regulatora. Polega ona na odrębnym pomiarze wielkości zakłócającej i wprowadzeniu tego sygnału pomiarowego do członu sumującego regulatora, działającego w układzie regulacji stałowartościowej głównej wielkości regulowanej. W układzie regulacji z kompensacją zakłóceń, wielkość zadana regulatora jest więc korygowana automatycznie o wpływ wielkości zakłócającej.





Regulacja z kompensacją zakłóceń może uwzględniać więcej niż jedną wielkość zakłócającą. Wielkości te sumuje się wówczas w oddzielnym matematycznym członie sumującym, z uwzględnieniem mnożników i znaków. Sumowanie może odbywać się też w obwodzie wejściowym (członie sumującym) regulatora, jak ma to miejsce w nowoczesnych regulatorach elektrycznych (np. krajowym ARC-21), w których sygnał wyjściowy  $u$  może być funkcją trzech zmiennych, np.

$$u = f[K \cdot (w - y) + K' \cdot y' - K'' \cdot y''], \quad (17.1)$$

gdzie:  $w - y$  - odchylenie regulacji ( $e$ ),  
 $K$  - wzmacnienie regulatora,  
 $K'$  i  $K''$  - mnożniki sygnałów wielkości zakłócających,  
 $y'$  i  $y''$  - sygnały pochodzące od wielkości zakłócających.

Przykładem układu regulacji nadążnej z kompensacją zakłóceń może być pokazany na rysunku 23.6b regulator pH w reaktorze, gdzie układ stałowartościowy (regulator pH AC-1) reaguje na zmiany składu dopływających reagentów, a jego wielkość zadana jest korygowana w zależności od zmian przepływu reagentu A (przetwornik FI-2).

## 17.2. Zużycie energii pomocniczej

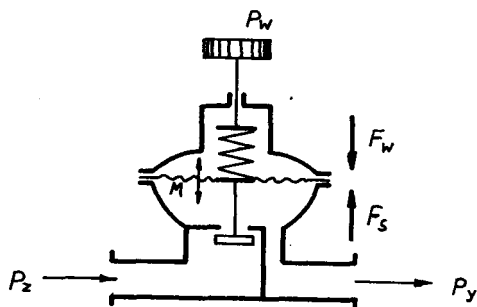
### A. Regulacja bezpośrednia

Regulacja bezpośrednia wykorzystuje tzw. regulatory bezpośrednio działania, nie wymagające dostarczania podczas pracy energii z zewnątrz. Układ regulacji czerpie energię wprost z procesu regulowanego, wykorzystując jeden z generacyjnych czujników pomiarowych (np. pływak, manometr sprężysty, termometr ciśnieniowy).

Bardzo popularnym przykładem regulatora bezpośredniego działania jest regulator ciśnienia dopływającego gazu, nazywany reduktorem ciśnienia (rys. 17.3). Przyrząd jest zasilany gazem o zmiennym ciśnieniu  $p_z$ , ma natomiast dostarczać gazu pod stałym ciśnieniem  $p_y$ . Membrana  $M$  jest członem sumującym regulatora, porównującym dwie siły: siłę  $F_s$  parcia gazu pod ciśnieniem  $p_y$  (wielkość regulowana) i siłę nacisku sprężyny  $F_w$  (wielkość zadana). W zależności od różnicy  $F_s$  i  $F_w$ , element wykonawczy regulatora - zawór grzybkowy reguluje strumień dopływu gazu do obiektu regulacji i stabilizuje wartość ciśnie-



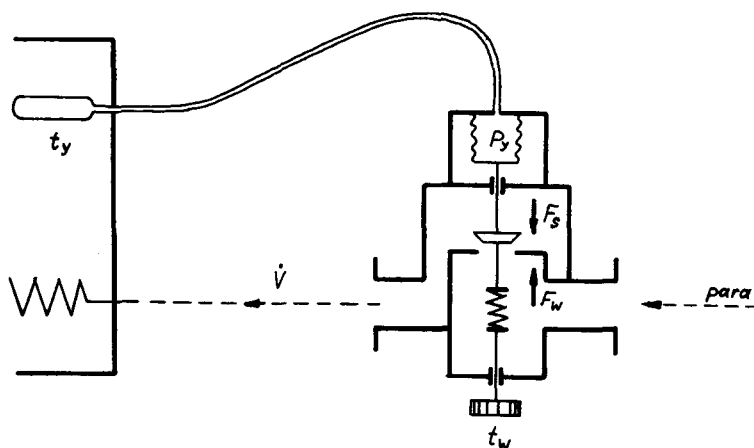
nia  $p_y$ . Jeżeli  $p_y$  rośnie, rośnie również  $F_s$  ( $F_w = \text{const}$ ) i zawór przy-  
myka się. Przy spadku wartości  $p_y$ , zawór otwiera się i kompensuje spa-  
dek tego ciśnienia (ujemne sprzężenie zwrotne). Mimo prostoty konstruk-  
cji, opisany rodzaj bezpośredniego regulatora ciśnienia charakteryzu-  
je się niezłą jakością regulacji i stąd znalazł duże zastosowanie prak-  
tyczne.



Rys. 17.3. Bezpośredni regulator ciśnienia  
gazu

Inny przykład układu bezpośredniej stałowartościowej regulacji  
temperatury suszarni przedstawiono na rysunku 17.4. Czujnik termome-  
tru ciśnieniowego jest umieszczony w komorze suszarni i połączony  
kapilarą z mieszkem sprężystym regulatora bezpośredniego. Czujnik  
wraz z mieszkem przetwarzają zmiany temperatury  $t_y$  na zmiany ciśnie-  
nia  $p_y$  i tym samym siły  $F_s$ , wywieranej przez mieszek na wrzeciono za-  
woru grzybkowego zainstalowanego w przewodzie doprowadzającym czynnik  
grzejny do komory suszarni. Grzybek zaworu jest utrzymywany w równowa-  
dze przez siłę ścisku sprężyny  $F_w$ , nastawianą pokrętkiem zadającym  
 $t_w$ . Jeżeli temperatura  $t_y$  będzie wzrastać, wzrośnie również siła  $F_s$ ,  
przymykając zawór i zmniejszając strumień  $\dot{V}$  czynnika grzejnego do ko-  
mory suszarni, co zahamuje wzrost  $t_y$ . Przy spadku wartości  $t_y$ , zawór  
będzie się otwierał, zwiększając dopływ czynnika grzejnego (ujemne  
sprzężenie zwrotne). Temperatura, przy której następuje przemykanie  
i otwieranie zaworu, może być nastawiana pokrętkiem zadajnika  $t_w$ .





Rys. 17.4. Bezpośrednia regulacja temperatury

Regulatory bezpośrednie mają prostą konstrukcję, są tanie, lecz dokładność utrzymywania wartości wielkości zadanej jest w większości przypadków niewielka. Ich wadą jest też znaczna zwykle liczba elementów ruchomych i związana z tym mała trwałość urządzeń.

#### B. Regulacja pośrednia

Regulacja pośrednia wymaga, w odróżnieniu od regulacji bezpośredniej, dostarczania z zewnątrz energii pomocniczej, zasilającej urządzenia wykonawcze, regulator, zadajnik, przetworniki, a także w wielu przypadkach i czujnik pomiarowy. W zależności od stosowanego systemu pomiarowo-regulacyjnego układ jest zasilany energią sprężonego powietrza bądź energią elektryczną. Parametry tych źródeł energii podano w rozdziale 13.4.

Układy regulacji pośredniej mają znacznie lepsze parametry w porównaniu z regulatorami bezpośrednimi. Są stosowane w regulacji bardziej złożonych obiektów, umożliwiają tworzenie rozwiniętych zespołów pomiarowo-regulacyjnych oraz współpracę z urządzeniami pomocniczymi (członami matematycznymi, układami przetwarzającymi, wskaźnikami, rejestratorami itp.). Są obecnie podstawowymi układami stosowanymi w warunkach przemysłowych.



### 17.3. Charakter sygnału regulującego

#### A. Regulacja dyskretna

W układzie regulacji dyskretnnej występuje regulator dyskretny (przełącznikowy), którego sygnał regulujący ( $u$ ) może przyjmować wyłącznie dwie, rzadziej trzy wartości (np. zerową lub maksymalną). Przejście od jednej wartości do drugiej następuje skokowo, w określonym punkcie charakterystyki statycznej regulatora, np. gdy odchylenie regulacji  $e = 0$ . Do regulatorów dyskretnych zalicza się opisane szczegółowo w rozdziale 18.1 regulatory dwupołożeniowe, w których wielkość regulująca ( $u$ ) może przyjmować dwie wartości; trójpłaszczyznowe, z trzema możliwymi wartościami  $u$  i impulsowe, w których sygnał regulujący ma postać fali prostokątnej o stałej częstotliwości i modulowanej szerokości impulsów.

#### B. Regulacja cyfrowa

Regulacja cyfrowa jest rozwinięciem regulacji dyskretnnej i polega na wykorzystaniu regulatora cyfrowego lub maszyny cyfrowej otrzymujących informacje o regulowanym procesie i wysyłających wytyczne do regulacji w postaci sygnałów cyfrowych. Ten rodzaj regulacji został omówiony w rozdziale 24.

#### C. Regulacja ciągła

W układach regulacji ciągłej (analogowej), wartości wszystkich sygnałów są funkcjami ciągłymi i mogą przyjmować każdy poziom w normalnym zakresie zmienności, np. w zakresie standardowym. Wartość wielkości regulującej ( $u$ ) jest ciągłą funkcją sygnałów wejściowych regulatora. Regulatorami ciągłymi są opisane w rozdziale 18.2 regulatory proporcjonalne (P), proporcjonalno-całkujące (PI) i proporcjonalno-całkująco-różniczkujące (PID).

### 17.4. Stopień złożoności

#### A. Regulacja jednoparametrowa

Regulacja jednoparametrowa jest najczęściej spotykanym rodzajem regulacji. Polega ona na stałowartościowym, nadążnym lub programowym regulowaniu jednego, wybranego parametru procesu za pomocą jednego układu regulacji. Przykłady różnych regulacji jednoparametrowych podano w rozdziale 17.1.



## B. Regulacja wieloparametrowa

Najprostszy układ regulacji wieloparametrowej jest zespołem niezależnych regulatorów jednoparametrowych, regulujących kilka bądź kilkanaście parametrów jakiegoś procesu czy urządzenia. Bywa on nazywany układem regulacji autonomicznej. Ze względu na wzajemne powiązania w obiekcie poszczególnych wielkości regulowanych, taka regulacja wieloparametrowa wymaga w większości przypadków zastosowania maszyny cyfrowej i stworzenia bardziej złożonego układu regulacji nadrzędnej, w której maszyna cyfrowa oblicza wartości zadane dla poszczególnych regulatorów. Jeżeli maszyna cyfrowa przejmuje funkcje regulatorów i sama wypracowuje wartości sygnałów regulujących, mamy do czynienia z układem bezpośredniego sterowania cyfrowego (BSC). Zespół jedno i wieloparametrowych układów regulacyjnych, obejmujący swym działaniem całość lub większą część procesu technologicznego, nosi nazwę automatyzacji kompleksowej. (Złożone układy regulacji zostały szerzej omówione w rozdziale 24).

## C. Regulacja ekstremalna i optymalizacyjna

Regulacja ekstremalna polega na znalezieniu przez układ regulujący ekstremum wartości funkcji jednej lub dwóch zmiennych i odpowiednim oddziaływaniu na obiekt regulacji w celu utrzymania na jego charakterystyce statycznej tego optymalnego punktu pracy. Przykładem regulacji ekstremalnej jest prowadzenie karbonatacji II w przemyśle cukrowniczym przy minimalnej zawartości związków wapnia w soku (zależność stężenia  $\text{Ca}^{+2}$  od strumienia dodawanego do procesu  $\text{CO}_2$  ma charakter paraboliczny, o zmiennym położeniu wierzchołka paraboli) [1].

Zadaniem regulacji optymalizacyjnej jest maksymalizacja funkcji wielu zmiennych, która ma sens techniczny lub ekonomiczny (minimum zanieczyszczeń produktu, strat surowca, energii, maksimum wydajności, sprawności, zysku itp.). Układy regulacji optymalizacyjnej są zwykle złożonymi układami automatyzacji kompleksowej, w których do określania warunków prowadzenia procesu zapewniających osiągnięcie optimum analizowanej funkcji wykorzystuje się maszynę cyfrową. Ze względu na automatyczne dostosowywanie parametrów regulacji do zmiennych charakterystyk obiektów, ten rodzaj regulacji bywa nazywany regulacją adaptacyjną.



## 18. STATYCZNE I DYNAMICZNE WŁASNOŚCI REGULATORÓW

Obiekt regulacji ma własności zdeterminowane procesem i aparatem, w którym ten proces przebiega. Podstawowe rodzaje obiektów regulacji (układów pomiarowo-regulacyjnych) omówiono w rozdziale 16. W zależności od własności obiektu stosuje się odpowiedni rodzaj regulatora, o charakterystyce dopasowanej do charakterystyki obiektu. Pozwala to na osiągnięcie optymalnych wyników regulacji nawet skomplikowanych procesów technologicznych.

Zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 15.4 regulator składa się z dwóch zespołów: członu sumującego, porównującego wielkość regulowaną ( $y$ ) z wielkością zadaną ( $w$ ) i członu kształtującego, dokonującego matematycznego przekształcenia wielkości odchylenia regulacji ( $e = w - y$ ) zgodnie z założonym algorytmem  $u = f(e)$ .

Najogólniej, regulatory można podzielić w zależności od rodzaju przetwarzanych w nich sygnałów na pneumatyczne i elektryczne. Oba rodzaje regulatorów wchodzi w skład stosowanych obecnie systemów pomiarowo-regulacyjnych i wykorzystują wyłącznie pneumatyczne lub elektryczne standardowe sygnały pomiarowe. Bardziej istotny jest omówiony niżej podział regulatorów uwzględniający charakter sygnału wyjściowego (wielkości regulującej  $u$ ) oraz charakterystyki: statyczną  $u = f(e)$  i dynamiczną  $u = f(e, \tau)$  członu kształtującego.

### 18.1. Regulatory przekąźnikowe

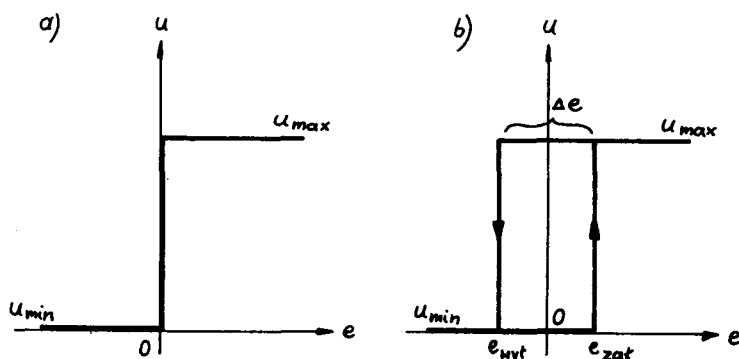
Wspólną cechą regulatorów przekąźnikowych, nazywanych regulatorami o działaniu przerywnym, jest nieciągłość sygnału wyjściowego  $u$ , który w zależności od rodzaju regulatora może przyjmować tylko dwie lub trzy wartości. Działania tych regulatorów nie można opisać równaniami liniowymi (algebraicznymi czy różniczkowymi, stanowią one człony nieliniowe, których analiza matematyczna wymaga stosowania specjalnych metod (patrz rozdz. 16.4).

Wszystkie regulatory przekąźnikowe mogą wykorzystywać proste, przekąźnikowe (nieciągłe) urządzenia wykonawcze, co jest ich istotną zaletą.



### 18.1.1 Regulator dwupołożeniowy

Charakterystyki statyczne regulatorów dwupołożeniowych (dwustawnych) idealnego i z histerezą przedstawiono na rysunku 18.1. Wielkość regulująca ( $u$ ) regulatora dwupołożeniowego może przyjmować tylko dwa poziomy:  $u_{\min}$  i  $u_{\max}$ , przełączane przez człn kształtujący w zależności od wartości odchylenia regulacji  $e$ . Regulator idealny przełącza sygnał regulujący zawsze w punkcie  $e = 0$  ( $w = y$ ), natomiast regulator z histerezą charakteryzuje się występowaniem tzw. strefy nieczułości ( $\Delta e$ ) i przełącza sygnał w punktach  $e_{\text{zał}}$  i  $e_{\text{wył}}$ .



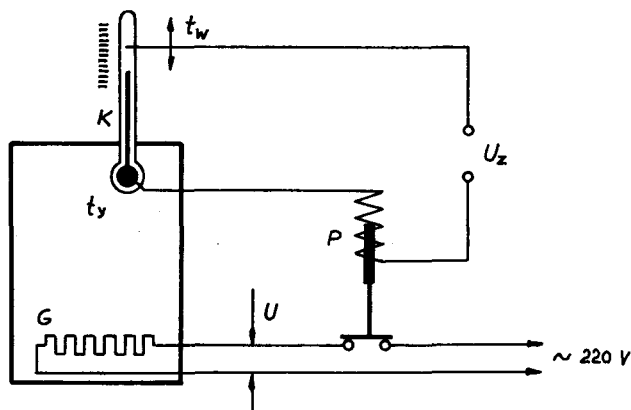
Rys. 18.1. Charakterystyki statyczne regulatorów dwupołożeniowych: a) idealnego, b) z histerezą

Regulator dwupołożeniowy jest najprostszym typem regulatora. Najczęściej wykonuje się go w wersji elektrycznej lub elektronicznej. Znajduje zastosowanie w prostych układach regulacyjnych, np. w regulacji ogrzewania, gdzie  $u_{\max}$  może oznaczać włączenie grzejnika, natomiast  $u_{\min}$  jego wyłączenie [44].

Schemat dwupołożeniowego stałowartościowego regulatora temperatury suszarki z termometrem kontaktowym jako czujnikiem pomiarowym przedstawiono na rys. 18.2. Początkowo temperatura  $t_y$  w komorze suszarki jest niższa od temperatury zadanej  $t_w$ , nastawianej położeniem drucika w kapilarze termometru kontaktowego K. Obwód elektryczny termometru: źródło napięcia  $U_z$  - przekaźnik elektromagnetyczny P jest otwarty i styk przekaźnika zamyka obwód wtórny, zasilający grzejnik elektryczny G napięciem  $U$  z sieci elektrycznej ( $t_y < t_w$ ),  $U = 220$  V).



Jeżeli temperatura w obiekcie regulacji przekroczy zadaną wartość ( $t_y > t_w$ ), to nastąpi zamknięcie obwodu elektrycznego sterującego uzwojeniem przekaźnika, pole magnetyczne cewki przekaźnika (urządzenia wykonawczego regulatora) spowoduje uniesienie styku łącznika i przerwanie ogrzewania komory suszarki ( $U = 0V$ ). Po obniżeniu się temperatury, cykl pracy regulatora będzie się powtarzał.

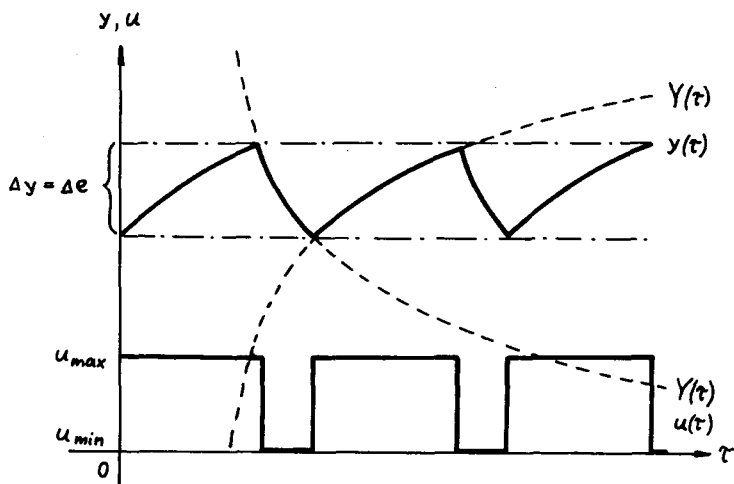


Rys. 18.2. Dwupołożeniowy regulator temperatury

Ogólną cechą układów z regulatorami dwupołożeniowymi są ciągłe oscylacje wielkości regulowanej wokół wartości zadanej. Amplituda tych oscylacji i związana z nią jakość regulacji jest zależna od dynamicznych własności obiektu regulacji i szerokości strefy nieczułości regulatora. Występujące w obiekcie opóźnienie zwiększa amplitudę oscylacji. Przy wąskiej strefie nieczułości amplituda oscylacji jest mała, ale za to częstotliwość włączania i wyłączania urządzenia wykonawczego duża, co trzeba wziąć pod uwagę przy stosowaniu urządzeń wykonawczych z silnikami elektrycznymi (np. w agregatach chłodniczych). Zbyt częste włączanie i wyłączanie silnika, zwłaszcza większej mocy, może spowodować jego przegrzanie i uszkodzenie wskutek przepływu prądu rozruchowego o dużej wartości. Większość regulatorów dwupołożeniowych ma możliwość nastawiania szerokości strefy nieczułości.







Rys. 18.3. Przebiegi czasowe wielkości regulowanej i regulującej w układzie regulacji dwupołożeniowej z histerezą obiektu inercyjnego I rzędu

Przykład przebiegów wielkości  $y$  i  $u$  w układzie regulacji dwupołożeniowej z histerezą obiektu inercyjnego I rzędu przedstawia rysunek 18.3. Przebieg  $y(\tau)$  składa się z odcinków odpowiedzi  $Y(\tau)$  na wymuszenia skokowe, którymi są będące wynikiem działania regulatora zmiany wartości  $u$  z  $u_{\min}$  na  $u_{\max}$  i odwrotnie. Amplituda oscylacji wielkości regulowanej ( $\Delta y$ ) jest równa szerokości strefy nieczułości ( $\Delta e$ ).

Regulatory dwupołożeniowe nie nadają się do regulacji obiektów o znacznym czasie opóźnienia, kiedy stosunek  $\frac{\tau_0}{T}$  jest większy od 0,2 (opóźnienie wywołuje oscylacje wielkości regulowanej nawet w regulatorze bez strefy nieczułości). Poprawę ich własności można uzyskać przez wprowadzenie dodatkowej pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego z wyjścia regulatora na jego wejście poprzez człon inercyjny. Powoduje to zwiększenie częstotliwości przełączeń sygnału wyjściowego regulatora i zmniejszenie amplitudy wahań wielkości regulowanej [6].

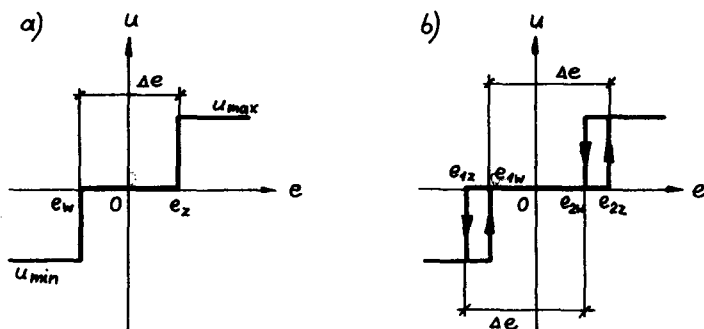
Regulatory dwupołożeniowe są produkowane prawie wyłącznie w wersji elektrycznej lub elektronicznej, gdzie członem kształtującym sygnał regulujący jest tzw. komparator (układ porównujący), reagujący na przejście przez zero wartości odchylenia regulacji. Są stosowane



w prostych układach regulacji temperatury (np. regulator RE-7 prod. MERA-LUMEL) oraz w stabilizatorach ciśnienia gazu nie wymagających dużej dokładności stabilizacji (np. w elektrycznych sprężarkach).

### 18.1.2. Regulator trójpołożeniowy

Wielkość regulująca regulatora trójpołożeniowego (trójstawnego) może przyjmować trzy wartości:  $u = u_{\max}$ ,  $u = 0$  i  $u = u_{\min}$ , podobnie jak w regulatorach dwupołożeniowych włączane przez człon kształtujący w zależności od wartości odchylenia regulacji. Charakterystyki statyczne regulatorów trójpołożeniowych idealnego i z histerezą przedstawia rysunek 18.4. Strefa nieczułości regulatora ( $\Delta e$ ) nie jest tu wynikiem histerezy charakterystyki, lecz jej ukształtowania. Wprowadzenie dwóch pętli histerezy zwiększa tylko pewność przełączania wartości  $u$  i powoduje niewielkie przesuwanie strefy nieczułości.



Rys. 18.4. Charakterystyki statyczne regulatorów trójpołożeniowych: a) idealnego, b) z histerezą

$e_z$  - punkt załączenia,  $e_w$  - punkt wyłączenia wartości  $u \neq 0$

Regulator trójpołożeniowy może być wykorzystany np. w układzie regulacji temperatury obiektu zaopatrzonego w zespoły ogrzewania i chłodzenia. Przy zbyt niskiej temperaturze w obiekcie ( $y < w$ ,  $e > e_{2z}$ ) regulator uruchomi ogrzewanie, natomiast po zbyt dużym wzroście temperatury ( $y > w$ ,  $e < e_{1z}$ ) włączy chłodzenie. Dokładność regulacji temperatury będzie większa niż w przypadku zastosowania regulatora dwupołożeniowego.



Istotne znaczenie regulatorów trójpółożeniowych polega na możliwości sterowania przez nie urządzeniami wykonawczymi zaopatrzonymi w silniki rewersyjne (nawrotne) z przekładnią bardzo znacznie obniżającą prędkość obrotową. Trzy stany sygnału wyjściowego regulatora odpowiadają wówczas ruchowi silnika w jednym kierunku, spoczynkowi i ruchowi w kierunku przeciwnym. Silnik taki może np. napędzać wrzeciono zaworu na przewodzie parowym wymiennika ciepła, w układzie stałowartościowej regulacji temperatury. W przypadku zbyt niskiej temperatury zawór będzie powoli otwierany, natomiast przy zbyt wysokiej temperaturze zamykany. Powolna praca urządzenia wykonawczego upodobnia układ regulacji z regulatorem przekątnikowym do układu z regulatorem ciągłym, całkującym (por. rozdz. 18.2.2). Elementem całkującym jest tu silnik z przekładnią, której liczba obrotów w czasie  $T$  jest całką z prędkości obrotowej. Opisany układ regulacji może podobnie jak ciągły regulator całkujący (I) lub proporcjonalno-całkujący (PI) osiągnąć bardzo dobrą zgodność wielkości regulowanej z wielkością zadaną.

Rozwinięciem układu regulatora trójpółożeniowego, polegającym na wprowadzeniu pętli inercyjnego ujemnego sprzężenia zwrotnego, jest tzw. regulator krokowy, w którym po przekroczeniu strefy nieczułości pojawia się sygnał wyjściowy w postaci ciągu impulsów, powodujących np. poruszanie się silnika wykonawczego "krokami" o różnym czasie trwania, zależnym od dynamiki zmian wartości odchylenia regulacji [6]. Charakterystyka układu regulacji z regulatorem krokowym jest zbliżona do charakterystyki regulatora ciągłego PI lub PID (por. rozdz. 18.2.2), co pozwala na dalszą poprawę jakości regulacji.

Regulatory trójpółożeniowe i krokowe, do niedawna bardzo popularne (w kraju jest jeszcze produkowany przez MERA-ELWRO elektroniczny regulator krokowy typu ARK), zostają obecnie wypierane przez nowe konstrukcje regulatorów impulsowych i ciągłych. Ich zaletą (tylko w porównaniu z regulatorami ciągłymi) jest możliwość stosowania prostych i tanich dwupółożeniowych urządzeń wykonawczych.

### 18.1.3. Regulator impulsowy

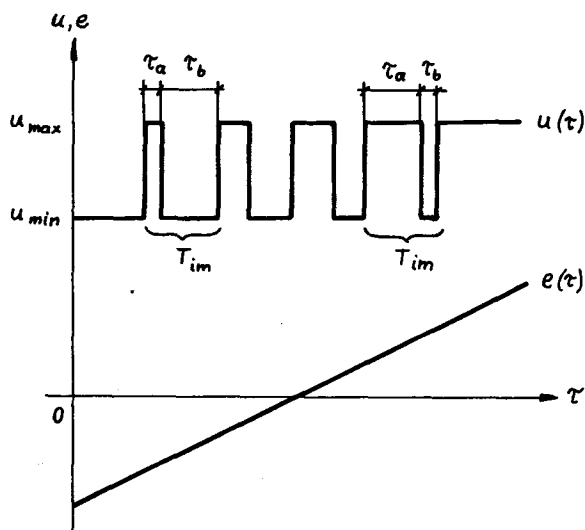
Regulator impulsowy jest ciekawą odmianą regulatora o działaniu nieciągłym. Wielkość regulująca zostaje poddana w jego członie kształtującym modulacji impulsowej, najczęściej modulacji szerokości impulsów o stałym okresie impulsowania  $T_{im}$ . Może wtedy przyjmować tyl-



ko dwie wartości:  $u_{\max}$  i  $u_{\min}$ , przełączane przez układ przekąźnikowy. Czas trwania na wyjściu regulatora wartości  $u_{\max}$  wynosi  $\tau_a$ , a czas utrzymywania wartości  $u_{\min}$   $\tau_b$ . Okres impulsowania  $T_{im} = \tau_a + \tau_b$ . Działanie regulatora polega na tym, że w funkcji odchylenia regulacji zmienia się liniowo współczynnik wypełnienia impulsów  $A$

$$A = \frac{\tau_a}{\tau_a + \tau_b} \cdot 100 \quad [\%]. \quad (18.1)$$

Zasadę modulacji szerokości impulsów w regulatorze impulsowym ilu-



Rys. 18.5. Charakterystyka stałowzrostowa regulatora impulsowego

struje przebieg jego charakterystyki stałowzrostowej przedstawionej na rysunku 18.5. Wraz z liniowym wzrostem wartości odchylenia regulacji  $e(\tau)$  rośnie czas włączania wartości  $u_{\max}$ , przy zachowaniu stałej wartości okresu impulsowania  $T_{im}$ . W punkcie  $e=0$   $\tau_a=\tau_b$  i  $A = 50\%$ .

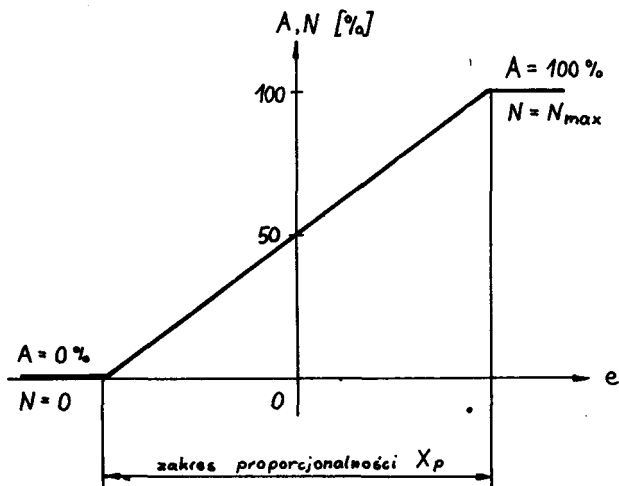
Jeżeli sygnał wyjściowy regulatora impulsowego steruje np. grzejnikiem pieca o mocy  $N_{\max}$ , to wykorzystanie mocy tego grzejnika w czasie pracy układu regulacji, opisane zależnością

$$N = A \cdot N_{\max} \quad (18.2)$$

będzie liniową funkcją odchylenia regulacji.



Warunkiem prawidłowego funkcjonowania układu regulacji impulsowej jest stłumienie w obiekcie regulacji oscylacji, będących wynikiem impulsowego (okresowego) działania urządzenia wykonawczego. Z tego względu obiekt musi mieć własności inercyjne, a okres impulsowania  $T_{im}$  musi być niewielki w porównaniu ze stałą czasową  $T$  obiektu. Zgodnie z wzorem (16.30)  $T_{im} \ll 2\pi \cdot T$ .



Rys. 18.6. Charakterystyka statyczna układu regulacji impulsowej temperatury pieca elektrycznego

Działanie układu impulsowej regulacji temperatury pieca elektrycznego, będącego właśnie obiektem inercyjnym o znacznej stałej czasowej, można przeanalizować w oparciu o wykres charakterystyki statycznej przedstawiony na rysunku 18.6. W zależności od wartości odchylenia regulacji, regulator okresowo włącza i wyłącza grzejnik pieca. Przy temperaturze niższej od zadanej ( $e > 0$ ), czas włączenia ( $\tau_a$  we wzorze 18.1) będzie większy od czasu wyłączenia ( $\tau_b$ ) i wykorzystanie mocy grzejnika ( $N$ ) będzie większe od  $50\% N_{max}$  (wzór 18.2). Przy temperaturze w obiekcie wyższej od zadanej ( $e < 0$ ),  $\tau_a < \tau_b$  i  $N < 50\% N_{max}$ . W granicznych przypadkach  $\tau_b$  osiąga wartość zerową i  $N = 100\% N_{max}$ , ewentualnie  $\tau_a$  osiąga zero i  $N = 0$ . Mimo nieciągłego, impulsowego charakteru sygnału wyjściowego regulatora, układ regulacji, w którym został on zastosowany, ma w pewnym zakresie wartości odchylenia regula-



cji charakterystykę ciągłą, proporcjonalną. Zakres ten, wyrażony w procentach całego zakresu zmian  $e$  (lub  $y$ ) nazywa się zakresem proporcjonalności ( $X_p$  na rysunku 18.6). Poza zakresem proporcjonalności charakterystyka regulatora impulsowego odpowiada charakterystyce regulatora dwupołożeniowego.

Proporcjonalna charakterystyka statyczna układu regulacji impulsowej umożliwia osiągnięcie dużo lepszej stabilności wielkości regulowanej niż np. przy stosowaniu regulatora dwupołożeniowego. Regulator impulsowy znajduje więc zastosowanie w regulacji obiektów o większym czasie opóźnienia i inercji, jeżeli tylko stosunek  $\frac{\tau_0}{T}$  nie przekracza 0,7. Nie nadaje się do regulacji obiektów proporcjonalnych, a także różniczkujących czy wyłącznie opóźniających. W wersji elektronicznej regulatory impulsowe mają bardzo prostą konstrukcję i zyskują sobie coraz większą popularność. Ich istotną zaletą jest możliwość stosowania tanich i pewnych w działaniu dwupołożeniowych urządzeń wykonawczych. W kraju jest np. produkowany (MERA-LUMEL) szereg elektronicznych regulatorów impulsowych temperatury typu RE-5, przystosowanych do bezpośredniej współpracy z czujnikami termorezystancyjnymi lub termoelektrycznymi i elektrycznymi urządzeniami wykonawczymi.

## 18.2. Regulatory ciągłe

Regulatory ciągłe (analogowe) charakteryzują się ciągłością sygnału wyjściowego  $u$ , który może przyjmować dowolną wartość w zakresie swojej zmienności. Algorytmy członów kształtujących regulatorów ciągłych można przedstawić w postaci równań liniowych (algebraicznych lub różniczkowych), czy transmitancji operatorowych, określających rodzaj regulatora. Wszystkie regulatory ciągłe wymagają stosowania urządzeń wykonawczych również o charakterystyce ciągłej.

### 18.2.1. Regulator proporcjonalny

Równanie opisujące statyczne i dynamiczne własności regulatora proporcjonalnego (P) są równaniami członu bezinercyjnego i mają postać:

$$u = K_p \cdot (w - y) + u_0, \quad (18.3)$$



$$\frac{du}{d\tau} = K_p \cdot \frac{de}{d\tau} = -K_p \cdot \frac{dy}{d\tau}, \quad (18.4)$$

gdzie:  $u$  - wielkość regulująca,  
 $K_p$  - wzmacnienie statyczne (proporcjonalne),  
 $w - y$  - odchylenie regulacji,  
 $u_0$  - przesunięcie punktu pracy.

Jak widać, w regulatorze proporcjonalnym wielkość regulująca jest liniową funkcją odchylenia regulacji.

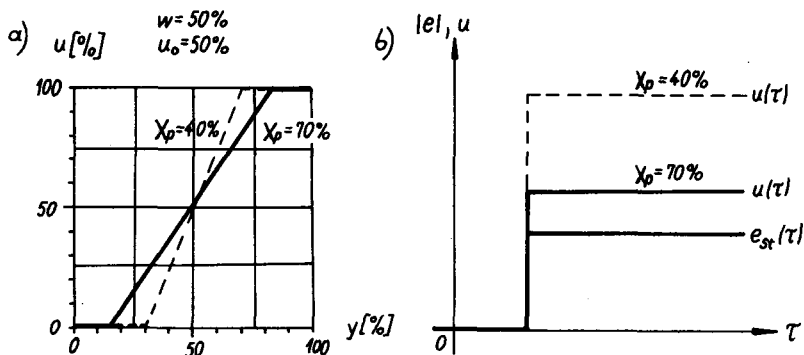
Transmitancja regulatora proporcjonalnego jest równa jego wzmacnieniu statycznemu

$$G(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K_p. \quad (18.5)$$

Zamiast wzmacnienia statycznego podaje się częściej tzw. zakres proporcjonalności  $X_p$

$$X_p = \frac{1}{|K_p|} \cdot 100 \quad [\%]. \quad (18.6)$$

Zakres proporcjonalności można zdefiniować jako procentową część pełnego zakresu zmian wielkości wejściowej regulatora ( $y$ ), potrzebną

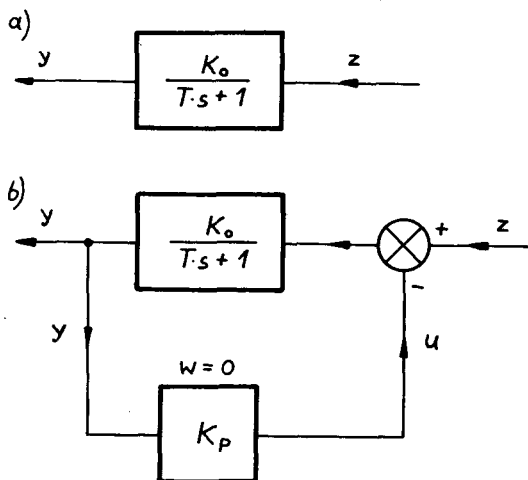


Rys. 18.7. Przykłady charakterystyk regulatora proporcjonalnego: a) statycznych, b) dynamicznych skokowych



do wywołania zmiany jego wielkości wyjściowej o pełen zakres (100%) przy  $w = \text{const.}$  Ilustruje to wykres na rysunku 18.7a. Linia ciągła przedstawia charakterystykę statyczną regulatora przy  $X_p = 70\%$  ( $K_p = -1,42$ ), linia przerywana przy  $X_p = 40\%$  ( $K_p = -2,5$ ). Wykres na rysunku 18.7b przedstawia charakterystyki dynamiczne skokowe obu regulatorów. W praktyce wielkość zakresu proporcjonalności regulatora może być nastawiana w szerokich granicach, jak również można zmieniać kierunek nachylenia jego charakterystyki statycznej. Wzmocnienie jest dodatnie przy pracy normalnej, kiedy wzrost sygnału  $y$  ma powodować zmniejszanie się sygnału  $u$  lub ujemne przy pracy odwrotnej, charakteryzującej się wzrostem wartości sygnału  $u$  przy zwiększaniu się sygnału  $y$ .

W celu przeanalizowania współpracy regulatora proporcjonalnego z obiektem regulacji należy rozwiązać układ dwóch równań: równania regulatora (18.3) i równania obiektu  $y = f(u, z)$ , gdzie  $z$  jest sumą wielkości zakłócających. Analizę tę można przeprowadzić znacznie prościej posługując się transmitancjami operatorowymi regulatora i obiektu regulacji.



Rys. 18.8. Schematy blokowe obiektu bez regulatora (a) i z regulatorem proporcjonalnym (b)





Na rysunku 18.8 przedstawiono schematy blokowe przykładowego obiektu regulacji bez regulatora i z regulatorem proporcjonalnym. Przyjęto, że obiekt ma własności członu inercyjnego I rzędu, a jego wzmocnienie statyczne  $K_0$  jest większe od jedności. Dla uproszczenia założono stałą wartość  $w = 0$ , stąd otrzymano  $e = y$  i błąd regulacji w stanie ustalonym (tzw. statyczny błąd regulacji)  $\Delta e_{st} = y_{st}$ .

Wprowadzając do obiektu zakłócenie skokowe o wartości  $z_{st}$ , a więc

$$z(s) = \frac{1}{s} \cdot z_{st} \quad (18.7)$$

i rozpatrując najpierw obiekt bez regulatora (rys. 18.8a), otrzymamy na podstawie twierdzenia rachunku operatorowego o wartości końcowej funkcji  $y(\tau)$  [6,50] i równania (16.58)

$$y_{st} = \lim_{\tau \rightarrow \infty} y(\tau) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot y(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{K_0}{T \cdot s + 1} \cdot z(s) \quad (18.8)$$

stąd

$$y_{st} = K_0 \cdot z_{st}. \quad (18.9)$$

Zależność (18.9) oznacza, że obiekt zgodnie ze swoją charakterystyką skokową wzmacnia zakłócenie  $z_{st}$  (por. rys. 16.7). Zjawisko to występuje we wszystkich obiektach statycznych. Łatwo obliczyć, że w obiektach astatycznych, wprowadzenie zakłócenia skokowego  $z_{st}$  spowoduje zgodnie z rysunkiem 16.16 wzrastanie wartości  $y$  do nieskończoności

$$y_{st} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{T_i \cdot s} \cdot z(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{T_i \cdot s} \cdot z_{st} = \infty. \quad (18.10)$$

Rozpatrując następnie układ z przykładowym obiektem regulacji, zawierający w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego regulator proporcjonalny o wzmocnieniu  $K_p$  (rys. 18.8b), po uwzględnieniu równania (16.61) otrzymamy



$$\Delta e_{st} = y_{st} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot y(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{\frac{K_o}{T \cdot s + 1}}{1 + \frac{K_o}{T \cdot s + 1} \cdot K_p} \cdot z(s) \quad (18.11)$$

stąd

$$\Delta e_{st} = y_{st} = \frac{K_o}{1 + K_o \cdot K_p} \cdot z_{st} \quad (18.12)$$

łatwo stwierdzić, że dla wartości  $K_o \cdot K_p \gg 1$  błąd statyczny regulacji osiąga wartość

$$\Delta e_{st} = y_{st} = \frac{1}{K_p} \cdot z_{st} \quad (18.13)$$

Z zależności (18.12), słusznej jak łatwo obliczyć dla wszystkich obiektów statycznych, wynika, że zastosowanie regulatora proporcjonalnego zmniejsza wpływ zakłócenia  $z_{st}$  na wartość  $y_{st}$ , ale pozostawia pewien statyczny błąd regulacji  $\Delta e_{st}$  1/.

Podobne zjawisko występuje w obiektach astatycznych (całkujących):

$$\begin{aligned} \Delta e_{st} = y_{st} &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{\frac{1}{T_i \cdot s}}{1 + \frac{1}{T_i \cdot s} \cdot K_p} \cdot z(s) = \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\frac{1}{T_i \cdot s}}{1 + \frac{1}{T_i \cdot s} \cdot K_p} \cdot z_{st}, \end{aligned} \quad (18.14)$$

stąd

$$\Delta e_{st} = y_{st} = \frac{1}{K_p} \cdot z_{st} \quad (18.15)$$

---

1/ Wzmocnienia  $K_o$  i  $K_p$  mają wartości skończone.



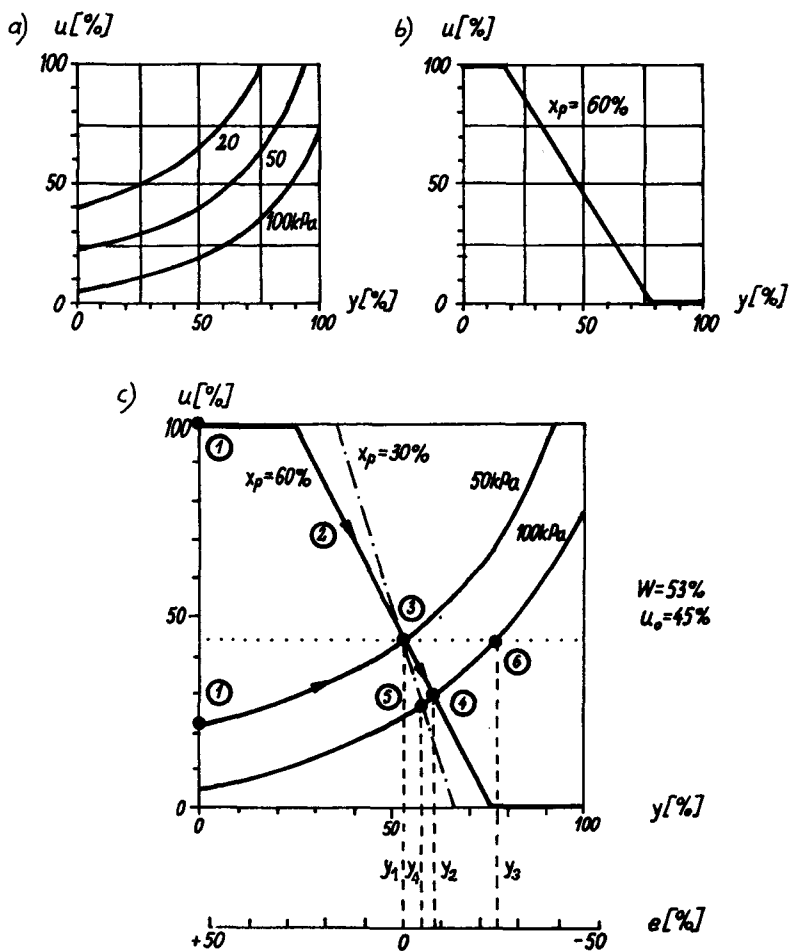
Jak widać, w przypadku obu rodzajów obiektów zmniejszenie statycznego błędu regulacji do zera nie jest możliwe, a jego ograniczenie wymaga zwiększenia statycznego wzmocnienia regulatora. Z kolei znaczne zwiększenie wartości  $K_p$  narusza stabilność układu regulacji i stąd nachylenie charakterystyki statycznej regulatora musi być optymalizowane np. metodami opisanymi w rozdziale 22. Występowanie statycznego błędu regulacji jest więc ogólną cechą układów regulacji proporcjonalnej.

Interesujące jest sprawdzenie zachowania się przykładowego układu regulacji po zmianie rodzaju sprzężenia zwrotnego na dodatnie. Zgodnie ze wzorem (16.63) zmiana ulegnie wtedy znak dodawania w mianownikach zależności (18.11) i (18.14) i w obu przypadkach pojawi się niestabilność całego układu - wartości  $\Delta e_{st} = y_{st}$  będą dążyły do nieskończoności.

Praktyczne działanie układu regulacji z regulatorem proporcjonalnym można prześledzić na przykładzie staławartościowej regulacji temperatury w wymienniku ciepła, przedstawionym na rys. 15.5. Dokonamy przybliżonej analizy graficznej, wykorzystującej charakterystyki statyczne obiektu regulacji i regulatora. Rysunek 18.9a pokazuje rodzinę charakterystyk statycznych przykładowego wymiennika - zależność temperatury cieczy ( $y$ ) od stopnia otwarcia zaworu doprowadzającego parę ( $u$ ), wykreśloną w odwróconym układzie współrzędnych dla trzech różnych wartości ciśnienia pary (czynnik zakłócający). Rysunek 18.9b przedstawia charakterystykę statyczną zastosowanego regulatora o zakresie proporcjonalności 60%. Nakładając na siebie obie charakterystyki możemy łatwo prześledzić współpracę regulatora z obiektem regulacji.

W momencie uruchomienia układu regulacji (punkt 1) temperatura regulowana jest za niska, regulator otwiera całkowicie zawór, para o ciśnieniu np. 50 kPa dopływa do komory grzejnej i temperatura cieczy opuszczającej wymiennik zaczyna wzrastać. Po osiągnięciu zakresu proporcjonalności regulatora, rozpoczyna się przemykanie zaworu parowego (odcinek 2), aż do osiągnięcia równowagi w punkcie przecięcia się charakterystyk (3). Punkтови równowagi odpowiada wartość temperatury  $y_1$  równa np. wartości temperatury zadanej ( $w = 53\%$ ,  $e = 0$ ).





Rys. 18.9. Współpraca regulatora proporcjonalnego z obiektem regulacji: a) charakterystyka obiektu, b) charakterystyka regulatora, c) analiza współpracy



Regulator utrzymuje stałe otwarcie zaworu w punkcie (3) do momentu wystąpienia zakłócenia, np. w postaci nagłego wzrostu ciśnienia pary do wartości 100 kPa. Reakcją regulatora na wzrost temperatury cieczy jest wtedy dalsze przyknięcie zaworu wykonawczego i osiągnięcie nowego punktu równowagi (4), któremu jednak odpowiada wyższa wartość temperatury  $y_2$ . Różnica  $y_2 - y_1 = \Delta e_{st}$  jest błędem statycznym regulacji i wynosi w tym przypadku około 8%. Błąd ten nie jest wielki w porównaniu ze skokiem temperatury  $y_3 - y_1 \approx 25\%$  w obiekcie bez regulatora, przy stałym otwarciu zaworu parowego i identycznej zakłócającej zmianie ciśnienia pary grzejnej (punkty 6 i 3 na rysunku 18.9c). Jak już dowiedziono, wielkość błędu statycznego regulacji jest zależna m.in. od nachylenia charakterystyki statycznej regulatora (jego zakresu proporcjonalności). Zwiększenie nachylenia (zweżenie zakresu  $X_p$ ) zmniejsza błąd statyczny. Przy zakresie  $X_p = 30\%$  układ regulacji z rysunku 18.9 będzie obciążony statycznym błędem  $\Delta e_{st} \approx 5\%$  ( $y_4 - y_1$ ) - punkt 5. Niestety przy zbytym zweżeniu zakresu proporcjonalności i osiągnięciu tzw. wzmocnienia krytycznego, układ regulacji staje się niestabilny i powstają w nim nietłumione oscylacje<sup>1/</sup>. Istnieje więc optymalna wartość zakresu proporcjonalności (wzmocnienia) regulatora, znajdująca się specjalnymi metodami (patrz rozdział 22).

Wielkość  $u_0$  w algorytmie regulatora proporcjonalnego (wzór 18.3) służy do dobrania punktu pracy na charakterystyce statycznej - nastawienia zgodności położenia punktu równowagi układu regulacji (punkt 3 na rysunku 18.9c) z założoną wartością zadaną wielkości regulowanej. Jest to konieczne z tego względu, iż przy  $e = 0$  sygnał wielkości regulującej nie może mieć wartości zerowej. Zwykle  $u_0 \approx 50\%$ , w przykładzie  $u_0 = 45\%$ .

Regulator proporcjonalny, wskutek występowania zmniejszającego dokładność regulacji błędu statycznego, jest wrażliwy na wszelkie zmiany wielkości zakłócających i stąd jest stosowany w regulacji obiektów o niewielkim poziomie zakłóceń. W odróżnieniu od regulatorów przekątnikowych nie powoduje ciągłego oscylowania wielkości regulowanej i nadaje się do regulacji obiektów zarówno bezinercyjnych jak i złożonych, przy wartości stosunku  $\frac{T_0}{T}$  mniejszej od 0,7.

<sup>1/</sup> Należy zwrócić uwagę, że przy  $X_p \rightarrow 0$  charakterystyka regulatora P staje się zbliżona do charakterystyki idealnego regulatora dwupołożeniowego (por. rys. 18.1a), a w układzie regulacji dwupołożeniowej zawsze występują nietłumione oscylacje wielkości regulowanej (rys. 18.3).



### 18.2.2. Regulator proporcjonalno-całkujący

Równanie regulatora proporcjonalno-całkującego (PI), łączącego własności równoległych członów proporcjonalnego i całkującego, ma postać

$$\frac{du}{d\tau} = K_p \cdot \left( \frac{de}{d\tau} + \frac{1}{T_I} \cdot e \right) \quad (18.16)$$

lub po scałkowaniu

$$u = K_p \cdot \left( e + \frac{1}{T_I} \cdot \int_0^{\tau} e \, d\tau \right) \quad (18.17)$$

gdzie:  $u$  - wielkość regulująca,

$K_p$  - wzmacnienie proporcjonalne,

$e$  - odchylenie regulacji,

$T_I$  - stała czasowa całkowania (czas zdwojenia).

Wielkość regulująca jest w regulatorze PI funkcją wartości odchylenia regulacji  $e$  (działanie proporcjonalne) oraz czasu trwania tego odchylenia  $\int_0^{\tau} e \, d\tau$  (działanie całkujące).

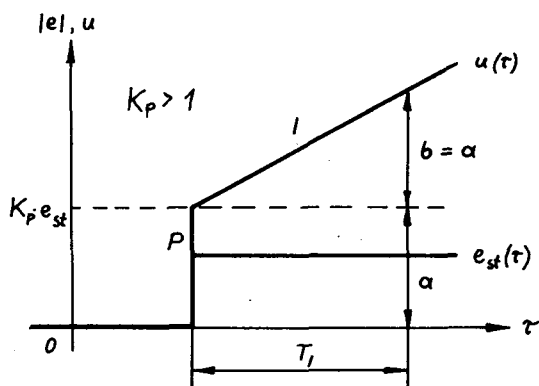
Z podanych równań wynika transmitancja

$$G(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K_p \cdot \left( 1 + \frac{1}{T_I \cdot s} \right). \quad (18.18)$$

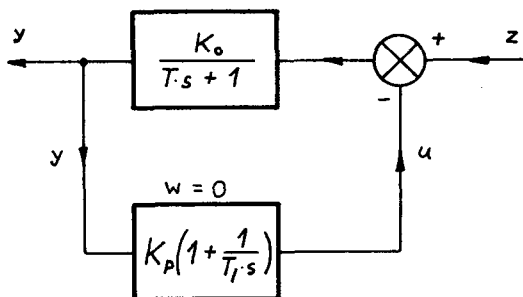
Jak widać regulator PI jest członem astatycznym, a jego charakterystyka dynamiczna skokowa wynika z połączenia charakterystyk elementów proporcjonalnego i całkującego. Charakterystykę tę przedstawiono na rysunku 18.10. W momencie skokowego wzrostu odchylenia regulacji, sygnał wyjściowy regulatora osiąga natychmiast wartość  $u = K_p \cdot e_{st}$  odpowiadającą jego działaniu proporcjonalnemu (odcinek P), a następnie rozpoczyna się całkowanie wartości  $e_{st}$  i  $u$  rośnie liniowo (odcinek I). Wzrost ten trwa aż do momentu powrotu  $e_{st}$  do poziomu zerowego lub do stanu nasycenia (osiągnięcia maksymalnej możliwej wartości sygnału  $u$ ). Stała czasowa całkowania (czas zdwojenia)  $T_I$  charakteryzuje nachylenie odcinka "I" przebiegu wielkości regulującej i jest



czasem, po upływie którego wartość  $u$  osiąga poziom dwukrotnie wyższy od poziomu proporcjonalnego (równość odcinków  $a$  i  $b$  na rysunku 18.10).



Rys. 18.10. Charakterystyka skokowa regulatora PI



Rys. 18.11. Schemat blokowy obiektu z regulatorem PI

Analizy współpracy regulatora PI z obiektem regulacji dokonamy posługując się transmitancjami operatorowymi regulatora i obiektu regulacji. Podobnie jak w przypadku regulatora proporcjonalnego założymy inercyjność I rzędu obiektu i stałą wartość wielkości zadanej regulatora  $w = 0$ . Schemat blokowy przykładowego układu regulacji przedstawia rysunek 18.11.



Wprowadzając do obiektu zakłócenie skokowe o wartości  $z_{st}$  (wzór 18.7) otrzymamy na podstawie twierdzenia rachunku operatorowego o wartości końcowej

$$\begin{aligned}\Delta e_{st} = y_{st} &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot y(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{\frac{K_o}{T \cdot s + 1}}{1 + \frac{K_o}{T \cdot s + 1} \cdot K_p \cdot (1 + \frac{1}{T_I \cdot s})} \cdot z(s) = \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{K_o \cdot T_I \cdot s}{T_I \cdot s \cdot (T \cdot s + 1) + K_o \cdot K_p \cdot (T_I \cdot s + 1)} \cdot z_{st},\end{aligned}\quad (18.19)$$

stąd

$$\Delta e_{st} = y_{st} = 0. \quad (18.20)$$

Z zależności (18.20) wynika, że w układzie regulacji z regulatorem proporcjonalno-całkującym nie występuje błąd statyczny.

W przypadku regulacji PI obiektów astatycznych

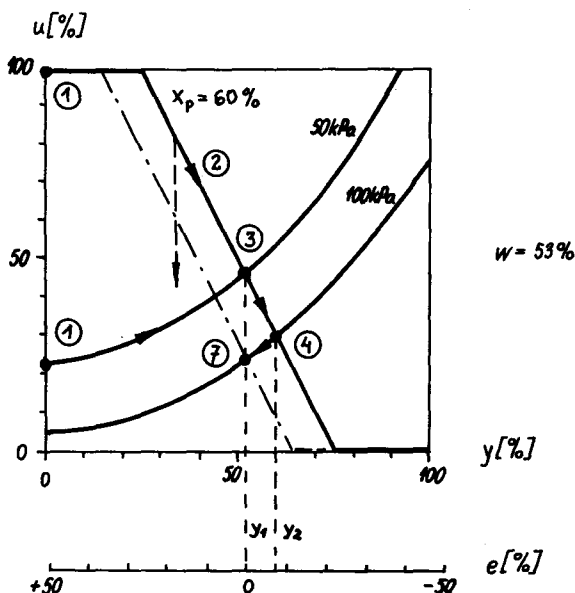
$$\begin{aligned}\Delta e_{st} = y_{st} &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{\frac{1}{T_i \cdot s}}{1 + \frac{1}{T_i \cdot s} \cdot K_p \cdot (1 + \frac{1}{T_I \cdot s})} \cdot z(s) = \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{T_i \cdot s + K_p \cdot (1 + \frac{1}{T_I \cdot s})} \cdot z_{st}\end{aligned}\quad (18.21)$$

stąd jak poprzednio

$$\Delta e_{st} = y_{st} = 0. \quad (18.22)$$







Rys. 18.12. Współpraca regulatora PI z obiektem regulacji

Praktyczne działanie układu regulacji z regulatorem proporcjonalno-całkującym można prześledzić w przybliżony sposób graficzny na przykładzie z rozdziału 18.2.1. Podobnie jak na rysunku 18.9 nakładamy na siebie wykresy charakterystyk statycznych obiektu regulacji i charakterystyki statycznej regulatora (rys. 18.12)<sup>1/</sup>. Tak jak poprzednio doprowadzamy układ regulacji do punktu równowagi (3) przy ciśnieniu pary grzejnej 50 kPa i wartości temperatury w obiekcie  $y_1$  ( $e = 0$ ). W momencie wystąpienia zakłócającego wzrostu ciśnienia pary grzejnej i wywołanego nim wzrostu temperatury cieczy opuszczającej wymiennik, regulator natychmiast przyrymka zawór parowy proporcjonalnie do war-

<sup>1/</sup>Ze względu na astatyczne własności regulatora PI charakterystyka ta nie dotyczy stanu ustalonego lecz momentu dokonywania analizy funkcjonowania układu. Należy przy tym założyć znaczną wartość czasu zdwożenia  $T_I$  (bardzo powolny przebieg całkowania).



tości  $e$ , osiągając najpierw nowy punkt równowagi (4) przy temperaturze  $y_2 > y_1$  i  $\Delta e_{st} \approx 8\%$ . Od tej chwili rozpoczyna się też całkowanie odchylenia regulacji i wartość  $u$  maleje stopniowo (charakterystyka regulatora przesuwana się w kierunku pokazanym strzałką), aż do osiągnięcia kolejnego punktu równowagi (7), w którym  $e = 0$  i  $\Delta e_{st} = 0$ .

Układ regulacji z regulatorem PI pozwala na osiągnięcie zerowej wartości odchylenia (błędu) statycznego i bardzo dobrą jakość regulacji. Działanie całkujące regulatora odbywa się jednak powoli i nie eliminuje wpływu zakłóceń szybkozmiennych. Regulatory proporcjonalno-całkujące są stosowane do regulacji obiektów charakteryzujących się stosunkiem  $\frac{\tau_0}{T}$  poniżej 1. Po zoptymalizowaniu w układzie regulacji wartości  $K_p$  i  $T_I$  (patrz rozdz. 22) pozwalają na osiągnięcie bardzo dużej dokładności regulacji w obiektach o powolnych zmianach wielkości zakłócających (o znacznej inercji).

### 18.2.3. Regulator proporcjonalno-różniczkujący

Równanie idealnego regulatora proporcjonalno-różniczkującego (PD), łączącego własności równoległych członów proporcjonalnego i różniczkującego, ma postać

$$\frac{du}{d\tau} = K_p \cdot \left( \frac{de}{d\tau} + T_D \cdot \frac{d^2e}{d\tau^2} \right) \quad (18.23)$$

lub po scałkowaniu

$$u = K_p \cdot \left( e + T_D \cdot \frac{de}{d\tau} \right) + u_0, \quad (18.24)$$

gdzie:  $u$  - wielkość regulująca,

$K_p$  - wzmacnienie statyczne (proporcjonalne),

$e$  - odchylenie regulacji,

$T_D$  - stała czasowa różniczkowania (czas wyprzedzenia)<sup>1/</sup>,

$u_0$  - przesunięcie punktu pracy w stanie ustalonym.

<sup>1/</sup>Czas wyprzedzenia definiuje się w oparciu o charakterystykę stąłowzrostową regulatora PD. Jest to czas, po którym przy liniowym wzroście sygnału  $e$  składowa proporcjonalna sygnału  $u$  przewyższy ustaloną w tym przypadku ( $\frac{de}{d\tau} = \text{const}$ ) składową różniczkową.



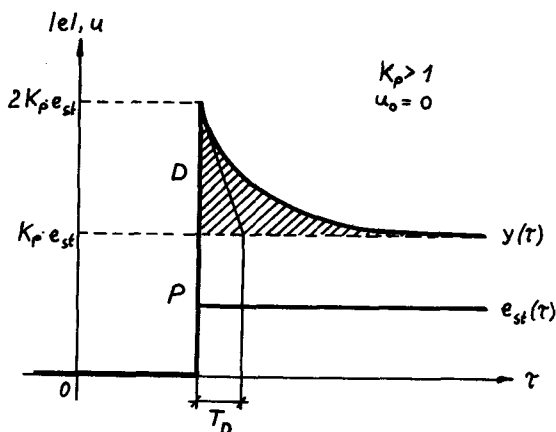
Wielkość regulująca regulatora PD jest funkcją wartości odchylenia regulacji  $e$  (działanie proporcjonalne) oraz szybkości zmian tego odchylenia  $\frac{de}{dt}$  (działanie różniczkujące). W stanie ustalonym  $\frac{de}{dt} = 0$  i regulator ma charakterystykę proporcjonalną.

Równaniu (18.23) odpowiada transmitancja

$$G(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K_p \cdot (1 + T_D \cdot s). \quad (18.25)$$

Ponieważ regulatora opisanego równaniem (18.23) nie da się praktycznie zrealizować (patrz rozdz. 16.2.5), rzeczywiste regulatory PD mają dodatkowo własności inercyjne i ich transmitancja ma nieco inną postać

$$G(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{T_D \cdot s}{T_D \cdot s + 1}\right). \quad (18.26)$$



Rys. 18.13. Charakterystyka skokowa regulatora PD

Przebieg charakterystyki dynamicznej skokowej rzeczywistego regulatora PD przedstawia rysunek 18.13. W momencie skokowego wzrostu odchylenia regulacji, sygnał wyjściowy regulatora osiąga natychmiast wartość proporcjonalną  $u = K_p \cdot e_{st}$ , a następnie, zgodnie z przebiegiem



charakterystyki skokowej rzeczywistego członu różniczkującego (por. rys. 16.13b) wzrasta o dodatkową wartość do poziomu  $2K_p \cdot e_{st}$ , by z kolei w wyniku inercji wykładniczo powrócić do asymptoty na poziomie proporcjonalnym. Intensywność różniczkowo-inercyjnego działania regulatora PD, określona na wykresie charakterystyki skokowej przez powierzchnię zakreskowaną, jest zależna od wartości czasu wyprzedzenia  $T_D$ .

Analizując współpracę regulatora PD z obiektem regulacji rozpatrywanym przykładowo w poprzednich rozdziałach można stwierdzić, że w momencie szybkiego, zakłócającego wzrostu ciśnienia pary dopływającej do wymiennika i w konsekwencji szybkiego wzrostu wartości temperatury, regulator PD przymknie zawór parowy silniej, niż by to uczynił regulator P lub PI, jak gdyby przewidując (wyprzedzając) reakcję obiektu na dostarczenie nadmiernej ilości energii cieplnej. Po pewnym czasie, o ile ciśnienie pary nie zmieni się, położenie zaworu powróci do wartości proporcjonalnej. Działanie takie pozwala na skompensowanie szybkozmiennych zakłóceń obiektu regulacji <sup>1/</sup>.

Układ regulacji z regulatorem PD, mimo kompensowania zakłóceń szybkozmiennych, pozostaje wrażliwy na zakłócenia wolnozmiennne, dla których  $\frac{de}{dt} \approx 0$ . Zakłócenia te powodują powstawanie, podobnie jak w przypadku regulatora P, statycznego błędu regulacji. Regulator PD jest stosowany w obiektach charakteryzujących się stosunkiem  $\frac{T_D}{T}$  mniejszym od 0,5 i wymaga zoptymalizowania w układzie regulacji wartości  $K_p$ ,  $T_D$  i  $u_0$  (patrz rozdz. 22).

#### 18.2.4. Regulator PID

Regulator proporcjonalno-całkująco-różniczkujący (PID) jest uniwersalnym rodzajem regulatora ciągłego, łączącym w sobie cechy omówionych w poprzednich rozdziałach regulatorów P, PI i PD. Ze względu na obecność członu całkującego jest to regulator astatyczny. Równanie idealnego regulatora PID ma postać

$$\frac{du}{dt} = K_p \cdot \left( \frac{de}{dt} + \frac{1}{T_I} \cdot e \cdot dt + T_D \cdot \frac{d^2e}{dt^2} \right) \quad (18.27)$$

<sup>1/</sup>Należy zwrócić uwagę, że idealny regulator PD, różniczkujący przebieg  $\frac{de}{dt}$  zgodnie z funkcją Diraca, nie mógłby zapewnić opisanego działania kompensującego (por. rys. 16.13a).



lub po scałkowaniu

$$u = K_p \cdot \left( e + \frac{1}{T_I} \cdot \int_0^{\tau} e \, d\tau + T_D \cdot \frac{de}{d\tau} \right) \quad (18.28)$$

gdzie:  $u$  - wielkość regulująca,

$K_p$  - wzmacnienie proporcjonalne,

$e$  - odchylenie regulacji,

$T_I$  - czas zdwojenia,

$T_D$  - czas wyprzedzenia.

Wielkość regulująca regulatora PID jest proporcjonalna do wartości odchylenia regulacji  $e$  (działanie proporcjonalne), do czasu trwania odchylenia  $\int_0^{\tau} e \, d\tau$  (działanie całkujące) i do szybkości zmian odchylenia regulacji  $\frac{de}{d\tau}$  (działanie różniczkujące).

Z podanych wyżej równań wynika transmitancja

$$G(s) = K_p \cdot \left( 1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + T_D \cdot s \right). \quad (18.29)$$

Transmitancja regulatorów PID stosowanych w praktyce ma ze względu podanych w rozdziale 16.2.5 nieco inną postać

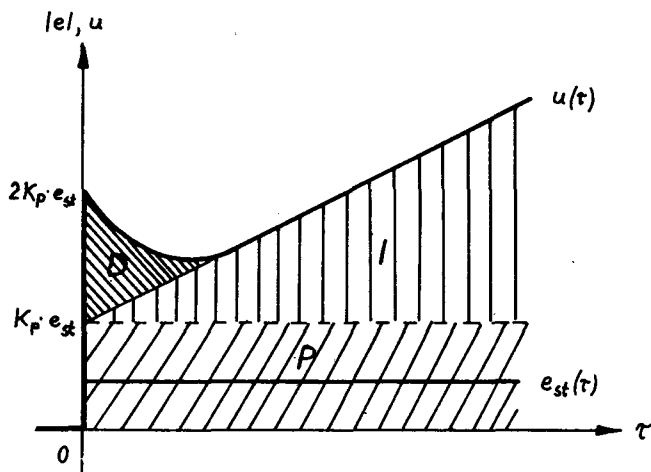
$$G(s) = K_p \cdot \left( 1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + \frac{T_D \cdot s}{T_D \cdot s + 1} \right). \quad (18.30)$$

Przebieg charakterystyki dynamicznej skokowej rzeczywistego regulatora PID przedstawia rysunek 18.14. Regulator ten jest w stanie skompensować zakłócenia szybkozmiennie (powierzchnia D) oraz zmniejszyć do zera statyczny błąd regulacji (powierzchnia I). Układ regulacji wymaga zoptymalizowania wartości  $K_p$ ,  $T_I$  i  $T_D$ , np. metodami podanymi w rozdziale 22.

Regulator PID może być stosowany do regulacji obiektów o zmiennym charakterze wpływu wielkości zakłócających, przy stosunku  $\frac{T_0}{T}$  mniejszym od 1. Po nastawieniu wartości  $T_D = 0$  ma charakterystykę regulatora PI. Jest podstawowym rodzajem regulatora ciągłego produkowanym w wersjach pneumatycznej (np. regulator TRPID prod. MERA-PNEFAL) bądź elektro-  
nicznej (np. rodzina regulatorów ARC prod. MERA-ELWRO). Rozbudowanie obwodów wejściowych (zwłaszcza w regulatorze elektronicznym) umożli-



wia jego pracę w układach regulacji stosunku, kaskadowej, czy z kompensacją zakłóceń. Algorytm działania regulatora PID, podobnie jak algorytmy działania pozostałych rodzajów regulatorów ciągłych, jest realizowany przez pneumatyczne lub elektroniczne człony matematyczne [6].



Rys. 18.14. Charakterystyka skokowa regulatora PID

### 18.3. Regulatory cyfrowe

Regulatory cyfrowe są urządzeniami wykorzystującymi w swym działaniu elektroniczny cyfrowy człon matematyczny (przelicznik) w postaci układu kalkulatorowego, mikroprocesorowego bądź minikomputerowego. Algorytm działania takiego regulatora jest zakodowany w zespole pamięci przelicznika i najczęściej ma postać odpowiadającą charakterystyce klasycznego, ciągłego regulatora PID

$$u_n = K_1 \cdot e_n + K_2 \cdot \sum_{i=1}^n e_i + K_3 \cdot (e_n - e_{n-1}). \quad (18.31)$$





Schemat układu regulacji cyfrowej przedstawiono na rysunku 18.15. Przez urządzenie wykonawcze i obiekt regulacji przepływa strumień energii lub materiałów  $Q$ , którego parametr  $x$  ma być stabilizowany (regulacja stałowartościowa), niezależny od wpływu wielkości zakłócających  $z$ . Wielkość  $x$  jest przetwarzana w przetworniku pomiarowym ZP na standardowy sygnał analogowy  $y = f(x)$ , a następnie w przetworniku analogowo-cyfrowym (A/C) na sygnał cyfrowy  $y'_n$ . W przypadku zastosowania cyfrowego układu pomiarowego, przetwornik A/C może być pominięty. Sygnał  $y'_n$  jest w przeliczniku cyfrowym PC jednorazowo porównywany z cyfrowym sygnałem  $w'_n$  wielkości zadanej z zadajnika Z, a następnie przelicznik oblicza według zaprogramowanego algorytmu wartość sygnału regulującego  $u'_n$ , wykorzystując zgromadzone w pamięci wewnętrznej informacje o poprzednich stanach wielkości  $y$ . Sygnał  $u'_n$  poprzez pamięć pośredniczącą PM, zapewniającą utrzymanie stałej, obliczonej wartości  $u'$  w przerwach między momentami próbkowania wielkości  $y$ , jest doprowadzony do przetwornika cyfrowo-analogowego (C/A), a następnie do analogowego urządzenia wykonawczego. Przy zastosowaniu urządzenia wykonawczego o działaniu dyskretnym, przetwornik C/A może być pominięty. Cyklicznym powtarzaniem operacji obliczania wielkości regulującej  $u'$  steruje układ sterujący US, wysyłający odpowiednie sygnały (rozkazy).

W przypadku układu regulacji jednoparametrowej stosowanie regulatora cyfrowego nie jest opłacalne ze względu na jego złożoność i znaczny koszt. Jednakże w układach wieloparametrowych, gdzie jeden regulator cyfrowy może z dużą szybkością kolejno mierzyć, przeliczać i nastawiać nawet kilkadziesiąt grup sygnałów, rozwiązanie takie staje się dużo pewniejsze w działaniu od stosowania dużej liczby klasycznych regulatorów (regulacja autonomiczna). Takimi właśnie układami regulacji cyfrowej są opisane w rozdziale 24.3 układ regulacji nadrzędnej i jego dalsze rozwinięcie - układ bezpośredniego sterowania cyfrowego.





## 19. URZĄDZENIA PERYFERYJNE UKŁADÓW REGULACJI

### 19.1. Zadajniki

Zadajniki są urządzeniami służącymi do dostarczania regulatorowi standardowego sygnału wielkości zadanej ( $w$ ). Są one stosowane głównie w układach regulacji stałowartościowej, gdzie wielkość zadana jest nastawiana ręcznie.

W systemach elektrycznych zadajnikiem jest najczęściej obrotowy rezystorowy dzielnik napięcia (potencjometr), zaopatrzony w odpowiednią podziałkę i połączony z układem nastawianego źródła prądowego, dostarczającego standardowego sygnału elektrycznego. Wartość prądu jest proporcjonalna do kąta obrotu dzielnika. W nowoczesnych zadajnikach elektrycznych stosuje się wieloobrotowe dzielniki rezystorowe (np. 10-obrotowe) ze specjalnym cyfrowo-analogowym mechanicznym wskaźnikiem wartości zadanej. Spotyka się też układy całkujące (pamięci analogowe) połączone z miernikiem analogowym (wskazówkowym) i umożliwiające nastawianie wartości zadanej dwoma przyciskami "+" i "-". Rzadziej są stosowane zadajniki cyfrowe, o skokowo nastawianych poszczególnych cyfrach wartości  $w$ .

W systemach pneumatycznych jako zadajniki stosuje się mieszkowe regulatory ciśnienia, o konstrukcji podobnej do przedstawionego na rysunku 17.3 reduktora ciśnienia. Zadajniki wchodzi zazwyczaj w skład tzw. stacyjek operacyjnych (manipulacyjnych) - urządzeń służących do sterowania całym układem regulacji. Stacyjka operacyjna powinna umożliwiać realizację następujących zadań:

- a) przełączanie układu bez wprowadzania dodatkowych zakłóceń ze sterowania ręcznego ( $R$ ) na regulację automatyczną ( $A$ ) i odwrotnie, co ma zastosowanie np. w przypadku uszkodzenia zespołu pomiarowego lub regulatora,

- b) nastawianie ręczne i wskazywanie stanu urządzenia wykonawczego przy ręcznym rodzaju pracy ( $u_{rn}$ ),

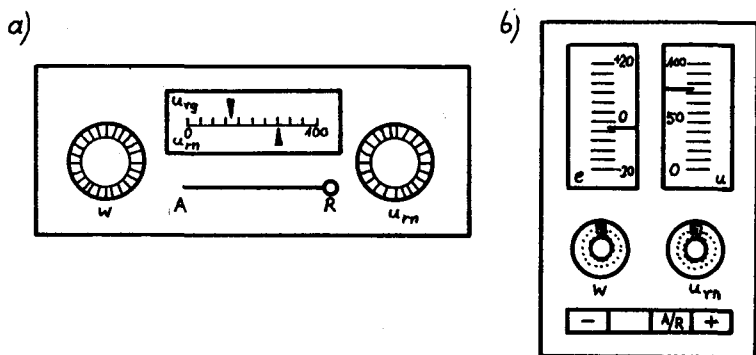
- c) ręczne wprowadzanie wartości wielkości zadanej ( $w$ ) regulatora,

- d) wskazywanie stanu urządzenia wykonawczego przy automatycznym rodzaju pracy ( $u_{rg}$ ),

- e) wskazywanie wartości i znaku odchylenia regulacji ( $w$  nowych rozwiązaniach).



Przykłady dwóch rozwiązań stacyjek operacyjnych - pneumatycznej (A-601 MERA-PNEFAL) i elektrycznej (ADS-42 MERA-ELWRO) przedstawiono na rysunku 19.1. Produkowane są również specjalne stacyjki operacyjne przystosowane do współpracy z układami komputerowej regulacji nadrzędnej.



Rys. 19.1. Stacyjki operacyjne: a) pneumatyczna, b) elektryczna

### 19.2. Urządzenia wykonawcze

Urządzenia wykonawcze są wyjściowymi członami układów regulacji, oddziałującymi bezpośrednio na strumień materiałów lub energii przepływający przez obiekt, którego wybrany parametr jest regulowany (rys. 15.4). Najogólniej można je podzielić w zależności od rodzaju energii zasilającej na elektryczne, pneumatyczne i hydrauliczne, natomiast w zależności od charakteru sygnału sterującego na przekaźnikowe i ciągłe. W ramach tych podziałów można jeszcze wyróżnić urządzenia wykonujące pewną pracę - siłowniki i sterujące strumieniami materiałów lub energii - nastawniki. Nastawniki strumienia materiałów (np. zawory regulacyjne czy urządzenia dozujące) muszą współpracować z napędzającymi je siłownikami, natomiast nastawniki strumienia energii (głównie elektrycznej) stanowią samodzielne człony wykonawcze regulatorów.

Urządzenia wykonawcze, oprócz stosowania w układach regulacji automatycznej, mogą być wykorzystywane do ręcznego sterowania obiektem regulacji w układzie zamkniętym (rys. 15.3) lub otwartym



(rys. 15.2) i są wówczas bezpośrednio lub za pośrednictwem stacji operacyjnej uruchamiane sygnałami z zadajnika; mogą też pracować w otwartych układach sterowania automatycznego i są wtedy uruchamiane sygnałami z urządzenia programującego lub układu kompensacji zakłóceń.

### 19.2.1. Siłowniki elektryczne

#### A. Siłowniki elektromagnetyczne

Siłowniki elektromagnetyczne są najprostszymi siłownikami elektrycznymi. Zbudowane są z elektromagnesu, którego ruchomy rdzeń może wykonywać pewną pracę - na przykład zamykać lub otwierać zawór, przedstawiać dźwignię itp. Mogą wytwarzać siły do 30 kN przy przesunięciach do 200 mm. Z powodu histerezy i nieliniowości charakterystyki, siłowniki elektromagnetyczne są stosowane wyłącznie w układach przekątnikowych (dwupołożeniowych). Mają znaczne wymiary, sporą masę i niewielką sprawność. Ich zaletami są prostota konstrukcji i duża trwałość.

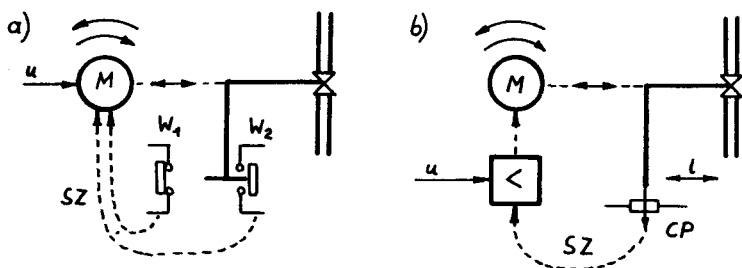
#### B. Siłowniki silnikowe

W siłowniku silnikowym elementem napędowym jest silnik elektryczny, najczęściej rewersyjny (dwukierunkowy) silnik dwufazowy o mocy do kilkuset watów. Może on za pośrednictwem przekładni śrubowej przedstawiać np. wrzeciono zaworu regulacyjnego. Wytwarzane siły osiągają 100 kN przy przesunięciach do 100 mm.

W najprostszej wersji siłownik ma charakterystykę dwupołożeniową i musi być samoczynnie wyłączany po całkowitym zamknięciu lub otwarciu zaworu, ze względu na możliwość uszkodzenia przekładni lub silnika. Służą do tego celu dwa czujniki przesunięcia wrzeciona zaworu, najczęściej elektryczne łączniki krańcowe ("W" na rys. 19.2a), działające w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego SZ.

W wariancie siłownika o charakterystyce ciągłej, wyposaża się go w ustawnik pozycyjny (pozycjoner). Jest to ciągły, najczęściej rezystorowo-stykowy przetwornik liniowego przesunięcia wrzeciona zaworu regulacyjnego ("CP" na rys. 19.2b), włączony w pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego SZ, w której znajduje się również układ napędowy silnika. Ustawnik porównuje sygnał położenia wrzeciona z przetwornika z sygnałem wielkości regulującej  $u$  z regulatora i odpowiednio steruje silnikiem napędowym dla uzyskania zgodności tych sygnałów.





Rys. 19.2. Elektryczne siłowniki silnikowe: a) dwupołożeniowy, b) ciągły

Opisane siłowniki mają skomplikowaną budowę, dużą liczbę elementów ruchomych i znaczną masę. Są wrażliwe na trudne warunki pracy i wymagają stałej konserwacji (np. smarowania przekładni). Jak wszystkie urządzenia elektryczne mogą powodować zagrożenie wybuchowe.

Najnowsze rozwiązania siłowników silnikowych wykorzystują specjalne elektryczne silniki krokowe, sterowane impulsami prądowymi i pozwalające na bardzo dokładne odmierzanie liczby obrotów (a nawet ułamek obrotu) w obu kierunkach. Silniki te, sprzęgnięte poprzez przekładnię z elementem nastawiającym, umożliwiają jego dokładne sterowanie bez potrzeby tworzenia pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Jeszcze nowocześniejszym rozwiązaniem jest zastosowanie elektrycznego silnika liniowego, o precyzyjnie sterowanym impulsowo ruchu posuwisto-zwrotnym. Silnik liniowy można sprzęgnąć bezpośrednio np. z wrzecionem zaworu regulacyjnego. Silniki krokowe i liniowe do zastosowań w siłownikach układów sterujących i regulacyjnych są już produkowane w kraju.

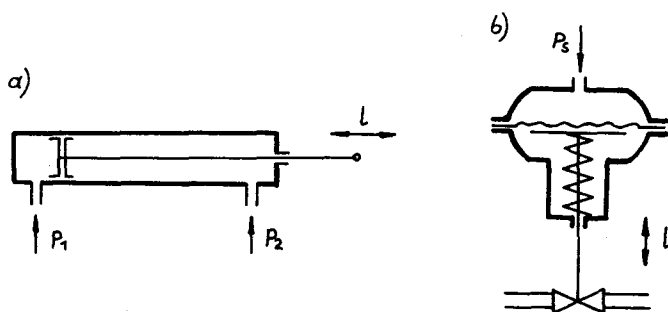
### 19.2.2. Siłowniki pneumatyczne

Wymienione w poprzednim punkcie wady siłowników elektrycznych sprawiły, że w tej grupie urządzeń wykonawczych dominują dużo prostsze konstrukcyjnie i mniej zawodne siłowniki pneumatyczne. Nawet w elektrycznych systemach pomiarowo-regulacyjnych, często końcowy sygnał wielkości regulującej przetwarza się w przetworniku międzysystemowym (sygnał ciągły) lub zaworze elektromagnetycznym (sygnał dwupołożeniowy) na sygnał pneumatyczny, sterujący odpowiednim siłownikiem pneumatycznym.



### A. Siłownik tłokowy

Pneumatyczne siłowniki tłokowe (rys. 19.3a) są stosowane do wytwarzania niezbyt wielkich sił, rzędu 50 kN, przy znacznych przesunięciach (do 100 cm). Mogą być one dwustronnego działania (jak na rysunku) lub działania jednostronnego, kiedy siła wywierana przez jedno z ciśnień jest zastąpiona naciskiem sprężyny. Większe zastosowanie mają siłowniki dwustronnego działania, lepiej wykorzystujące sygnał sterujący.



Rys. 19.3. Siłowniki pneumatyczne: a) tłokowy, b) membranowy

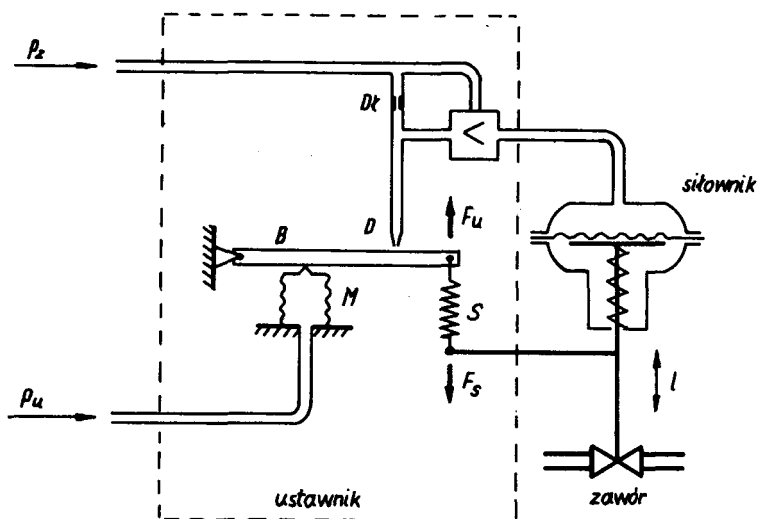
Siłowniki tłokowe są stosowane najczęściej jako dwupołożeniowe, do przestawiania różnego rodzaju klap, przepustnic, dźwigni itp. W odróżnieniu od elektrycznych siłowników silnikowych nie wymagają stosowania czujników ograniczających położenie tłoka (jak na rysunku 19.2a). Ze względu na ograniczoną wzrostem tarcia średnicę tłoka, zasila się je zwykle powietrzem o podwyższonym ciśnieniu (do 600 kPa).

### B. Siłownik membranowy

Membranowy siłownik pneumatyczny jest obecnie najbardziej rozpowszechnionym rodzajem siłownika. Jedno z jego rozwiązań przedstawia rysunek 19.3b. Ciśnienie sterujące  $p_s$  działa na elastyczną membraną, powodując jej uginanie. Membrana, za pośrednictwem sztywnej tarczy, ściska umieszczoną pod nią sprężynę, powodując przesuwanie się w dół wrzeciona siłownika i np. zamykanie zaworu w rurociągu. Zmniejszenie ciśnienia  $p_s$  powoduje przesuwanie się membrany i tarczy w przeciwnym



kierunku. Ze względu na nieliniowość charakterystyki sprężyny i tarcie występujące zwykle w napędzanym przez siłownik urządzeniu, charakterystyka statyczna siłowników membranowych  $l = f(p_g)$  jest zazwyczaj nieliniowa i obciążona histerezą. Z tego względu są one bez dodatkowych urządzeń stosowane głównie w dwupołożeniowych układach sterowania i regulacji. Umożliwiają uzyskiwanie znacznych sił (rzędu 100 kN) przy przesunięciach do 10 cm. Podobnie jak siłowniki tłokowe, nie wymagają stosowania urządzeń ograniczających położenie wrzeciona; mogą być zasilane dwustronnie, również powietrzem o podwyższonym ciśnieniu.



Rys. 19.4. Siłownik pneumatyczny z ustawnikiem pozycyjnym

Uzupełnienie siłownika membranowego dodatkowym urządzeniem - pneumatycznym ustawnikiem pozycyjnym (pozycjonerem), umożliwia precyzyjne sterowanie wrzecionem siłownika w sposób bezstopniowy i stosowanie tego siłownika jako podstawowego urządzenia wykonawczego regulatorów ciągłych. Schemat pneumatycznego siłownika membranowego z ustawnikiem pozycyjnym przedstawia rysunek 19.4. Doprowadzenie ciśnienia wejściowego  $p_u$  do mieszka sprężystego  $M$  powoduje powstanie momentu siły  $F_u$ ,

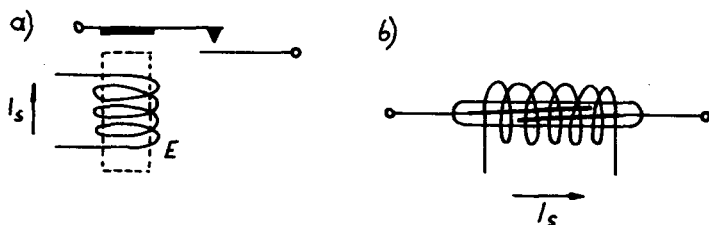


dociskającego płaszczyznę belki B do dyszy D pneumatycznego czujnika położenia. Efektem tego jest zwiększenie się ciśnienia w komorze między dyszą i dławikiem D1, które wzmocnione przez wzmacniacz pneumatyczny zasila siłownik. Siłownik przesuwając wrzeciono zaworu regulacyjnego napina sprężynę S, wytwarzając siłę ujemnego sprzężenia zwrotnego  $F_S$ . Ustala się równowaga momentów sił, przy ściśle określonym położeniu wrzeciona zaworu (1), odpowiadającym ciśnieniu wejściowemu  $p_U$ . Wprowadzenie pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego z wyjścia siłownika do jego wejścia zapewnia liniową zależność  $l = K \cdot p_U$ , likwiduje histerezę charakterystyki i wpływ tarcia oraz umożliwia zasilanie siłownika powietrzem o podwyższonym ciśnieniu  $p_z$  (do 600 kPa) przy zachowaniu standardowych wartości ciśnienia sterującego  $p_U$  (20...100 kPa)<sup>1/</sup>.

### 19.2.3. Nastawniki elektryczne

#### A. Przekazniki elektromagnetyczne

Przekazniki elektromagnetyczne są urządzeniami wyjściowymi regulatorów przekaznikowych. W układach sterujących przepływem energii elektrycznej (np. w ogrzewaniu elektrycznym) mogą bezpośrednio włączać lub wyłączać grzejnik o mocy do kilku kW. W układach sterujących przepływem masy muszą być uzupełniane odpowiednim siłownikiem np. otwierającym lub zamykającym zawór regulacyjny.



Rys. 19.5. Przekazniki elektromagnetyczne: a) stykowy, b) kontaktowy

Budowę tradycyjnego stykowego przekaznika elektromagnetycznego wyjaśniono na rysunku 19.5a. Elektromagnes E, przez który przepływa

<sup>1/</sup>Działanie układu jest podobne do działania pneumatycznego przetwornika siły, omówionego w rozdziale 10.7.2a.



prąd sterujący  $I_s$ , powoduje zwarcie styków przełącznika i zamknięcie zewnętrznego obwodu sterowanego. Zanik przepływu prądu  $I_s$  powoduje powrót styków do poprzedniego położenia wskutek ich sprężystości. Przełącznik elektromagnetyczny ma własności wzmacniające, ponieważ niewielki prąd sterujący  $I_s$  rzędu 5...50 mA może zamykać obwód zewnętrzny z prądem do 10 A ( $K \approx 200$ ). Specjalne wykonania przełączników, tzw. styczniki, mogą sterować przepływem prądów do 100 A. Cechą przełączników elektromagnetycznych jest występowanie histerezy ich charakterystyki powodującej to, że wartość prądu załączenia przełącznika jest znacznie większa od wartości prądu jego wyłączenia. Nie ma to większego znaczenia przy sterowaniu przełącznika sygnałem dwustanowym. Przykład zastosowania przełącznika elektromagnetycznego jako urządzenia wykonawczego układu regulacji dwupołożeniowej pokazano na rysunku 18.2.

Podstawowa wada przełączników elektromagnetycznych, jaką jest zawodność funkcjonowania styków, została znacznie ograniczona w przełącznikach kontaktronowych (rys. 19.5b), w których elementem stykowym jest kontaktron (patrz rozdz. 10.1.3). Trwałość przełącznika kontaktronowego jest wielokrotnie większa, jednak może on sterować mniejszymi prądami (do 1 A).

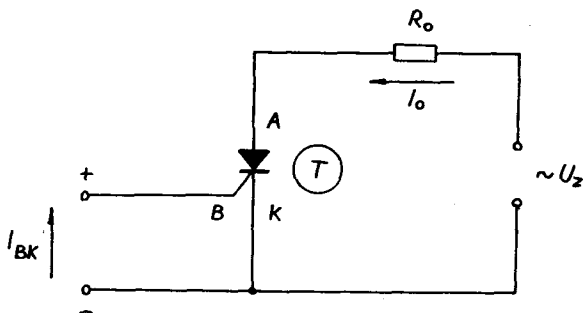
## 8. Łączniki tyrystorowe

Łączniki tyrystorowe są nowoczesnymi urządzeniami wykonawczymi regulatorów przełącznikowych. Zastępując tradycyjny przełącznik elektromagnetyczny wykorzystują półprzewodnikowy, czterowarstwowy element krzemowy - tyrystor [38], umożliwiający bezstykowe włączanie i wyłączanie obwodów elektrycznych (głównie prądu przemiennego) o znacznej mocy.

Schemat prostego tyrystorowego łącznika półokresowego przedstawiono na rysunku 19.6. Doprowadzenie do obwodu bramka (B) - katoda (K) tyrystora  $T$  niewielkiego prądu sterującego  $I_{BK}$ , wywołuje przepływ znacznie większego prądu  $I_O$  w obwodzie anoda (A) - katoda (K) i w odbiorniku prądu  $R_O$ . Wzmocnienie tyrystora jest bardzo duże; prądy  $I_{BK}$  rzędu 100 mA mogą sterować prądami  $I_O$  przekraczającymi 1000 A ( $K \approx 10^4$ ). Sprawność pełnookresowego łącznika tyrystorowego osiąga 99%, a jego trwałość jest ze względu na brak elementów ruchomych teoretycznie nieograniczona.







Rys. 19.6. Półokresowy łącznik tyrystorowy

Łączniki tyrystorowe mogą sterować bezpośrednio przepływem energii elektrycznej, znajdując np. zastosowanie w układach dwupołożeniowej regulacji temperatury. W układach z urządzeniami nastawnymi (np. zaworami) muszą być uzupełniane odpowiednimi siłownikami. Oddzielenie obwodu sterującego od zwykle wysokonapięciowego obwodu sterowanego realizuje się przez zastosowanie w obwodzie sterującym miniaturowego przekaźnika optoelektronicznego, tzw. transoptora, w którym przekazywanie sygnału odbywa się za pośrednictwem strumienia światła. Transoptor zawiera diodę elektroluminescencyjną oświetlającą umocowaną w pobliżu fototranzystor. Izolacja między tymi dwoma elementami umieszczonymi w światłoszczelnej obudowie wytrzymuje napięcie 3 kV.

### C. Sterowniki tyrystorowe

Sterowniki tyrystorowe są nowoczesnymi urządzeniami wykonawczymi elektrycznych regulatorów ciągłych. Umożliwiają bezstykowe, ciągłe sterowanie np. mocą grzejnika elektrycznego, prędkością obrotową silnika itp. [63].

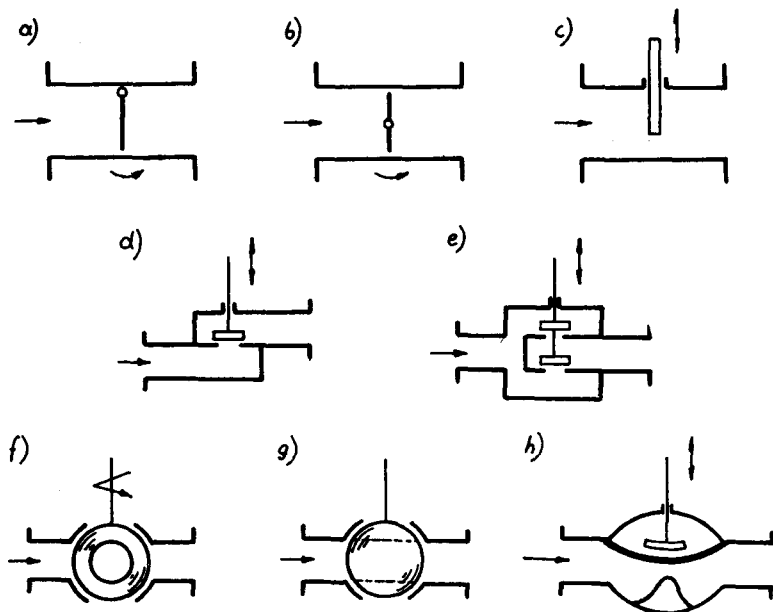
Układ sterownika tyrystorowego jest zbliżony do przedstawionego na rysunku 19.6 układu łącznika. Tyrystor jest tu jednak sterowany (wyzwalany) impulsami prądowymi  $I_{BK}$  o fazie płynnie przesuwanej względem fazy prądu  $I_{AK}$ . Powoduje to okresowe opóźnianie załączania tyrystora o ściśle określony kąt fazowy i umożliwia sterowanie średnią mocą wydzielaną w odbiorniku energii. Wzmocnienie i sprawność sterownika tyrystorowego wynoszą podobnie jak w przypadku łącznika  $K \approx 10^4$  i  $\eta \approx 99\%$ .



### 19.2.4. Zawory regulacyjne

#### A. Rodzaje zaworów

Zawory regulacyjne (nastawcze) służą do zmiany strumienia cieczy, pary lub gazu w przewodach rurowych. Są to urządzenia dławiące, o bardzo różnorodnych rozwiązaniach konstrukcyjnych, napędzane przez siłowniki elektryczne bądź pneumatyczne.



Rys. 19.7. Urządzenia dławiące: a) kłapa, b) przepustnica, c) zasuwa, d) zawór grzybkowy, e) zawór dwugrzybkowy, f) zawór kulowy zamknięty, g) zawór kulowy otwarty, h) zawór membranowy

Schematy podstawowych urządzeń dławiących przedstawiono na rysunku 19.7. Kłapy, przepustnice i zasuwy (a,b,c) są stosowane do cieczy z zanieczyszczeniami mechanicznymi, zawieszin i cieczy lepkich, przeważnie w układach regulacji przekąźnikowej. W pozycji zamkniętej nie zapewniają one takiej szczelności jak pozostałe rodzaje zaworów.



Zawory grzybkowe (rys. 19.7d,e) są najbardziej rozpowszechnionymi urządzeniami nastawczymi, stosowanymi w układach regulacji przepływu i ciągłej. Zawór dwugrzybkowy (rys. 19.7e) jest stosowany do nastawiania przepływu cieczy i gazów przy dużej różnicy ciśnień przed i za zaworem. Siły parcia czynnika dławionego działające na oba grzybki są przeciwnie skierowane i kompensują się (tzw. odciążenie zaworu), co ułatwia przestawianie wrzeciona zaworu przez siłownik.

Nowoczesnym zaworem regulacyjnym jest zawór kulowy (rys. 19.7f,g), w którym elementem dławiącym jest kula z otworem uszczelniona w dwóch teflonowych gniazdach. Obracanie kuli o kąt  $\frac{\pi}{2}$  umożliwia zmianę przekroju przepływu. Zawór nie wymaga odciążania, w stanie całkowicie otwartym nie stwarza żadnych oporów przepływu. Nie jest wrażliwy na obecność w płynie zanieczyszczeń mechanicznych. Produkowane zawory kulowe mają średnice przepływu od 5 mm do 1 m (!).

Drugim nowoczesnym zaworem regulacyjnym jest zawór membranowy (przeponowy) typu Saunders, w którym element dławiący stanowi elastyczna membrana gumowa lub teflonowa (rys. 19.7h). Konstrukcja zaworu umożliwia stosowanie go do płynów agresywnych, ponieważ elementy ruchome są oddzielone membraną. Zawór ten zabezpiecza również przepuszczany płyn przed zanieczyszczeniem (np. smarem z dławnicy), stąd jest często stosowany w przemyśle spożywczym czy farmaceutycznym. Zawór membranowy jest też jedynym urządzeniem nastawnym gwarantującym w czasie normalnej pracy brak wycieku przepuszczanego czynnika na zewnątrz (wyeliminowanie dławnicy uszczelniającej wrzeciono lub kulę).

#### B. Współczynnik przepływu

Natężenie przepływu cieczy  $\dot{V}$  przez całkowicie otwarty zawór można wyrazić wzorem

$$\dot{V} = K_v \cdot S \cdot \sqrt{\frac{p_1 - p_2}{\rho}} \quad (19.1)$$

w którym:

- $K_v$  - współczynnik przepływu,
- $S$  - powierzchnia przepływu (przekrój zaworu),
- $p_1 - p_2$  - różnica ciśnień przed i za zaworem,
- $\rho$  - gęstość cieczy.

Wartość współczynnika  $K_v$  jest zależna od rozmiarów, konstrukcji zaworu, charakteru przepływu (liczby Reynoldsa) i liczbowo jest równa strumieniowi wody o temperaturze 4 °C ( $\rho = 1000 \text{ kg/m}^3$ ) przepusz-



czanej przez całkowicie otwarty zawór przy różnicy ciśnień  $p_1 - p_2 = 100$  kPa. Jest to podstawowa wielkość katalogowa charakteryzująca każdy zawór.

Równanie (19.1) stosuje się do cieczy, które są nieściśliwe. W przypadku przepływu przez zawór gazów lub par ich gęstość zmienia się w zależności od ciśnienia i natężenia przepływu. Z tego względu wartość  $\dot{V}$  określa się z bardziej złożonych zależności [5].

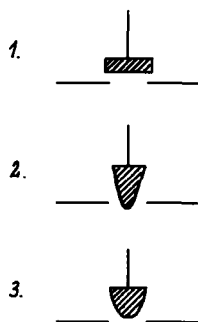
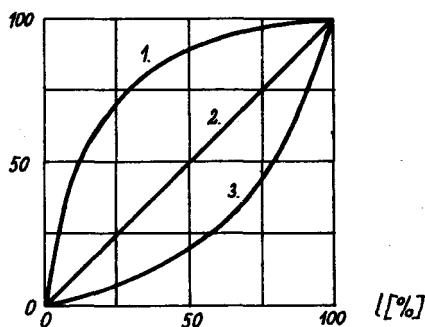
### C. Charakterystyka otwarcia

Charakterystyką otwarcia zaworu, nazywaną też charakterystyką konstrukcyjną, jest zależność powierzchni przepływu zaworu ( $S$ ) od przesunięcia liniowego ( $l$ ) lub kątowego ( $\alpha$ ) jego elementu dławiącego:

$$S = f(l), \quad S = f(\alpha). \quad (19.2)$$

Pośród wymienionych w poprzednim punkcie kilku rodzajów zaworów regulacyjnych, kłapy, zasuw i zawory kulowe są stosowane prawie wyłącznie w układach regulacji przekątnikowej, gdzie współpracując z odpowiednim siłownikiem są całkowicie otwierane bądź zamykane. Przebieg ich charakterystyki otwarcia nie jest więc istotny dla przebiegu regulacji. Z kolei zawory grzybkowe z płaskim grzybkiem nie pozwalają na dokładne bezstopniowe (ciągle) nastawianie przepływu płynów, ponieważ uniesienie takiego grzybka już o  $\frac{1}{4}$  średnicy gniazda zaworu pozwala osiągnąć maksymalny przekrój przepływu.

$S[\%]$



Rys. 19.8. Charakterystyki otwarcia i grzybki zaworów  
1 - zawór szybko otwierający, 2 - zawór liniowy, 3 - zawór stałoprocentowy



Do celów regulacji ciągłej opracowano specjalne konstrukcje zaworów, głównie jedno i dwugrzybkowych, o różnych charakterystykach otwarcia (zmieniając kształt grzybka można dowolnie wpływać na przebieg charakterystyki zaworu). Wykresy podstawowych charakterystyk otwarcia grzybkowych zaworów regulacyjnych i kształt ich grzybków pokazano na rysunku 19.8. Są to zależności powierzchni przepływu  $S$  od liniowego przesunięcia grzybka zaworu  $l$ .

Zawór z grzybkiem płaskim, o charakterystyce szybkootwierającej (1), znajduje zastosowanie jak już wspomniano w układach z regulatorami przekaźnikowymi. Większość ciągłych układów regulacji wymaga stosowania zaworów o charakterystyce liniowej (2), dla których wzmocnienie  $K = \frac{dS}{dl} = \text{const.}$  W przypadku silnej zależności różnicy ciśnień ( $\Delta p$ ) po obu stronach zaworu od stopnia jego otwarcia, należy stosować zawór o charakterystyce stałoprocentowej (3), dla którego  $\frac{K}{S} = \text{const.}$  Zmniejszenie wartości  $\Delta p$  jest wtedy kompensowane większym przyrostem stopnia otwarcia, co pozwala osiągnąć zbliżoną do liniowej charakterystykę przepływu.

W nielicznych przypadkach stosuje się grzybkowe zawory regulacyjne o innego rodzaju nieliniowych charakterystykach otwarcia, np. parabolicznej czy hiperbolicznej. Są one stosowane w układach regulacji obiektów o nieliniowej charakterystyce statycznej. Odpowiednie dobranie charakterystyki zaworu umożliwia wtedy linearyzację charakterystyki układu regulacyjnego.

#### 19.2.5. Urządzenia dozujące

Urządzenia dozujące stanowią specyficzną grupę nastawników, w których zmiana strumienia materiałów dostarczanych do regulowanego procesu lub urządzenia odbywa się za pomocą zmiany wydajności odpowiedniego dozownika mechanicznego: pompy, przenośnika, turnikietu itp. Przykładem może być nowoczesne rozwiązanie ciągłego urządzenia wykonawczego, polegające na zastąpieniu zaworu regulacyjnego dławiącego przepływ cieczy, pompą, napędzaną silnikiem elektrycznym ze sterownikiem tyrystorowym. Zmiana prędkości obrotowej silnika i pompy zmienia jej wydajność i pozwala na ciągłe sterowanie strumieniem cieczy bez dodatkowych strat energii na jego dławienie.



Nastawniki w postaci różnych konstrukcji przenośników (transporterów) i turnikietów są stosowane do regulowania strumienia substancji sypkich. Natężenie przepływu materiału jest wtedy zwykle zależne od prędkości obrotowej silnika napędzającego dozownik.

### 19.3. Urządzenia pomocnicze

Urządzenia pomocnicze układów regulacji mają na celu ułatwienie obsługi tych układów oraz zapewnienie ciągłości ich pracy. Są to urządzenia blokowe, znormalizowane w ramach istniejących systemów pomiarowo-regulacyjnych, takie jak wzmacniacze liniowe i nieliniowe, urządzenia wyjściowe (wskaźniki, rejestratory, drukarki, monitory) i urządzenia zasilające. Bloki te są stosowane również w układach pomiarowych i zostały opisane w rozdziale 13. W skład pomocniczych urządzeń układów regulacyjnych wchodzi też elementy sygnalizacyjne i zabezpieczające omówione w rozdziale 20.



## 20. UKŁADY STEROWANIA, SYGNALIZACJI I BLOKADY

### 20.1. Elementy logiczne

Elementy logiczne służą do realizacji podstawowych funkcji logicznych, które są funkcjami algebry Boole'a [6]. W funkcjach logicznych  $Y = f(X_1, X_2, \dots, X_n)$  zarówno argumenty  $X$  jak i sama wartość funkcji  $Y$  mogą przyjmować tylko dwie wartości: 0 lub 1. Umowna wartość 0 odpowiada np. zerowemu poziomowi napięcia w elementach elektrycznych lub ciśnieniu w elementach pneumatycznych, natomiast wartość 1 odpowiada ustalonymu napięciu (np. 5 V) lub ciśnieniu (np. 100 kPa). Układy realizujące funkcje logiczne służą do przetwarzania standardowych sygnałów cyfrowych (patrz rozdz. 5.3) i stanowią elementarny składnik wszystkich maszyn liczących, także maszyn matematycznych. Mogą być wykorzystywane do konstruowania nowoczesnych układów sygnalizacji, blokady czy automatycznego sterowania sekwencyjnego, zastępując skomplikowane i zawodne rozwiązania z urządzeniami mechanicznymi, np. przekąźnikami elektromagnetycznymi.

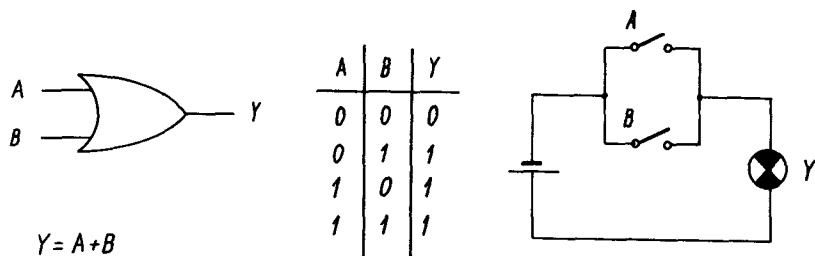
Elementy logiczne są wykonywane w wersji pneumatycznej i elektronicznej. Rozwiązania pneumatyczne mogą być membranowe, np. w systemie DRELOBA (NRD) czy MERALOG (PRL) lub strumieniowe (bez części ruchomych) jak np. w systemie SPAS opracowanym przez MERA-PIAP. Odznaczają się one dużą pewnością działania i odpornością na trudne warunki pracy, ale mają ograniczone możliwości funkcjonalne. Rozwiązania elektroniczne są obecnie realizowane głównie w postaci scalonych układów półprzewodnikowych TTL (ang. transistor-transistor logic) oraz najnowszych układów CMOS (ang. complementary metal-oxide semiconductor). Pozwalają one na znaczną miniaturyzację urządzeń (stopień scalenia osiąga dziś  $10^7$  tranzystorów na jeden układ i 400 na  $1 \text{ mm}^2$ ) i osiągnięcie dużej szybkości działania. Możliwości tych układów, wykorzystujących standardowe elektryczne sygnały cyfrowe są ogromne, świadczy o tym chociażby rozwój ich produkcji na całym świecie, obecnie w kilku tysiącach rozwiązań znormalizowanych w skali międzynarodowej. W Polsce jest produkowana duża seria scalonych układów cyfrowych TTL UCY-74 [51], a także część układów CMOS MCY-74.



W dalszej części rozdziału omówiono działanie elementarnych układów logicznych - bramek oraz ich praktyczne wykorzystanie.

#### A. Bramka logiczna OR

Symbol graficzny dwuwejściowej bramki OR ("lub"), jej równanie logiczne, tablicę stanów i zastępczy obwód elektryczny przedstawiono na rysunku 20.1. Bramka ta realizuje operację dodawania logicznego:  $Y = A$  lub  $B$  (gdy na wejściach jest  $A$  lub  $B$ , to na wyjściu jest  $Y$ ). Tablica stanów jest zestawieniem wszystkich możliwych kombinacji sygnałów wejściowych i wyjściowych. Jeżeli na którymkolwiek z wejść bramki występuje sygnał 1 (np. 5 V), to na wyjściu również wystąpi sygnał 1. Liczba wejść bramki teoretycznie nie jest ograniczona, w praktyce nie przekracza szesnastu.



Rys. 20.1. Bramka logiczna OR (lub)

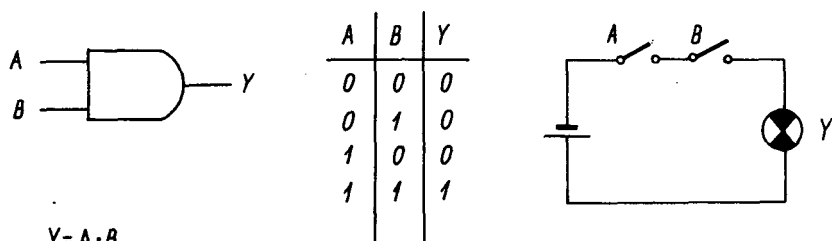
Schemat zastępczy w postaci obwodu elektrycznego ilustruje funkcjonowanie bramki OR. Jeżeli którykolwiek z wyłączników zostanie zwarty ( $A$  lub  $B = 1$ ), to żarówka zaświeci się ( $Y = 1$ ).

#### B. Bramka logiczna AND

Bramka AND ("i"), przedstawiona na rysunku 20.2, realizuje operację iloczynu logicznego:  $Y = A$  i  $B$  (gdy na wejściach jest jednocześnie  $A$  i  $B$ , to na wyjściu jest  $Y$ ). Sygnał 1 występuje na wyjściu bramki tylko wówczas, gdy na wszystkich jej wejściach (do szesnastu) jest sygnał 1. W zastępczym obwodzie elektrycznym AND żarówka zaświeci się tylko w tym przypadku, gdy przełączniki  $A$  i  $B$  będą zwarte.



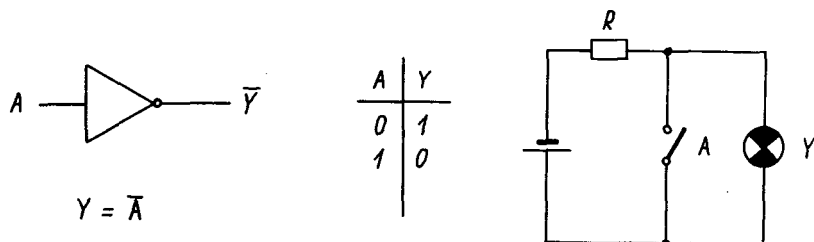




Rys. 20.2. Bramka logiczna AND (i)

## C. Bramka logiczna NOT

Bramka NOT ("nie"), przedstawiona na rysunku 20.3, realizuje operację logiczną negacji (zaprzeczenia). Oznacza to, że gdy na jej wejściu jest stan 1, to na wyjściu jest stan przeciwny (0). Następuje tu więc odwrócenie (inwersja) stanów, stąd bramka NOT bywa nazywana inwerterem. W zastępczym obwodzie elektrycznym NOT zwarcie wyłącznika ( $A = 1$ ) spowoduje zgaśnięcie żarówki ( $Y = 0$ ).

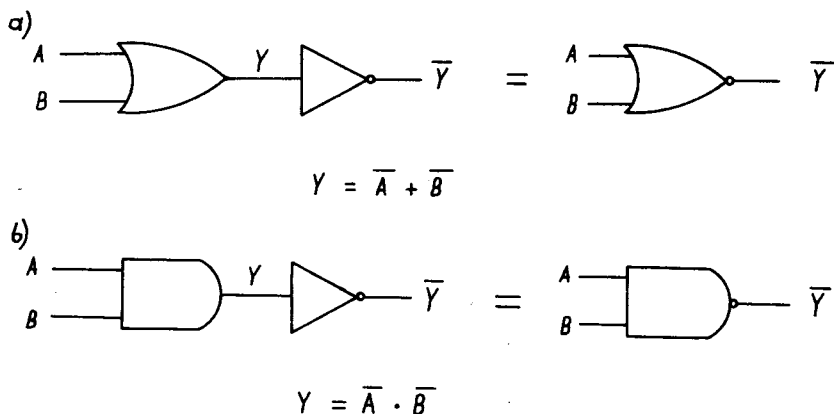


Rys. 20.3. Bramka logiczna NOT (nie)

## D. Logiczne bramki złożone

Bramki złożone stanowią kombinację dwóch lub więcej (do kilkudziesięciu) bramek podstawowych OR, AND i NOT, realizującą często skomplikowane funkcje logiczne. Schematy popularnych podwójnych bramek złożonych NOR ("nie-lub") i NAND ("nie-i") i ich funkcje logiczne przedstawiono na rysunku 20.4.

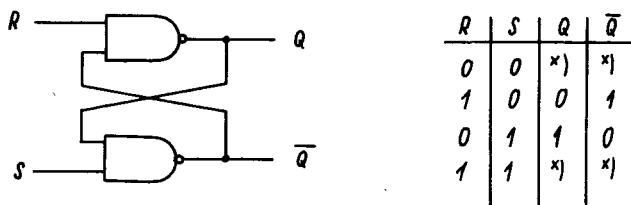




Rys. 20.4. Bramki logiczne NOR (a), NAND (b)

### E. Przerzutniki

Przerzutniki są zestawiane z podstawowych bramek logicznych. Charakteryzują się najczęściej dwoma stabilnymi stanami pracy (przerzutniki bistabilne), osiąganymi pod wpływem sygnałów sterujących. Z tego względu stanowią elementarne układy liczące do dwóch oraz układy pamięci, utrzymujące stan narzucony im przez impuls sterujący do czasu jego skasowania.



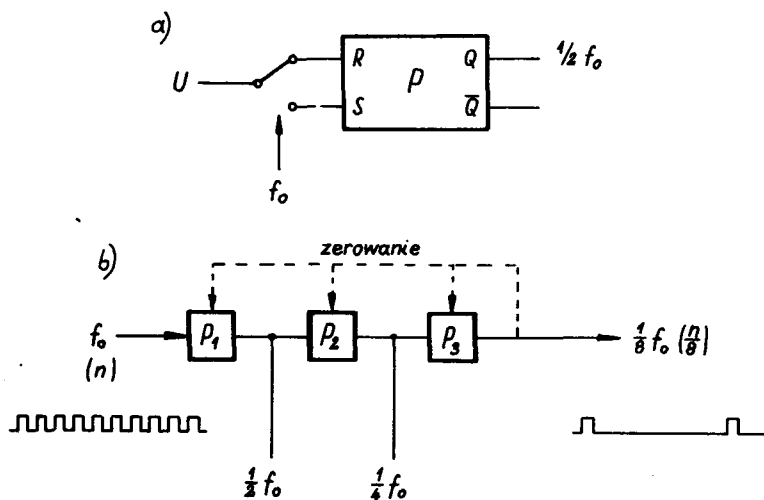
Rys. 20.5. Przerzutnik R-S (x bez zmiany stanu)

Schemat najprostszego przerzutnika statycznego R-S przedstawia rysunek 20.5. Posiada on dwa wejścia - wpisujące S ("set") i zerujące R ("reset"). Podawanie sygnału w postaci logicznej jedynki (5 V) kolejno na wejścia R i S powoduje przełączanie stanu wejść przerzutnika Q i  $\overline{Q}$  zgodnie z tabelą stanów.



## F. Liczniki

Układ przerzutnika R-S stanowi człon matematyczny umożliwiający liczenie do dwóch. Jest on elementarnym składnikiem układów liczących w systemie binarnym (dwójkowym). Pozwala np. na dzielenie częstotliwości impulsów wejściowych przez 2, a po odpowiednim połączeniu w bardziej rozbudowane układy na realizowanie złożonych funkcji arytmetycznych. Na rysunku 20.6. przedstawiono schemat prostego cyfrowego licznika do dwóch. Jeżeli przełącznik napięcia odpowiadającego stanowi 1 będzie z częstotliwością  $f_0$  przyłączał to napięcie na przemian do obu wejść przerzutnika R-S, to na wyjściu przerzutnika otrzymamy ciąg impulsów 1,0,1,0... o częstotliwości równej  $\frac{1}{2} f_0$ . Oznacza to, że co drugi impuls wejściowy przerzutnika będzie wywoływał powstanie impulsu na jednym z jego wyjść (zliczanie do dwóch).



Rys. 20.6. Cyfrowe liczniki do dwóch (a), do ośmiu (b)

Szeregowe połączenie kilku lub nawet kilkudziesięciu przerzutników, objętych pętlą zerującego sprzężenia zwrotnego, umożliwia tworzenie liczników cyfrowych dzielących impulsy wejściowe praktycznie przez dowolną liczbę. Schemat blokowy cyfrowego licznika do ośmiu przedstawia rysunek 20.6b. Ciąg impulsów 0,1,0,1... o częstotliwości  $f_0$  lub odpowiednia liczba impulsów  $n$  są dzielone w kolejnych prze-



rzutnikach  $P_1 - P_3$  przez  $2^3 = 8$ . Co ósmy jedynkowy impuls wejściowy powoduje pojawienie się sygnału "1" na wyjściu przerzutnika  $P_3$ , zerującego (sprzężenie zwrotne) wszystkie liczniki i umożliwiającego zliczanie od nowa następnych ośmiu impulsów. Odliczenie porcji ośmiu impulsów może być rejestrowane przez oddzielny układ cyfrowy. W podobny sposób można zrealizować układ, w którym co dziesiąty impuls wejściowy spowoduje zarejestrowanie impulsu wyjściowego. Układ taki będzie odliczał dziesiątki impulsów wejściowych i będzie elementarnym członem liczników cyfrowych liczących w systemie dziesiętnym (decymalnych).

Wszystkie liczniki, podobnie jak i pozostałe układy cyfrowe, są wykonywane w postaci scalonych układów półprzewodnikowych o dużej niezawodności działania i niewielkich wymiarach. Technologia mikropółprzewodnikowa umożliwia tworzenie bardzo złożonych struktur liczących (np. kalkulatorowych), realizujących skomplikowane operacje matematyczne i znajdujących zastosowanie m.in. w konstrukcjach cyfrowych maszyn matematycznych.

## 20.2. Układy sterowania

### 20.2.1. Sterowanie ręczne

Sterowanie ręczne spełnia najczęściej funkcję ręcznego utrzymywania wymaganego poziomu wielkości sterowanej. Jest ono najczęściej realizowane w układzie zamkniętym (por. rozdz. 15.2). Może być stosowane w procesach nie zakłócanych lub o niewielkim poziomie i częstotliwości zakłóceń, najczęściej przy równoczesnym zastosowaniu sygnalizacji przekroczenia dopuszczalnego zakresu zmian wielkości sterowanej. W przypadkach awarii układu regulacji automatycznej, sterowanie ręczne umożliwia utrzymanie prawidłowego przebiegu procesu technologicznego.

Obsługa zamkniętego układu sterowania ręcznego jest ułatwiona dzięki zastosowaniu zdalnego pomiaru wielkości sterowanej i urządzeń wykonawczych uruchamianych zdalnie za pośrednictwem stacyjek sterowniczych lub operacyjnych.



### 20.2.2. Sterowanie automatyczne

#### A. Kompensacja zakłóceń

Najprostszym rozwiązaniem automatyzującym proces technologiczny lub urządzenie w którym proces przebiega jest sterowanie automatyczne z kompensacją wielkości zakłócającej. Sterowanie to jest realizowane w układzie otwartym (rys. 15.2). W porównaniu ze sterowaniem ręcznym następuje tu częściowe wyeliminowanie udziału człowieka z prowadzenia procesu, jednak bez wprowadzania pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego (sygnał sterujący nie jest funkcją wielkości wyjściowej obiektu).

Przykładem sterowania z kompensacją zakłóceń może być pokazane na rysunku 23.2a sterowanie stosunkiem dopływu dwóch cieczy do reaktora. Przetwornik FE przepływu cieczy A steruje samoczynnie urządzeniem wykonawczym (zaworem) zainstalowanym w przewodzie dopływowym cieczy B. Zakłócające proces zmiany strumienia cieczy A są w ten sposób automatycznie kompensowane bez wprowadzania dodatkowego przetwornika przepływu cieczy B (jak w regulacji nadążnej stosunku na rysunku 23.2b) czy pomiaru jednego z parametrów mieszaniny opuszczającej reaktor (klasyczna regulacja automatyczna ze sprzężeniem zwrotnym). Należy zwrócić uwagę, że opisany układ sterowania pozostaje wrażliwy na inne oprócz zmian przepływu cieczy A czynniki zakłócające, np. zmiany składu (stężenia) jednej lub obu cieczy, czy ciśnienia cieczy B.

#### B. Sterowanie sekwencyjne

W wielu przypadkach istnieje konieczność automatyzacji nie tylko procesów i urządzeń o działaniu ciągłym lecz również obiektów działających okresowo, wymagających np. załączania i wyłączania urządzeń w odpowiednim momencie i kolejności (sekwencji), zależnie od potrzeb prowadzonego procesu. Czynności operatora urządzenia przejmują wtedy odpowiednie urządzenie sterujące, działające według założonego programu czasowego.

Sterowanie sekwencyjne (programowe) sprowadza się do odpowiednio uwarunkowanego załączania i wyłączania elementów urządzeń przez układ sterujący (sekwencer, programator). Ponieważ nie występuje tu sprzężenie zwrotne, otwarty układ sterowania sekwencyjnego nie jest układem regulacyjnym, chociaż jego funkcja automatyzacyjna (wyeliminowanie człowieka z procesu sterowania procesem technologicznym) jest tu w du-



zym stopniu spełniona. W przypadku wprowadzenia do układu sterowania sekwencyjnego elementów ujemnego sprzężenia zwrotnego, otrzymamy układ regulacji programowej.

Urządzeniem sterującym sekwencją operacji może być mechanizm krzywkowy, zespół przekaźników czasowych lub w najnowszych rozwiązaniach cyfrowy układ logiczny czy pamięć półprzewodnikowa.

Urządzenie krzywkowe stanowi rodzaj pamięci w rozwiązaniu mechanicznym. Poszczególne operacje, czasy ich trwania i parametry są tu zaprogramowane w postaci zespołu odpowiedniego kształtu krzywek, obracających się z określoną prędkością kątową i uruchamiających w funkcji czasu za pośrednictwem styków elektrycznych odpowiednie urządzenia wykonawcze. Program ma najczęściej charakter stały i nie może być zmieniany. Prostym przykładem urządzenia sterowanego sekwencyjnie za pomocą zespołu krzywek jest domowy automat pralniczy.

Bardziej złożone układy sterowania sekwencyjnego zawierają oprócz programatora krzywkowego tzw. przekaźniki czasowe: urządzenia elektryczne, w których można nastawiać czasy trwania poszczególnych operacji. Najnowsze rozwiązania układów sterowania sekwencyjnego wykorzystują mniej zawodne, bezstykowe półprzewodnikowe układy logiczne, opisane w rozdziale 20.1.

Przykładem sterowania sekwencyjnego jest sterowanie okresowej automatycznej wirówki cukrowniczej (np. typu LWA-51). Urządzenie krzykwo-przekaźnikowe umożliwia wykonanie bez udziału człowieka całej szarzy wirówki - napełnienia, przełączania prędkości obrotowej bębna, płukania i suszenia cukru, hamowania i opróżniania bębna, a także szeregu innych operacji pomocniczych (łącznie do 33 operacji).

### C. Sterowanie logiczne

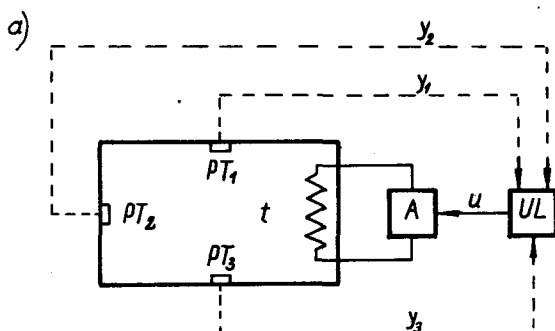
Jak już wspomniano, zastosowanie elementów logicznych umożliwia realizację nowoczesnych, bezstykowych układów sterowania sekwencyjnego. Dalszym rozwinięciem tych układów jest automatyczne sterowanie logiczne, pozwalające np. na uzależnienie sygnału sterującego lub regulującego od funkcji logicznej kilku zmiennych<sup>1/</sup>.

Przykładem rozwiązania sterowania logicznego jest regulacja logiczna temperatury w komorze chłodniczej, z wykorzystaniem trzech czujników pomiarowych (rys. 20.7a). Trzy dwupołożeniowe przetworniki temperatury  $PT_1$ ,  $PT_2$  i  $PT_3$  mierzą temperaturę w trzech punktach komory.

<sup>1/</sup>. Tego typu układy, przez wprowadzenie obwodów sprzężeń zwrotnych, stanowią połączenie sterowania w układzie otwartym i zamkniętym.



Jeżeli temperatura  $t$  w dwóch dowolnych punktach wzrośnie ponad  $-5^{\circ}\text{C}$ , powinien zostać uruchomiony agregat chłodniczy A. Włączeniem agregatu steruje dwupołożeniowy regulator z układem sterowania logicznego (UL).



b)

|                                                         |                    |       |   |   |   |   |   |   |   |   |
|---------------------------------------------------------|--------------------|-------|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $t \geq -5^{\circ}\text{C}$<br>$t < -5^{\circ}\text{C}$ | $y = 1$<br>$y = 0$ | $y_1$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
|                                                         |                    | $y_2$ | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
|                                                         |                    | $y_3$ | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| $A_{\text{zat}}$                                        | $u = 1$            | $u$   | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |

Rys. 20.7. Regulacja logiczna temperatury w komorze chłodniczej: a) schemat, b) tablica stanów

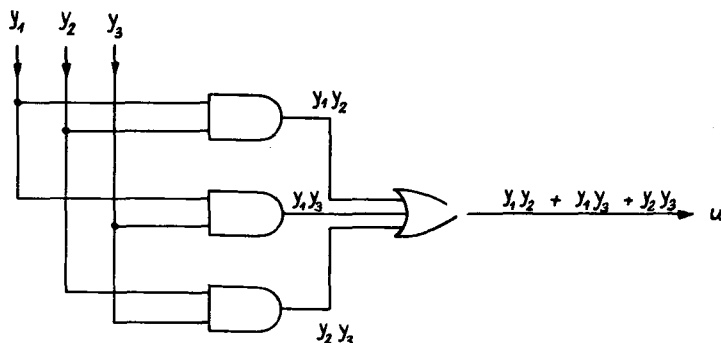
Przyjmując, że temperaturom  $t < -5^{\circ}\text{C}$  odpowiadają wartości 0 sygnałów  $y$  z przetworników, temperaturom  $t \geq -5^{\circ}\text{C}$  wartości 1; stanowi włączenie agregatu odpowiada  $u = 1$ , a stanowi wyłączenia  $u = 0$ , możemy sporządzić tablicę możliwych stanów układu (rys. 20.7b). Na podstawie tej tablicy można napisać równanie funkcji logicznej układu sterującego w postaci alternatywnej dla  $u = 1$

$$u = y_1 y_2 + y_1 y_3 + y_2 y_3. \quad (20.1)$$

Równanie to oznacza, że sygnał  $u$  będzie miał wartość 1, jeżeli  $y_1$  i  $y_2 = 1$  lub  $y_1$  i  $y_3 = 1$  lub  $y_2$  i  $y_3 = 1$ .



Przedstawioną zależność można zrealizować za pomocą układów przełącznikowych lub w nowoczesnych rozwiązaniach z wykorzystaniem elementarnych bezstykowych układów logicznych, jak to pokazano na rysunku 20.8.



Rys. 20.8. Realizacja układu logicznej regulacji temperatury w komorze chłodniczej

### 20.3. Sygnalizacja

Przy normalnej pracy układów regulacyjnych rola człowieka ogranicza się do nadzoru pracujących urządzeń - ich kontroli i konserwacji. Ze względu na możliwość awarii niektórych elementów, musi istnieć system sygnalizacyjny, informujący o prawidłowej pracy układu, wystąpieniu stanu awaryjnego czy przekroczeniu dopuszczalnej wartości któregoś z istotnych parametrów procesu.

W zależności od roli jaką ma spełniać sygnalizacja, dzieli się ją na:

1) kontrolno-wskaźnikową - dostarczającą informacji o prawidłowym funkcjonowaniu układu, najczęściej w postaci zestawu lampek lub diod elektroluminescencyjnych umieszczonych na tablicy z naniesionym schematem technologicznym; świecenie lampek sygnalizuje włączenie pompy, otwarcie zaworu, napełnienie zbiornika itp.,

2) ostrzegawczą - informującą o przekroczeniu dopuszczalnego zakresu zmian niektórych wielkości, np. poziomu cieczy czy ciśnienia w zbiorniku; zasady sygnalizacji ostrzegawczej (ekstremalnej) omówiono w rozdziale 14.1,





3) awaryjną - informującą o wystąpieniu awarii w układzie; zasady sygnalizacji awaryjnej są podobne jak w przypadku sygnalizacji ostrzegawczej.

#### 20.4. Blokada

Układy blokady stanowią istotną część wszystkich układów sterujących i regulujących. Ich zadaniem jest zabezpieczenie urządzeń przed pomyłkowym wykonaniem włączeń oraz powodowanie wyłączeń w sytuacjach grozących awarią. Blokada może być: mechaniczna, elektromechaniczna lub elektryczna.

Blokada mechaniczna jest realizowana w ten sposób, że np. wciśnięcie jednego z przycisków sterujących powoduje zwolnienie innych przycisków. Na takiej zasadzie są blokowane np. klawiszowe przełączniki zakresów w odbiornikach radiowych.

Blokada elektromechaniczna wykorzystuje rygle mechaniczne napędzane elektromagnesem, blokujące bądź zwalniające odpowiednie przełączniki czy elementy urządzeń. Przykładem tego typu blokady jest automatyczne elektromagnetyczne ryglowanie drzwi szybu windy osobowej.

Największe znaczenie ma blokada elektryczna, o bardzo uniwersalnym charakterze, wykorzystująca w tradycyjnym wykonaniu układy przekazników elektromagnetycznych. Blokada czynna powoduje automatyczne wyłączanie obwodów w przypadku stanu awarii (np. wyłączanie silnika elektrycznego w przypadku jego przeciążenia). Blokada bierna uniemożliwia załączanie obwodów elektrycznych w niewłaściwym momencie czy kolejności.

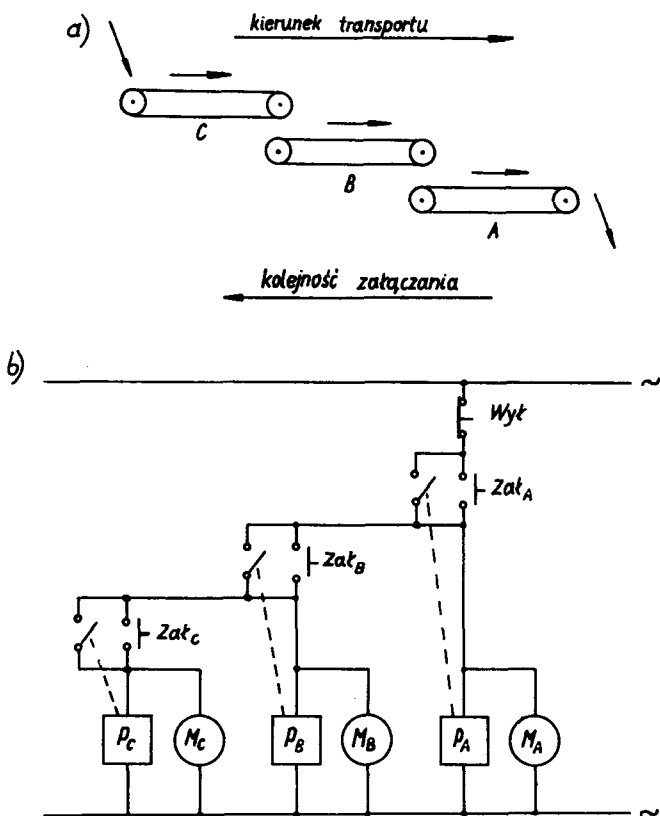
Przykładem często stosowanego rodzaju blokady jest sterowanie zespołem przenośników taśmowych (rys. 20.9a). Zadania blokady powinny tu być następujące:

1) kolejność uruchamiania przenośników A, B i C powinna być odwrotna w stosunku do kierunku transportu; zapobiega to spiętrzeniu się przenoszonych materiału na taśmie jeszcze nie pracującego przenośnika (blokada bierna),

2) w przypadku uszkodzenia (zatrzymania) jednego z przenośników, pozostałe powinny być natychmiast zatrzymane (blokada czynna),

3) wyłączanie układu powinno odbywać się w kolejności odwrotnej niż włączanie, w odpowiednich odstępach czasu, żeby na przenośnikach nie pozostał transportowany materiał (blokada bierna lub sterowanie sekwencyjne).





Rys. 20.9. Blokada sterowania zespołem przenośników: a) schemat zespołu, b) przekątnikowa blokada kolejności załączania

P - przekaźnik, M - silnik napędowy przenośnika

Przykład tradycyjnej realizacji celu 1) blokady, wykorzystującej przekaźniki elektromagnetyczne, przedstawia schemat na rysunku 20.9b. Układ umożliwia ręczne włączenie przenośników przyciskami "zał" tylko w kolejności A, B i C. Wyłączenie następuje równocześnie, przez rozwarzenie styków "wyt". Jak widać układ ma dużą liczbę styków, przekaźników, łączników - elementów wrażliwych na trudne warunki pracy.



Zrealizowanie pozostałych wymienionych celów blokady 2) i 3) wymagałoby jeszcze dalszego rozbudowania jej schematu.

Znaczne uproszczenie, ograniczenie liczby elementów stykowych i zwiększenie trwałości układów blokujących uzyskuje się przez zastąpienie przekaźników elektromagnetycznych nowoczesnymi półprzewodnikowymi układami logicznymi.



## 21. WSKAŹNIKI JAKOŚCI REGULACJI AUTOMATYCZNEJ

### 21.1. Statyczna dokładność regulacji

Statyczna dokładność regulacji określa dopuszczalną wartość statycznego błędu regulacji, występującego w ustalonym stanie pracy układu. Zagadnienie powstawania tego rodzaju błędu regulacji omówiono w rozdziale 18.2.1. Wartość bezwzględnego statycznego błędu regulacji  $\Delta e_{st}$ , określanego dla wielkości zakłócających o znanym poziomie, wyraża się wzorem

$$\Delta e_{st} = w - y_{st}, \quad (z_{st} = \text{const}) \quad (21.1)$$

gdzie:  $w$  - wartość wielkości zadanej,

$y_{st}$  - ustalona wartość wielkości regulowanej,

$z_{st}$  - ustalony poziom zakłóceń.

Zwykle określa się wartość względnego statycznego błędu regulacji, obliczaną w procentach maksymalnego zakresu zmian wielkości regulowanej  $\Delta y_{max}$

$$\Delta E_{st} = \frac{\Delta e_{st}}{\Delta y_{max}} \cdot 100 \leq E \quad [\%]. \quad (21.2)$$

Wartość  $E$  jest wyrażonym procentowo wskaźnikiem statycznej dokładności układu regulacji. Jeżeli np. w układzie regulacji natężenia przepływu cieczy maksymalny zakres zmian wielkości regulowanej wynosi 3...9 m<sup>3</sup>/min ( $\Delta y_{max} = 6$  m<sup>3</sup>/min), natomiast bezwzględne odchylenie statyczne regulacji wywołane zakłóceniami o określonym, np. maksymalnym poziomie nie przekracza  $\Delta e_{st} = 0,2$  m<sup>3</sup>/min, to statyczna dokładność regulacji, zgodnie z wzorem (21.2) wynosi  $E = 3,3\%$ .

Jak wyjaśniono w rozdziale 18.2, zwiększanie wzmocnienia proporcjonalnego ( $K_p$ ) regulatora ciągłego (także impulsowego) zmniejsza statyczny błąd regulacji (do pewnej granicy wartości  $K_p$  nazywanej granicą stabilności), natomiast działanie całkujące regulatora może sprowadzić ten błąd do zera.



## 21.2. Dynamiczna dokładność regulacji

Podstawowym warunkiem prawidłowej regulacji jest stabilność jej układu - regulatora współpracującego z układem pomiarowym, urządzeniem wykonawczym i obiektem regulacji. Pojęcie stabilności jest najczęściej wiązane z osiąganiem przez układ równowagi trwałej<sup>1/</sup>. Warunek stabilności nie jest jednak precyzyjny. Jeżeli układ jest stabilny, to wiemy jedynie, że przebiegi przejściowe w tym układzie zanikają; nie znamy jednak tak istotnych w praktyce własności jak rodzaj przebiegu, wartości odchyłek maksymalnych czy czas zanikania przebiegów przejściowych. Wszystkie te elementy składają się łącznie na pojęcie dynamicznej dokładności regulacji.

### 21.2.1. Stabilność asymptotyczna

Stabilność asymptotyczna jest cechą układu regulatora wraz z obiektem polegającą na powracaniu do stanu równowagi po wprowadzeniu zakłócenia wytrącającego układ z tego stanu. Ocenę stabilności asymptotycznej można przeprowadzić najprościej za pomocą analizy jego zachowania się w stanach przejściowych, np. po skokowej zmianie wielkości zakłócającej obiekt. Przykłady charakterystyk skokowych stabilnych asymptotycznie i niestabilnych układów regulacji pokazano na rysunku 21.1.

Przyczyną niestabilności układu regulacji może być wystąpienie dodatniego sprzężenia zwrotnego, np. wskutek przekroczenia wzmocnienia krytycznego. Powodem bywa też znaczne opóźnienie występujące w obiekcie lub zespole pomiarowym wielkości regulowanej, wywołujące przesunięcie fazy sygnałów i zniekształcające sygnał ujemnego sprzężenia zwrotnego stanowiącego podstawę działania układów automatycznej regulacji.

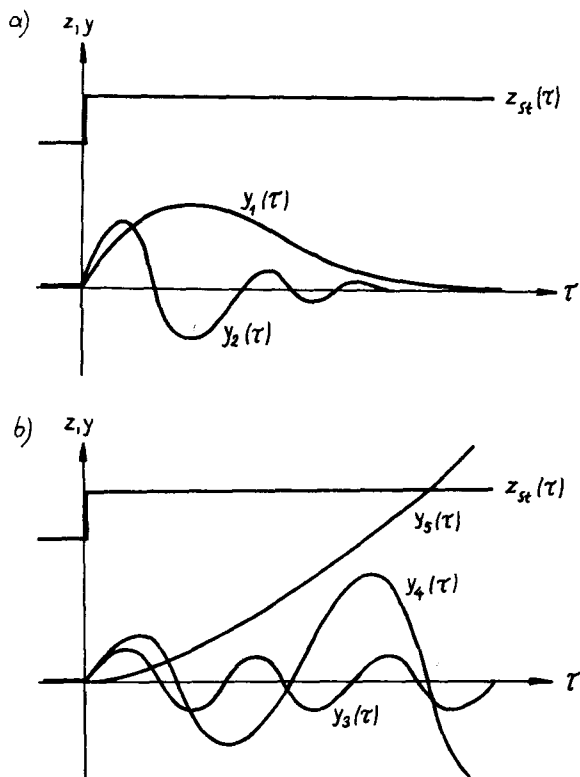
Ogólnie można stwierdzić, że zwiększanie całkowitego wzmocnienia układu regulacji (obektu, przetwornika, regulatora i urządzenia wykonawczego) powoduje zbliżanie się do granicy stabilności. Nie powinno się przekraczać odstępu  $-6$  dB ( $0,5 \times$ ) od tej granicy, którą jest tzw. wzmocnienie krytyczne (por. rozdz. 22.2.2b). Również zwiększanie całkowitego działania regulatora zmniejsza odstęp od granicy stabilności. Korzystny wpływ na stabilność układu regulacji ma natomiast

---

<sup>1/</sup> W teorii sterowania używa się częściej określenia stabilności wg Lapunowa [6]. W praktyce stabilność bada się za pomocą kryteriów Hurwitza, Michajłowa czy Nyquista [6,36].



działanie różniczkujące regulatora, zmniejszające szkodliwość opóźnienia sygnału wielkości regulowanej.

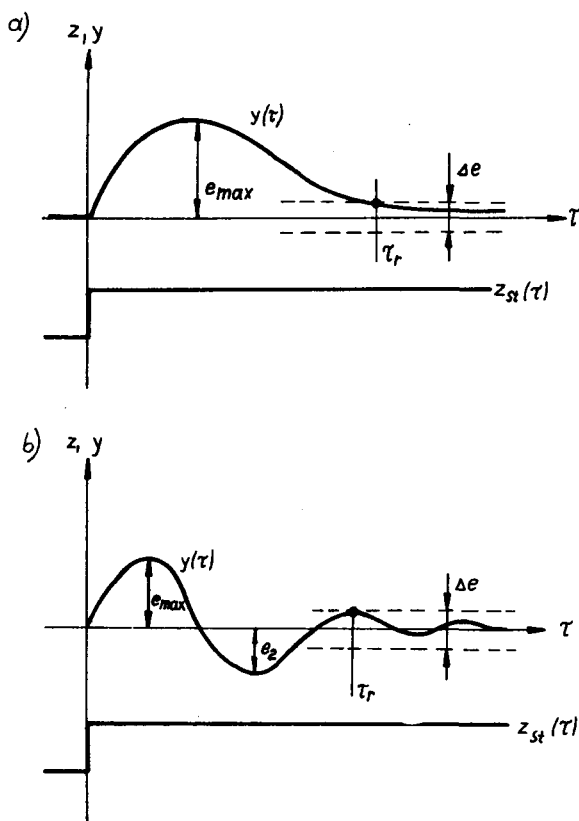


Rys. 21.1. Przebiegi przejściowe w stabilnym asymptotycznie (a) i niestabilnym (b) układzie regulacji

#### 21.2.2. Cechy odpowiedzi skokowej

Analizując dwa możliwe do uzyskania przebiegi charakterystyk skokowych stabilnych asymptotycznie układów regulacji (rys. 21.2) można wyróżnić kilka wskaźników określających dynamiczną dokładność regulacji.





Rys. 21.2. Charakterystyki skokowe stabilnych układów regulacji: a) aperiodyczna, b) oscylująca

#### A. Aperiodyczność

Aperiodyczne przebiegi  $y(\tau)$  charakteryzują się brakiem oscylacji (rys. 21.2a). Wartość  $y$ , po odchyleniu od stanu równowagi wskutek skokowej zmiany poziomu zakłóceń, dąży asymptotycznie do wartości ustalonej. Oscylujące (periodyczne) przebiegi  $y(\tau)$  charakteryzują się występowaniem gasnących oscylacji wartości  $y$  (rys. 21.2b). Przebiegi periodyczne są bardziej korzystne dla układu regulacji, ze względu na symetrię błędów regulacji w przebiegach nieustalonych.



### B. Czas regulacji

Czasem regulacji (czasem ustalania)  $\tau_r$  nazywa się czas liczony od chwili wymuszenia skoku wielkości zakłócającej do chwili, w której odchylenie regulacji jest stale mniejsze od założonych granic  $\Delta e$ . Zwykle przyjmuje się wartość  $\Delta e = \pm 0,05 \Delta y_{\max}$ , gdzie  $\Delta y_{\max}$  jest maksymalnym zakresem zmian wielkości regulowanej.

Czas regulacji jest zależny od własności dynamicznych całego układu regulacji. Ma on większą wartość w przypadku regulacji obiektów opóźniających i astatycznych. Wprowadzenie całkującego działania regulatora wydłuża czas regulacji w przybliżeniu dwukrotnie.

### C. Odchylenie maksymalne

Odchylenie maksymalne  $e_{\max}$  jest maksymalnym odchyleniem wielkości regulowanej od asymptoty przebiegu nieustalonego. Ma ono zwykle większą wartość w oscylacyjnych przebiegach charakterystyki skokowej układu regulacji.

### D. Przeregulowanie

Przeregulowanie  $\sigma$  definiuje się wzorem

$$\sigma = \frac{|e_2|}{|e_{\max}|} \cdot 100 \quad [\%], \quad (21.3)$$

w którym  $e_{\max}$  i  $e_2$  są kolejnymi odchyleniami wielkości regulowanej od asymptoty przebiegu nieustalonego. Im silniej są tłumione przebiegi oscylacyjne, tym mniejsza jest wartość  $\sigma$ . W układach aperiodycznych  $\sigma = 0$ . W miarę zbliżania się do granicy stabilności układu periodycznego przeregulowanie rośnie, aby osiągnąć 100% (oscylacje niegasnące,  $y_3(\tau)$  na rys. 21.1b) lub nawet przekroczyć 100% (oscylacje rosnące,  $y_4(\tau)$  na rys. 21.1b). Przy odstępnie od wzmocnienia krytycznego (granicy stabilności) wynoszącym -6 dB,  $\sigma \approx 20\%$ .

### 21.2.3. Całkowe wskaźniki jakości regulacji

Całkowe wskaźniki jakości regulacji pozwalają ocenić tę jakość w dłuższym odcinku czasu. Uwzględniają tzw. pole regulacji, tzn. pole powierzchni zawartej między krzywą wielkości regulowanej i asymptotą, do której dąży ta krzywa. Im mniejsze pole regulacji, tym lepsza jej dynamiczna jakość. Podejście takie ma również aspekt ekonomiczny,





ponieważ wydajność czy jakość procesu jest często odwrotną funkcją wielkości i czasu trwania odchylenia regulacji, a celem automatyzacji jest m.in. maksymalizacja wydajności i jakości produkcji.

Dla układów aperiodycznych oblicza się wskaźnik

$$I_1 = \int_0^{\infty} e(\tau) d\tau \quad (21.4)$$

natomiast dla układów oscylacyjnych jest odpowiedni wskaźnik kwadratu-  
wy

$$I_2 = \int_0^{\infty} e^2(\tau) d\tau \quad (21.5)$$

pozwalający na uwzględnienie dodatnich i ujemnych wartości  $e(\tau)$ .



## 22. PROJEKTOWANIE UKŁADÓW REGULACJI

### 22.1. Identyfikacja obiektu regulacji

Identyfikacja charakteru i własności obiektu regulacji, a często całego układu pomiarowo-regulacyjnego, jest podstawowym warunkiem prawidłowego zaprojektowania układu regulacji oraz doboru warunków jego pracy. Własności obiektu mogą być w większości przypadków określone z wyprowadzonego wzoru (modelu) matematycznego, często jednak łatwiejsze jest doświadczalne wyznaczenie charakterystyk badanego układu.

Własności przetworników i obiektów powinny być w zasadzie określone przez technologa, który najlepiej rozumie fizyczną i chemiczną stronę procesu. Dopiero w trudniejszych przypadkach jest tu konieczna pomoc automatyka. Niżej podano ogólne zasady określania charakterystyk obiektu regulacji. Bardziej szczegółowe informacje na ten temat zawiera literatura [3,5,6,18].

#### A. Charakterystyka statyczna

Wyznaczenie charakterystyki statycznej badanego układu wymaga zainstalowania dwóch przetworników pomiarowych: przetwornika sygnału wejściowego i przetwornika sygnału wyjściowego. Przetworniki te uruchamiają odpowiednie mierniki wyjściowe lub dwukanałowy rejestrator. Zmieniając skokowo wartości sygnału wejściowego  $X$ , rejestruje się odpowiadające im wartości sygnału wyjściowego  $Y$  po ich ustaleniu się. Należy przy tym zwrócić uwagę, czy zmienne wielkości zakłócające nie zniekształcają przebiegu charakterystyki.

Pomiary powinny być przeprowadzone w całym mogącym wchodzić w grę zakresie zmian sygnałów  $X$  i  $Y$ , co jest możliwe tylko w układach wyłączonych z normalnej eksploatacji lub doświadczalnych. W warunkach ruchowych należy ograniczyć się do wyznaczenia niewielkiego odcinka charakterystyki w pobliżu punktu normalnej pracy układu ( $X_{pr}$ ).

Wynikiem pomiaru jest charakterystyka  $Y = f(X)$  w warunkach statycznych. Metodą analityczną lub graficzną można wyznaczyć nachylenie całej charakterystyki  $\frac{\Delta Y}{\Delta X}$  (wzmocnienie statyczne obiektu  $K_0$ ) lub w przypadku jej nieliniowego przebiegu nachylenie w punkcie normalnej pracy obiektu  $\frac{dY}{dX}$  (wzmocnienie różniczkowe obiektu  $K'_0$ ), poruszone w rozdziale 16.1.1.



## B. Charakterystyka dynamiczna skokowa

Wyznaczenie charakterystyki dynamicznej skokowej wymaga wykonania skoku wielkości wejściowej obiektu (wymuszenia skokowego  $X_{st}$ ) i zbadania przebiegu odpowiedzi sygnału wyjściowego  $Y(\tau)$ . Pomiaru charakterystyki dokonuje się najczęściej w niewielkim obszarze wokół wybranego punktu pracy układu i przy skoku wartości  $X$  wynoszącym 5 do 15% całego normalnego zakresu zmian tej wielkości <sup>1</sup>/.

Analizując przebieg charakterystyki dynamicznej skokowej  $Y = f(\tau)$  można zidentyfikować badany obiekt, tzn. określić jego charakter (statyczny, astatyczny, całkujący, różniczkujący, złożony) oraz wyznaczyć jego podstawowe parametry dynamiczne - czas opóźnienia, stałą czasową, stałą czasową całkowania czy różniczkowania (patrz rozdz. 16.3).

### 22.2. Wybór i optymalizacja regulatora

Przy wyborze rodzaju regulatora decydującą rolę odgrywają dynamiczne własności obiektu regulacji. Najprostszym kryterium wyboru jest wartość stosunku czasu opóźnienia  $\tau_0$  do stałej czasowej  $T$  lub stosunku odpowiednich wielkości zastępczych. Wpływ wartości stosunku  $\frac{\tau_0}{T}$  na łatwość regulacji i rodzaj stosowanego regulatora przedstawia tabela 22.1, natomiast na rysunku 22.1 pokazano własności dynamiczne ważniejszych obiektów regulacji.

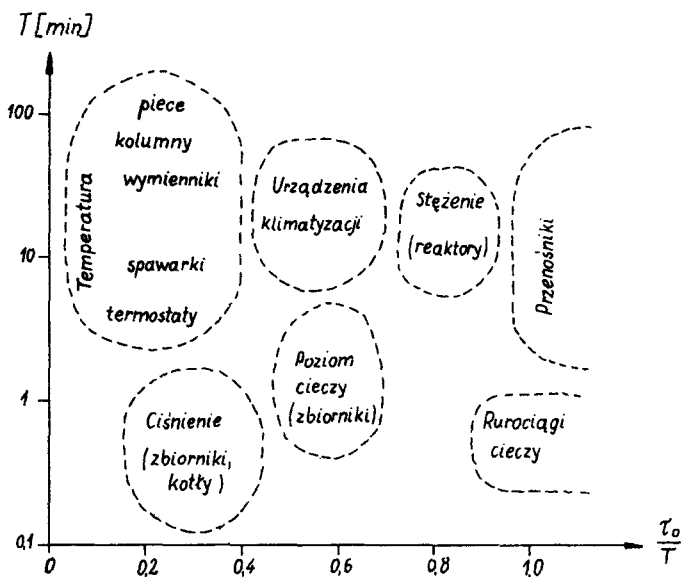
T a b e l a 22.1

| Wartość $\frac{\tau_0}{T}$ | łatwość regulacji | Rodzaj regulatora                          |
|----------------------------|-------------------|--------------------------------------------|
| < 0,1                      | bardzo duża       | dwupołożeniowy                             |
| < 0,2                      | duża              | dwupołożeniowy, impulsowy, ciągły (P)      |
| < 0,7                      | średnia           | impulsowy, ciągły (P, PID)                 |
| < 1                        | mała              | ciągły PID                                 |
| > 1                        | bardzo mała       | układy specjalne (np. regulacja kaskadowa) |

<sup>1</sup>/Dotyczy to zwłaszcza układów nieliniowych z linearyzowaną charakterystyką statyczną. W układach liniowych zakres zmian wartości  $X$  może być większy (do 100%).



Ogólnie można stwierdzić, że duża stała czasowa obiektu nie stwarza większych trudności w jego regulacji. Dopiero znaczny czas opóźnienia, może przy niewielkiej inercji obiektu wręcz uniemożliwić prawidłowe funkcjonowanie prostego układu regulacji automatycznej. W obiekcie z opóźnieniem regulator nie jest w stanie zmniejszyć powstającego odchylenia regulacji, ponieważ przez czas opóźnienia po prostu o nim "nie wie". Prowadzi to do powstania dodatniego sprzężenia zwrotnego i przekroczenia granicy stabilności układu. Z tych względów trudnymi do regulacji są np. wydajności niektórych przenośników czy przepływy w długich rurociągach.



Rys. 22.1. Własności dynamiczne ważniejszych obiektów regulacji

Drugim czynnikiem wpływającym na rodzaj zastosowanego regulatora jest dynamika zakłóceń pracy obiektu. Jak wyjaśniono w rozdziale 18.2 regulator PI zapewnia dobrą jakość regulacji tylko przy zakłóceniach wolnozmiennych, natomiast regulator PD przy szybkozmiennych. Przy obu rodzajach zakłóceń należy stosować regulator ciągły o charakterystyce PID.



### 22.2.1. Optymalne nastawy regulatora PID

Obecnie produkowane regulatory ciągle PID mają charakter uniwersalny i umożliwiają dopasowanie swoich własności do własności większości obiektów regulacji. Można w nich nastawiać bezstopniowo i w szerokich granicach stałe współczynniki algorytmu PID (wzór 18.28):

$$X_p = 3...500\% (|K_p| = 33...0,2),$$

$$T_I = 0,1...30 \text{ min},$$

$$T_D = 0...10 \text{ min},$$

a także zmieniać kierunek nachylenia charakterystyki statycznej ( $K_p > 0$  lub  $K_p < 0$ ). Zaprojektowanie układu regulacyjnego z regulatorem, P, PI lub PID (regulatory PD oraz przekąźnikowe są stosowane w przemyśle rzadziej) wymaga więc przeprowadzenia optymalizacji parametrów tego regulatora w danym układzie regulacji, tzw. dobrania nastaw regulatora.

#### A. Określenie nastaw z tabel

W przypadku gdy znamy wzmocnienie statyczne obiektu regulacji  $K_p$  (lub wzmocnienie różniczkowe  $K'_0$ ), jego stałą czasową  $T$  i czas opóźnienia  $\tau_0$  (lub odpowiednie parametry zastępcze), wyznaczone np. z charakterystyki statycznej i dynamicznej, a także zidentyfikowaliśmy rodzaj obiektu (statyczny lub astatyczny), możemy w celu dobrania nastaw regulatora posłużyć się tabelami opracowanymi na podstawie badań modelowych i doświadczeń eksploatacyjnych (tabele 22.2 i 22.3). Do korzystania z tabel jest konieczna znajomość wypadkowego wzmocnienia  $K_z$  całego zespołu regulującego, na które składa się wzmocnienie regulatora ( $K_p$ ), przetwornika pomiarowego ( $K_y$ ) i urządzenia wykonawczego ( $K_w$ ), przy czym

$$K_z = K_p \cdot K_y \cdot K_w, \quad (22.1)$$

Przykład liczbowy dobrania nastaw regulatora z tabel podano w rozdziale 22.2.3.



T a b e l a 22.2

Optymalne nastawy regulatora PID dla obiektu statycznego [6]

| Wskaźnik jakości regulacji             | Regulator | Nastawy regulatora                     |                              |                      | Czas regulacji          |
|----------------------------------------|-----------|----------------------------------------|------------------------------|----------------------|-------------------------|
|                                        |           | $K_z \cdot K_o \cdot \frac{\tau_o}{T}$ | $\frac{T_I}{\tau_o}$         | $\frac{T_D}{\tau_o}$ | $\frac{\tau_r}{\tau_o}$ |
| $\alpha = 0$<br>$\tau_r = \min$        | P         | 0,3                                    | -                            | -                    | 4,5                     |
|                                        | PI        | 0,6                                    | $0,8 + 0,5 \frac{T}{\tau_o}$ | -                    | 8                       |
|                                        | PID       | 0,95                                   | 2,4                          | 0,4                  | 5,5                     |
| $\alpha = 20\%$<br>$\tau_r = \min$     | P         | 0,7                                    | -                            | -                    | 6,5                     |
|                                        | PI        | 0,7                                    | $1 + 0,3 \frac{T}{\tau_o}$   | -                    | 12                      |
|                                        | PID       | 1,2                                    | 2,0                          | 0,4                  | 7                       |
| $\int_0^\infty e^2(\tau) d\tau = \min$ | PI        | 1,0                                    | $1 + 0,35 \frac{T}{\tau_o}$  | -                    | 16                      |
|                                        | PID       | 1,4                                    | 1,3                          | 0,5                  | 10                      |

T a b e l a 22.3

Optymalne nastawy regulatora PID dla obiektu astatycznego [6]

| Wskaźnik jakości regulacji             | Regulator | Nastawy regulatora           |                      |                      | Czas regulacji          |
|----------------------------------------|-----------|------------------------------|----------------------|----------------------|-------------------------|
|                                        |           | $K_z \cdot \frac{\tau_o}{T}$ | $\frac{T_I}{\tau_o}$ | $\frac{T_D}{\tau_o}$ | $\frac{\tau_r}{\tau_o}$ |
| $\alpha = 0$<br>$\tau_r = \min$        | P         | 0,37                         | -                    | -                    | 5,5                     |
|                                        | PI        | 0,46                         | 5,75                 | -                    | 13,2                    |
|                                        | PID       | 0,65                         | 5,0                  | 0,23                 | 9,8                     |
| $\alpha = 20\%$<br>$\tau_r = \min$     | P         | 0,7                          | -                    | -                    | 7,5                     |
|                                        | PI        | 0,7                          | 3,0                  | -                    | 15                      |
|                                        | PID       | 1,1                          | 2,0                  | 0,37                 | 12                      |
| $\int_0^\infty e^2(\tau) d\tau = \min$ | PI        | 1,05                         | 4,3                  | -                    | 18                      |
|                                        | PID       | 1,37                         | 1,6                  | 0,51                 | 15                      |



### B. Metoda Zieglera i Nicholisa

Często wygodniejszą metodą jest doświadczalne wyznaczenie nastaw regulatora P, PI lub PID według Zieglera i Nicholisa [6]. Po zainstalowaniu regulatora w układzie regulacji, minimalizuje się jego działanie całkujące (nastawia się  $T_I = \max$ ) i działanie różniczkujące (nastawia się  $T_D = \min$ ). Regulator uzyskuje charakterystykę zbliżoną do proporcjonalnej. Nastawia się najmniejsze wzmocnienie regulatora ( $X_p = \max$ ) i uruchamia układ regulacji. Zwiększając stopniowo wzmocnienie regulatora doprowadza się do wystąpienia w układzie niegasnących oscylacji wielkości regulowanej – osiągnięcia granicy stabilności układu. Przy tym krytycznym zakresie proporcjonalności  $X_{pkr}$  (krytycznym wzmocnieniu  $K_{pkr}$ ) mierzy się okres powstałych oscylacji  $T_{osc}$ . W zależności od zastosowanego rodzaju regulatora optymalne nastawy można obliczyć wg tabeli 22.4.

T a b e l a 22.4

Optymalne nastawy regulatora PID wg Zieglera i Nicholisa

| Rodzaj regulatora | Nastawy       |                                       |                |
|-------------------|---------------|---------------------------------------|----------------|
|                   | $X_p$         | $T_I$                                 | $T_D$          |
| P                 | $2 X_{pkr}$   | stosować wyłącznie regulator P lub PD | minimum        |
| PI                | $2,2 X_{pkr}$ | $0,85 T_{osc}$                        | minimum        |
| PID               | $1,7 X_{pkr}$ | $0,5 T_{osc}$                         | $0,12 T_{osc}$ |

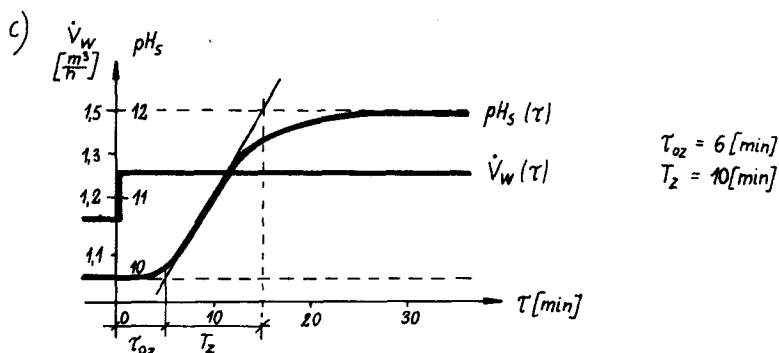
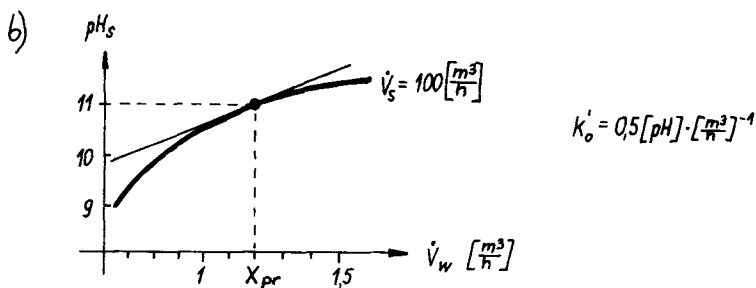
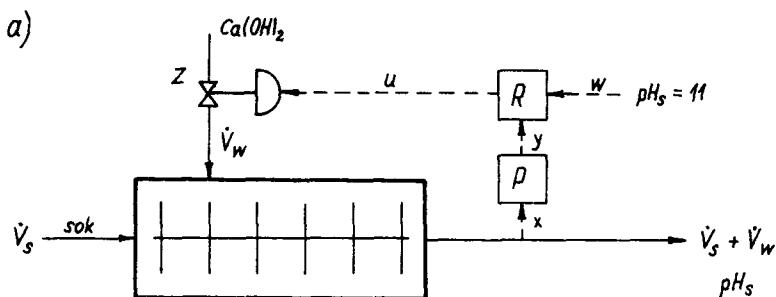
Metoda Zieglera i Nicholisa nie wymaga przeprowadzenia identyfikacji obiektu regulacji, pozwala na uzyskanie przebiegów przejściowych z przeregulowaniem  $\sigma \approx 20\%$  (wartość  $2 X_{pkr}$  odpowiada odstępowi od granicy stabilności równemu  $-6$  dB) oraz z minimalnym czasem regulacji  $\tau_r$ .

#### 22.2.2. Przykład liczbowy

Należy określić rodzaj i nastawy regulatora zastosowanego w cukrowni w układzie stałowartościowej regulacji pH nawapniacza wstępnego. Schemat układu regulacji przedstawia rys. 22.2a. Do nawapniacza dopły-



wają: sok surowy z ekstraktora z natężeniem  $\dot{V}_s$  oraz mleko wapienne z natężeniem  $\dot{V}_w$ . Roztwór opuszczający nawapniacz musi posiadać ściśle określoną wartość  $\text{pH}_s$ , niezależną od zmian wartości  $\dot{V}_s$  i innych wiel-



Rys. 22.2. Układ regulacji pH w nawapniaczu wstępnym: a) schemat blokowy, b) charakterystyka statyczna obiektu, c) charakterystyka skokowa obiektu





kości zakłócających, np. zmian stężenia  $\text{Ca}(\text{OH})_2$ . Układ regulacji stałowartościowej z przetwornikiem pH (P) i regulatorem (R) oddziałuje na strumień  $\dot{V}_w$  za pośrednictwem zaworu regulacyjnego z siłownikiem (Z) i stara się utrzymać zadaną wartość  $\text{pH}_s$ , wynoszącą 11.

#### A. Charakterystyka statyczna obiektu regulacji

Charakterystyką statyczną obiektu regulacji (nawapniacza) jest zależność  $\text{pH}_s$  od  $\dot{V}_s$  i  $\dot{V}_w$ , wykreślona na rysunku 22.2b dla jednej, średniej wartości  $\dot{V}_s = 100 \text{ m}^3/\text{h}$  i średniego stężenia  $\text{Ca}(\text{OH})_2$  (gęstość mleka wapiennego  $\rho_w = 1160 \text{ kg/m}^3$ ). Charakterystykę tę można określić nawet w warunkach laboratoryjnych, mierząc wartości pH próbek soku zmieszanego w różnych proporcjach z mlekiem wapiennym. Ze względu na charakter procesu nawapniania, przebieg charakterystyki jest nieliniowy, dokonujemy więc jej linearyzacji i wzmocnienie obiektu wyznaczamy dla jego normalnego punktu pracy  $X_{pr}$ , przy  $\text{pH}_s = 11$  i  $\dot{V}_w = 1,2 \text{ m}^3/\text{h}$

$$K'_0 = \left( \frac{d\text{pH}_s}{d\dot{V}_w} \right)_{X_{pr}} = 0,5 \quad [\text{pH}] \cdot \left[ \frac{\text{m}^3}{\text{h}} \right]^{-1}. \quad (22.2)$$

#### B. Charakterystyka dynamiczna

Analizując wykres zbadanej charakterystyki dynamicznej skokowej linearyzowanego obiektu regulacji dla skoku wartości  $\dot{V}_w$  od 1,17 do 1,22  $\text{m}^3/\text{h}$  (10% zakresu zmian  $\dot{V}_w$ ), rysunek 22.2c, można stwierdzić, że jest to statyczny obiekt inercyjny wyższego rzędu o zastępczych parametrach dynamicznych  $\tau_{0z} = 6 \text{ min}$  i  $T_z = 10 \text{ min}$ . Informacje te pozwalają wybrać rodzaj regulatora wg tabeli 22.1

$$\frac{\tau_0}{T} = \frac{6}{10} = 0,6. \quad (22.3)$$

Ponieważ

$$0,2 < 0,6 < 0,7 \quad (22.4)$$

i układ regulacji powinien być odporny na różne rodzaje zakłóceń przy jak najmniejszej wartości statycznego błędu regulacji, należy zastosować regulator ciągły o charakterystyce PID.



## C. Wzmocnienia przetworników

Na wypadkowe wzmocnienie zespołu regulującego składają się zgodnie ze wzorem (22.1) wzmocnienia: przetwornika pomiarowego ( $K_y$ ), regulatora ( $K_p$ ) i urządzenia wykonawczego ( $K_w$ ). Zastosowany przetwornik pH ma zakres pomiarowy 6...12 pH i dostarcza wraz z wtórnym przetwornikiem elektropneumatycznym standardowego sygnału pneumatycznego o zakresie zmian  $\Delta p = 20...100$  kPa

$$K_y = \frac{\Delta p}{\Delta pH} = \frac{80}{6} = 13,33 \quad [kPa] \cdot [pH]^{-1}. \quad (22.5)$$

Siłownik pneumatyczny wraz z zaworem o dobranej średnicy i liniowej charakterystyce oraz z ustawnikiem pozycyjnym zmieniają natężenie przepływu mleka wapiennego  $\dot{V}_w$  w zakresie 0...3 m<sup>3</sup>/h przy standardowej zmianie sygnału sterującego  $\Delta p = 20...100$  kPa

$$K_w = \frac{\Delta \dot{V}_w}{\Delta p} = \frac{3}{80} = 0,0375 \quad \left[\frac{m^3}{h}\right] \cdot [kPa]^{-1}. \quad (22.6)$$

## D. Wzmocnienie zespołu regulującego

Zgodnie ze wzorem (22.1) wzmocnienie całego zespołu regulującego wynosi

$$\begin{aligned} K_z &= K_p \cdot 13,33 \quad [kPa] \cdot [pH]^{-1} \cdot 0,0375 \quad \left[\frac{m^3}{h}\right] \cdot [kPa]^{-1} = \\ &= 0,5 K_p \quad \left[\frac{m^3}{h}\right] \cdot [pH]^{-1}. \end{aligned}$$

## E. Nastawy regulatora

Zakładając wskaźniki jakości regulacji  $\mathcal{K} = 20\%$  i  $\tau_r = \min$ , z odpowiedniej rubryki tabeli 22.1 odczytujemy

$$K_z \cdot K_o \cdot \frac{\tau_o}{T} = 1,2. \quad (22.7)$$

Podstawiając znalezione wartości  $K_z$ ,  $K_o$ ,  $\tau_o$  i  $T$  możemy obliczyć wymagane wzmocnienie regulatora, które będzie liczbą bezwymiarową



$$0,5 K_p \cdot 0,5 \cdot 0,6 = 1,2,$$

$$K_p = 8;$$

stąd obliczony z wzoru (18.6) zakres proporcjonalności regulatora wynosi

$$X_p = \frac{100}{|K_p|} = 12,5\%. \quad (22.8)$$

Z następnych rubryk tabeli 22.1 odczytujemy:

$$\frac{T_I}{\tau_o} = 2,0 \quad \text{stąd} \quad T_I = 12 \text{ min}, \quad (22.9)$$

$$\frac{T_D}{\tau_o} = 0,4 \quad \text{stąd} \quad T_D = 2,4 \text{ min}. \quad (22.10)$$

Optymalne nastawy regulatora PID zastosowanego w analizowanym układzie regulacji powinny więc wynosić:

$$X_p = 12,5\%,$$

$$T_I = 12 \text{ min},$$

$$T_D = 2,4 \text{ min}.$$

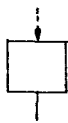
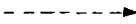
Ponieważ wzrost pH roztworu opuszczającego nawapniacz powodować zmniejszenie strumienia mleka wapiennego, regulator musi pracować w układzie "normalnym" tzw.  $K_p > 0$  (patrz równanie 18.3).

### 22.3. Schematy technologiczne automatyzacji

Dużym ułatwieniem w porozumiewaniu się technologa z automatykiem jest stosowanie znormalizowanych schematów regulacji automatycznej procesów technologicznych [92]. Schematy te znacznie skracają i upraszczają opisy projektów automatyki.



Symbole graficzne na schematach automatyki [92]

| Symbol                                                                            | Nazwa                                        |
|-----------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------|
|  | punkt pomiarowo-regulacyjny (PA) miejscowy   |
|  | punkt pomiarowo-regulacyjny (PA) zdalny nr 1 |
|  | urządzenie wykonawcze                        |
|  | droga i kierunek sygnału                     |
|  | połączenie punktu PA z obiektem              |

Schematy układów automatyki naniesione na schemat technologiczny procesu składają się z symboli graficznych i oznaczeń literowych. Najważniejsze symbole graficzne podaje tablica 22.1. Punkt pomiarowo-regulacyjny (PA) oznacza zespół pomiarowy lub układ pomiarowo-regulacyjny, związany z obiektem w celu uzyskania informacji o procesie i oddziaływania nań zgodnie z założonym algorytmem. Cienka linia ciągła łączy punkt PA z obiektem w miejscu pomiaru wielkości regulowanej lub tylko kontrolowanej. Linie przerywane wskazują, dokąd są przekazywane sygnały. W kółku PA umieszcza się litery, objaśniające funkcje danego układu; znaczenie liter w zależności od kolejnej ich pozycji w symbolu PA wyjaśnia tabela 22.5.



Najważniejsze oznaczenia literowe na schematach technologicznych automatyki [92]

| Litery | Kolejność liter w oznaczeniu |                          |                               |                        |                          |
|--------|------------------------------|--------------------------|-------------------------------|------------------------|--------------------------|
|        | 1                            | 2                        | 3                             | 4                      | 5                        |
|        | Wielkości mierzone           |                          | Funkcje przyrządów i urządzeń |                        |                          |
|        | oznaczenie podstawowe        | oznaczenie uzupełniające | informacyjna                  | wyjściowa              | oznaczenie uzupełniające |
| L      | 1                            | 2                        | 3                             | 4                      | 5                        |
| A      | skład                        | -                        | -                             | -                      | sygnalizacja alarmowa    |
| B      | płomień                      | -                        | -                             | -                      |                          |
| C      | przewodność                  | -                        | -                             | regulacja automatyczna | -                        |
| D      | gęstość                      | różnica                  | -                             | -                      | -                        |
| E      | napięcie, SEM                | -                        | sygnał bez wskazań            | -                      | -                        |
| F      | natężenie przepływu          | stosunek                 | -                             | -                      | -                        |
| H      | wymuszenie ręczne            | -                        | -                             | -                      | sygnalizacja maximum     |
| I      | natężenie prądu              | -                        | wskazania                     | -                      |                          |
| J      | moc                          | przełączanie             | -                             | -                      | -                        |



| Litery | Kolejność liter w oznaczeniu |                          |                               |                                       |                          |
|--------|------------------------------|--------------------------|-------------------------------|---------------------------------------|--------------------------|
|        | 1                            | 2                        | 3                             | 4                                     | 5                        |
|        | Wielkości mierzone           |                          | Funkcje przyrządów i urządzeń |                                       |                          |
|        | oznaczenie podstawowe        | oznaczenie uzupełniające | informacyjna                  | wyjściowa                             | oznaczenie uzupełniające |
| L      | 1                            | 2                        | 3                             | 4                                     | 5                        |
| K      | czas, program                | -                        | -                             | nastawianie algorytmu                 | -                        |
| L      | poziom                       | -                        | -                             | -                                     | sygnalizacja minimum     |
| M      | wilgotność                   | -                        | -                             | -                                     | sygnalizacja średniej    |
| P      | ciśnienie                    | -                        | -                             | -                                     | -                        |
| Q      | ilość produktu               | zliczanie, całkowanie    | -                             | -                                     | -                        |
| R      | radioaktywność               | -                        | rejestracja                   | -                                     | -                        |
| S      | prędkość, częstość           | zagrożenie               | -                             | działanie przekątnikowe               | -                        |
| T      | temperatura                  | -                        | -                             | przetwarzanie, przekazywanie sygnałów | -                        |
| V      | lepkość                      | -                        | -                             | nastawianie przepływu                 | -                        |
| W      | siła, masa                   | -                        | -                             | -                                     | -                        |
| Y      | -                            | -                        | -                             | działanie logiczne                    | -                        |
| Z      | przesunięcie                 | -                        | -                             | nastawianie wielkości sterującej      | -                        |



Pierwsza litera oznaczenia, zawsze z kolumny 1 tabeli 22.5, oznacza wielkość mierzoną lub sterowaną, którą może dodatkowo precyzować litera z kolumny 2. Kolejna litera, wzięta z kolumny 3 informuje, czy wynik pomiaru jest wskazywany lub rejestrowany. Jeżeli z układu jest przekazywany dalej sygnał wyjściowy, dodaje się odpowiednią literę z kolumny 4, ewent. uzupełnioną literą z kolumny 5. Tak np. symbol PRC oznacza pomiar ciśnienia (P) z rejestracją (R) i regulacją automatyczną (C); QQI oznacza pomiar ilości produktu (Q) ze zliczaniem (Q) i wskazaniami (I), a LIAHL oznacza układ mierzący poziom (L) ze wskazaniami (I) i sygnalizacją (A) poziomu maksymalnego (H) i minimalnego (L). Pomiar pH oznacza się literą A (analiza składu) z dopiskiem "pH" obok kółka.

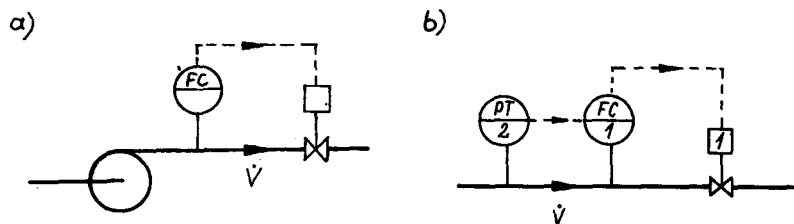
Zasady oznaczeń na schematach technologicznych automatyki wykorzystano w omawianiu układów regulacji parametrów procesów w rozdziale 23. Bardziej szczegółowe od schematów technologicznych są blokowe schematy regulacji procesów, na które zamiast ogólnych oznaczeń punktów pomiaru i regulacji nanosi się poszczególne elementy układów pomiarowo-regulacyjnych: czujniki, przetworniki, regulatory, zadajniki, siłowniki. Oznaczenia określają także rodzaj wielkości wejściowych i wyjściowych oraz typy elementów automatyki.



## 23. UKŁADY STEROWANIA PARAMETRAMI PROCESÓW W PRZEMYSŁE SPOŻYWCZYM

### 23.1. Przepływ płynów

Przepływ płynów jest procesem występującym praktycznie w każdej technologii przemysłu spożywczego i chemicznego. Sterowanie przepływem płynów odbywa się najczęściej przy użyciu nastawianego elementu dławiącego - zaworu, przepustnicy itp. Przepływ cieczy ma charakter bezinercyjny i nie występuje w nim opóźnienie<sup>1/</sup>, stąd regulacja automatyczna jest tu bardzo łatwa. Większych trudności następuje regulacja natężenia przepływu gazów, ponieważ wskutek ich ściśliwości mogą wystąpić tu opóźnienie i inercja, zależne od objętości przewodów czy aparatu i wartości natężenia przepływu.



Rys. 23.1. Regulacja natężenia przepływu cieczy (a), gazów (b)

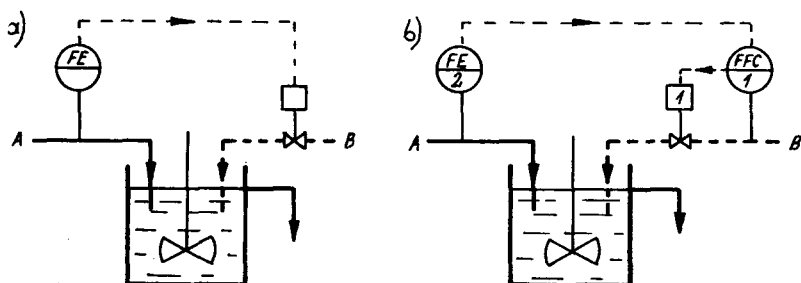
Najprostszy układ automatycznej regulacji natężenia przepływu cieczy przedstawia rysunek 23.1a. Bezinercyjny charakter obiektu regulacji umożliwia zastosowanie regulatora P, ewentualnie przy koniecznej dużej statycznej dokładności regulacji, regulatora PI. W przypadku regulacji natężenia przepływu gazów, może okazać się konieczne zastosowanie kompensacji zmian jego ciśnienia, jako wielkości zakłócającej (rys. 23.1b).

<sup>1/</sup> Stwierdzenie słuszne przy sterowaniu natężeniem przepływu cieczy. Sterowanie stężeniem roztworów płynących rurociągami charakteryzuje się występowaniem opóźnienia transportowego (por. wzór 16.14).





Częstym przypadkiem regulacji jest stabilizowanie stosunku natężeń przepływu dwóch cieczy. Ma ono miejsce w różnego rodzaju reaktorach i fermentorach. Najprostszym sposobem jest tu przedstawione na rysunku 23.2a sterowanie ilorazem przepływu cieczy w układzie otwartym (bez sprzężenia zwrotnego). Sterowanie to działa skutecznie tylko wtedy, gdy zakłócenia oddziałują wyłącznie na strumień cieczy A. W przypadku zakłócenia przepływu obu cieczy, należy zastosować regulację nadążną stosunku (rys. 23.2b).



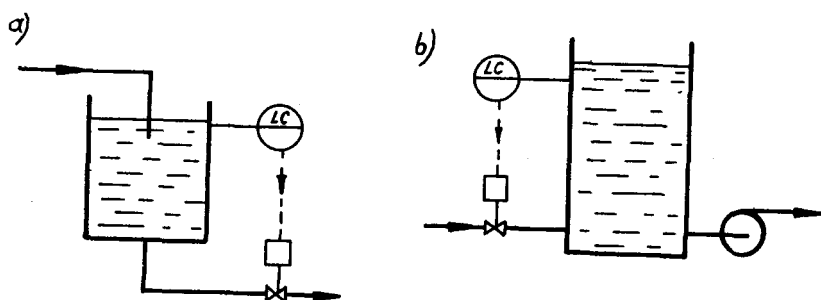
Rys. 23.2. Sterowanie w układzie otwartym (a) i regulacja (b) stosunku przepływu dwóch cieczy A i B

### 23.2. Poziom cieczy

Obiektem regulacji poziomu cieczy są w większości przypadków zbiorniki, które w zależności od warunków mogą mieć różne własności dynamiczne. Zbiornik ze swobodnym odpływem cieczy jest obiektem statycznym, inercyjnym; natomiast z odpływem wymuszonym jest obiektem astatycznym, całkującym.

Schemat układu regulacji poziomu cieczy w zbiorniku ze swobodnym odpływem przedstawia rysunek 23.3a. Element dławiący instaluje się tu na wypływie ze zbiornika. W zbiorniku o całkującej charakterystyce dynamicznej (rys. 23.3b), element dławiący jest zainstalowany w przewodzie zasilającym zbiornik. W przypadku konieczności dokładniejszej regulacji poziomu cieczy, można wprowadzić korektę od wielkości zakłócającej - natężenia przepływu cieczy w przewodzie dopływowym (obiekt statyczny) lub odpływowym (obiekt astatyczny).

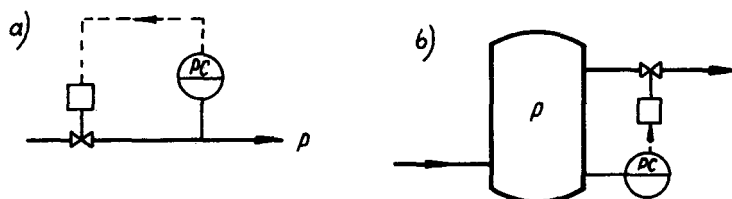




Rys. 23.3. Regulacja poziomu cieczy: a) w obiekcie statycznym, b) w obiekcie astatycznym

### 23.3. Ciśnienie gazu

Najprostszym przypadkiem regulacji ciśnienia gazu jest stabilizowanie ciśnienia gazu dopływającego do jakiegoś obiektu, przedstawione schematycznie na rysunku 23.4a. Duże zastosowanie znajdują w tego rodzaju regulacji proste, proporcjonalne regulatory bezpośrednie, tzw. reduktory ciśnienia. Regulacja ciśnienia gazu w zbiorniku, wymaga zainstalowania urządzenia wykonawczego regulatora na wypływie z tego zbiornika (rys. 23.4b). Obiekt regulacji ma charakter inercyjny, stąd przy regulacji ciągłej i znacznych wartościach stałej czasowej jest wymagane stosowanie regulatora PI lub nawet PID.



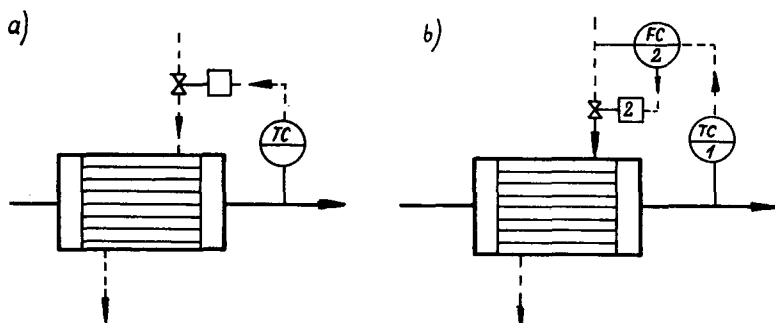
Rys. 23.4. Regulacja ciśnienia: a) gazu dopływającego, b) w zbiorniku ciśnieniowym



Szczególnym przypadkiem regulacji ciśnienia gazu w zbiorniku jest stosowanie zaworu bezpieczeństwa - dwupołożeniowego regulatora bezpośredniego, działającego jednak nie w układzie klasycznej regulacji stałowartościowej, lecz zabezpieczającego automatycznie aparaturę i jej obsługę przed skutkami przekroczenia dopuszczalnego ciśnienia.

#### 23.4. Temperatura

Proces wymiany ciepła jest jednym z najważniejszych procesów technologii przemysłu spożywczego, stąd regulacja temperatury znajduje duże zastosowanie w tym przemyśle. Podstawowym rozwiązaniem regulacji temperatury w piecach, wyparkach i wymiennikach ciepła jest stosowanie regulatora z urządzeniem wykonawczym dławiącym dopływ czynnika grzejącego (np. pary) lub sterującym dopływem energii elektrycznej. Układ taki przedstawiono schematycznie na rysunku 23.5a (patrz też rys. 15.4).



Rys. 23.5. Regulacja temperatury: a) prosta, b) kaskadowa

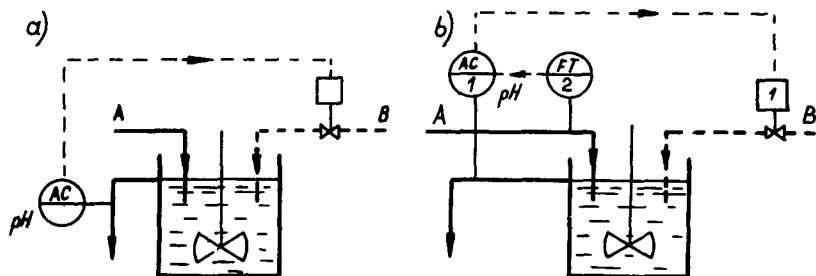
W urządzeniach ogrzewanych parą wodną stosuje się regulatory ciągłe, bezpośrednie lub pośrednie. W piecach, suszarkach i podobnych urządzeniach ogrzewanych prądem elektrycznym stosuje się przy małych wartościach  $\frac{T_0}{T}$  regulatory dwupołożeniowe; przy większych, impulsowe i ciągłe. Ze względu na występujące zwykle w układach ogrzewających znaczne opóźnienia, jakość dynamiczna regulacji nie jest najlepsza nawet w przypadku stosowania regulatorów PID.



Znaczną poprawę parametrów układu regulacji temperatury uzyskuje się przez zastosowanie regulacji nadążnej kaskadowej, z eliminacją np. zakłócających zmian ciśnienia pary grzejnej (rys. 23.5b i 17.2). Dodatkowy obwód stabilizujący FC-2 charakteryzuje się tylko niewielkim opóźnieniem, co poprawia własności dynamiczne całego układu. Zmiana natężenia dopływu pary grzejnej jest szybko kompensowana przez ten obwód, zanim nastąpi opóźniona i inercyjna reakcja głównego obwodu regulacyjnego (TC-1).

### 23.5. Stężenie jonów wodorowych

Regulację stężenia jonów wodorowych (pH) wprowadza się zazwyczaj w obiektach, w których zachodzi ciągła reakcja chemiczna lub biochemiczna. Zmiana wartości pH jest wtedy związana ze zmianą natężenia dopływu lub stężenia odczynnika zakwaszającego czy alkalizującego, o ile środowisko reakcji nie jest silnie zbuforowane. Schemat prostego układu regulacji pH przedstawia rysunek 23.6a. Odczynnik A dopływa do reaktora ze zmiennym natężeniem, co stanowi czynnik zakłócający, natomiast strumień reagentu B jest regulowany automatycznie w zależności od wartości pH cieczy opuszczającej reaktor.



Rys. 23.6. Regulacja pH: a) prosta, b) z korekcją zmian przepływu reagentu

Podstawowym problemem jest w regulacji pH nieliniowość charakterystyki statycznej obiektu regulacji. Występowanie reakcji chemicznej (np. zobojętniania) powoduje bardzo silną nieliniowość, zwłaszcza w



pobliżu punktu równoważnikowego (charakterystyka zbliżona do przebiegu krzywej miareczkowania). Nawet zwykłe zakwaszanie czy alkalizowanie środowiska bez reakcji chemicznej ma zazwyczaj w procesach technologicznych charakterystykę nieliniową, co jest związane z reakcjami ubocznymi, wtórnymi, okłudowaniem składników przez strącający się osad lub absorpcję przez ciała stałe. Wzmocnienie takiego obiektu, nazywane też często współczynnikiem buforowania jest zmienne, często z ostrym maksimum (np. w reakcji zobojętniania mocnego kwasu mocną zasadą), co powoduje, że regulacja pH jest jednym z najtrudniejszych zadań regulacji w przemyśle chemicznym i spożywczym. Zmienna wartość wzmocnienia obiektu wymaga optymalizowania parametrów regulatora w punkcie normalnej pracy układu. Wiąże się z tym niebezpieczeństwo przekroczenia granicy stabilności w przypadku przesunięcia się tego punktu w kierunku większego nachylenia charakterystyki, lub pogorszenia jakości regulacji w przypadku zmniejszenia wzmocnienia obiektu.

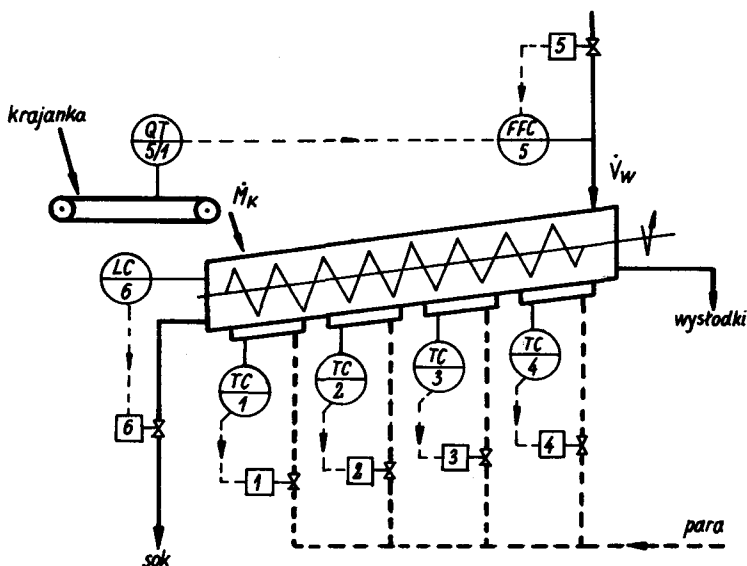
Dodatkowe trudności stwarzają też czujniki pomiarowe, wrażliwe na osady i mało trwałe. Nawet zastąpienie tradycyjnej szklanej elektrody pomiarowej elektrodą metalową, np. antymonową, łatwiejszą do oczyszczania mechanicznego, nie zawsze daje zadowalające rezultaty ze względu na wrażliwość tej elektrody na czynniki utleniające i redukujące.

Pokazany na rysunku 23.6a układ regulacji pH spełnia swoje zadania gdy zakłócenia procesu są niewielkie lub ograniczają się do jednej wielkości, np. składu reagentu A. Zastosowanie regulatora PI pozwala wtedy osiągnąć dokładność regulacji nawet  $\pm 0,1$  pH. Jednakże gdy oprócz składu jednego z reagentów zmienia się również natężenie jego przepływu, to jakość regulacji ulega pogorszeniu, zwłaszcza przy występowaniu w obiekcie opóźnienia. Dobre rezultaty daje wówczas wprowadzenie kompensacji zmian wielkości zakłócającej. Regulator zareaguje natychmiast na zmianę natężenia przepływu reagentu A (układ bezinercyjny), nie czekając, aż spowoduje ona po pewnym czasie zmianę wartości pH na wyjściu obiektu. Schemat tego typu rozwiązania układu regulacji pH pokazuje rysunek 23.6b. Bywa ono stosowane w przemyśle cukrowniczym w procesie nawapniania soku buraczanego mlekiem wapiennym i może zapewnić dokładność regulacji rzędu  $\pm 0,3$  pH. Możliwa jest również kompensacja zmian składu reagentu A, np. przy zastosowaniu pomiaru gęstości, lub obie korekty równocześnie.



### 23.6. Proces ekstrakcji

Proces ekstrakcji jest procesem wymiany masy, wykorzystującym zjawisko dyfuzji jonów lub cząstek z jednego środowiska do drugiego. Z tego względu szybkość ekstrakcji jest m.in. zależna od temperatury i różnicy stężeń (prawo Ficka) i te wielkości są podstawowymi wyróżnikami uwzględnianymi w układach automatycznej regulacji.



Rys. 23.7. Układy regulacji ciągłego ekstraktora cukrowniczego

Przykładem zautomatyzowania procesu ekstrakcji jest układ regulacji ciągłego ekstraktora cukrowniczego typu ZUP-NYSA (rys. 23.7). W pochylonym korycie obracają się dwa ślimaki transportujące krajankę bu raczaną z dołu w górę aparatu, gdzie w przeciwnym kierunku wprowadza się wodę. Temperatura ekstrakcji jest regulowana w czterech strefach przez zmianę natężenia dopływu pary do płaszczy grzejnych ekstraktora (regulatory TC 1 do 4). Odprowadzenie soku jest uzależnione od jego poziomu w dolnej części aparatu (regulacja poziomu LC-6). Bardziej złożonym zespołem regulacyjnym jest układ dozowania wody, zapewniający



stały stosunek strumienia wody  $\dot{V}_w$  do zmiennego strumienia krajanki bu-raczanej  $\dot{M}_k$ . Zachowanie stałej wartości tego stosunku jest jednym z podstawowych warunków prawidłowej pracy ekstraktora. Warunek ten za-pewnia układ nadążnej regulacji stosunku (FFC-5), uzależniający zada-ną wartość przepływu  $\dot{V}_w$  od wartości strumienia  $\dot{M}_k$  (por. też rys. 17.1).

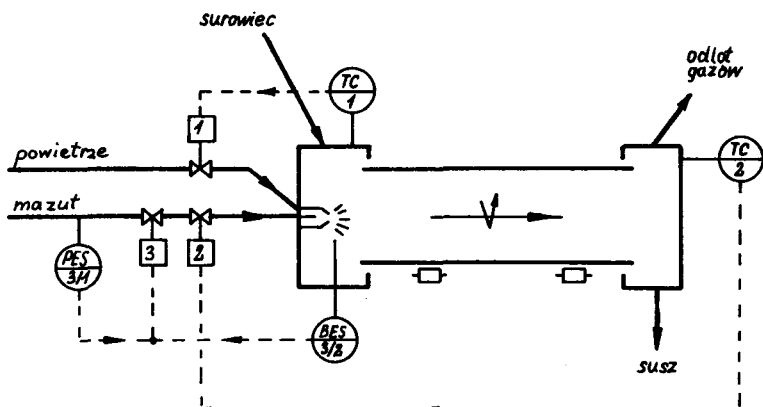
Opisany układ regulacji nie automatyzuje ekstrakcji w sensie op-tymalizacji jej procesu, a jedynie zapewnia zachowanie jej stałych pa-rametrów, niezależnych od czynników zakłócających. Zastosowanie bar-dziej rozbudowanego układu czujników pomiarowych, mierzących np. stę-żenie sacharozy w ekstrakcie i jej zawartość w wysłódkach, pozwala po wykonaniu odpowiednich obliczeń na minimalizowanie strat cukru. Tego typu układy regulacji optymalizacyjnej, wykorzystujące cyfrową tech-nikę obliczeniową (z zastosowaniem mikroprocesora) są obecnie przed-mioteł doświadczeń także w polskim przemyśle cukrowniczym.

### 23.7. Proces suszenia

Często spotykanym w przemyśle spożywczym procesem jest suszenie substancji stałych lub cieczy (roztworów). Suszenie substancji sypkich (skrobi, sacharozy itp.) prowadzi się zazwyczaj w strumieniu gazu o ob-niżonej wilgotności względnej, przeważnie wskutek podniesienia jego temperatury. Ogrzany gaz styka się z ciałem suszonym i odbiera od nie-go wodę, aż do osiągnięcia przez ciało suszone i gaz wilgotności rów-nowagowej. Z tego względu pomiary parametrów suszenia ogranicza się zwykle do pomiarów parametrów charakteryzujących stan gazu suszącego (najczęściej powietrza) i ich wielkość wykorzystuje się do automatycz-nej regulacji procesu. Jest to związane również z trudnościami szybkie-go, ciągłego pomiaru wilgotności substancji sypkich.

Na rysunku 23.8 przedstawiono schemat ogrzewanej spalaniem mazutem współprądowej bębnowej suszarni pasz. Układ składa się z dwóch obwodów regulacji temperatury. Obwód TC-1 reguluje dopływ powietrza do palnika w zależności od temperatury suszących spalin wlotowych utrzymując jej założoną wartość, natomiast obwód TC-2 reguluje dopływ paliwa w zależ-ności od temperatury gazu na wylocie suszarni, wpływając przy współ-pracy z regulatorem TC-1 na sumaryczną ilość dostarczonego do procesu ciepła. Układ 3 jest układem zabezpieczającym, zamykającym natychmiast dopływ paliwa w przypadku spadku jego ciśnienia (PES) lub zgaśnięcia (zdmuchnięcia) płomienia (BES).





Rys. 23.8. Układy regulacji suszenia paszy

Prostsze rozwiązania stosuje się w układach regulacji rozpyłowych suszarni do suszenia roztworów, gdzie wystarczająca jest zwykle regulacja temperatury gazów odlotowych. Temperatura ta może za pośrednictwem regulatora wpływać na strumień energii cieplnej (np. dopływ paliwa), strumień suszącego gazu lub strumień dopływającej do suszarki cieczy. Trzecie rozwiązanie daje najlepsze rezultaty ze względu na małe opóźnienie i inercję.

### 23.8. Proces krystalizacji

Krystalizacja jest jednym z najtrudniejszych do zautomatyzowania procesów jednostkowych występujących w przemyśle spożywczym. Trudności są tu związane z brakiem bezpośrednich, liniowych i selektywnych czujników do pomiaru stężenia syropu międzykryształowego w trakcie prowadzenia procesu oraz z prowadzeniem w większości przypadków krystalizacji w sposób okresowy.

Krystalizację wywołuje się najczęściej przez osiągnięcie wymaganego przesylenia roztworu wskutek odparowania rozpuszczalnika, niekiedy zaszczipiając roztwór przesycony zarodkami krystalicznymi. Podstawowymi wskaźnikami przydatnymi do sterowania tym procesem jest więc początkowo stężenie (przesylenie) roztworu, a następnie, po rozpoczęciu właściwego przebiegu krystalizacji, przesylenie roztworu (syropu) mię-

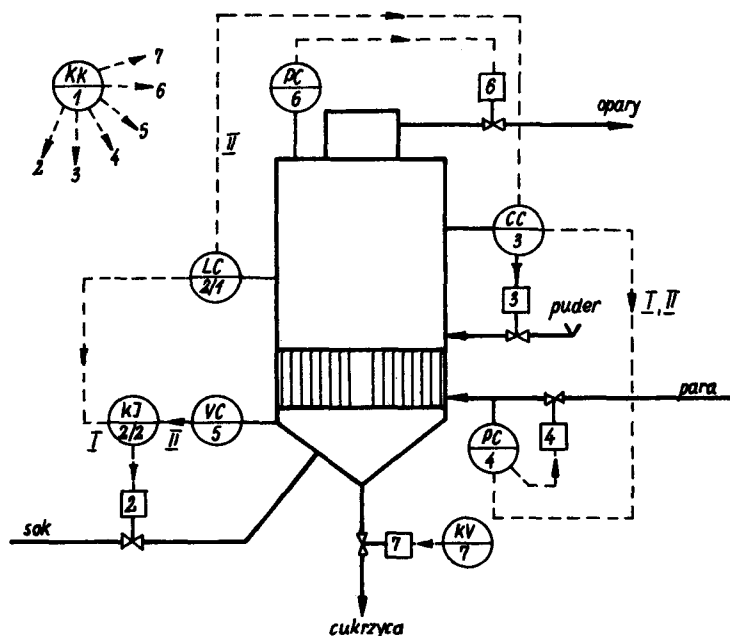




dykryształowego lub zawartość kryształów w zawiesinie. O ile pierwsza wielkość może być jeszcze względnie dokładnie określona np. refraktometrycznie, densytometrycznie lub konduktometrycznie, o tyle pomiar pozostałych istotnych parametrów procesu krystalizacji napotyka na znaczne trudności. Stosuje się różne pośrednie przetworniki stężenia: ebuliometryczny (pomiar podwyższenia temperatury wrzenia), konduktometryczny, wiskozymetryczny (reometryczny), ultradźwiękowy (pomiar gęstości) lub ostatnio mikrofalowy (pomiar wilgotności). Różne przetworniki wykazują dość luźną korelację z wielkością mierzoną w różnym zakresie stężeń i są wrażliwe na różne czynniki zakłócające. Z tego względu najczęściej spotyka się rozwiązania układów regulacji z dwoma lub nawet większą liczbą różnych przetworników i odpowiednim programowym układem sterującym czy nawet układem komputerowym. W Polsce prowadzi się próby przemysłowego wykorzystania układu mikroprocesorowego do automatycznej regulacji procesu krystalizacji w okresowym warku cukrowniczym, z zastosowaniem równocześnie trzech przetworników: konduktometrycznego, reometrycznego i ultradźwiękowego.

Schemat stosowanego obecnie w przemyśle cukrowniczym układu regulacji krystalizacji, wykorzystującego przetworniki konduktometryczny i reometryczny, przedstawiono na rys. 23.9. Nadajnik programu czasowego (KK-1) steruje odpowiednimi przełączeniami i nastawia wielkości zadane wszystkich regulatorów. Najpierw regulator układu LC-2 napełnia wark sokiem do odpowiedniego poziomu (sygnał I sterujący zaworem 2 poprzez przełącznik KJ-2), a regulator konduktancji CC-3 za pośrednictwem obwodu regulacji ciśnienia pary PC-4 kaskadowo steruje zagęszczaniem soku. Równocześnie układ LC-2 nadal steruje dociąganiem soku, nie dopuszczając do obniżenia się jego poziomu w warku. Odpowiednie podciśnienie w komorze oparowej warka jest regulowane przez układ PC-6. Po osiągnięciu właściwego przesylenia roztworu, układ CC-3 dokonuje szczepienia, otwierając na pewien czas zawór 3 lejka z pudrem cukrowym. Następnie zostaje uruchomiona reometryczna regulacja konsystencji zawartości warka (VC-5), która przez przełącznik KJ-2 (sygnał II) przejmie sterowanie zaworem sokowym, utrzymując stałą lepkość zawiesiny kryształów (cukrzycy). Dopływem pary nadal steruje przetwornik konduktometryczny, z tym, że zadane wartości konduktancji są korygowane przez układ LC-2 (sygnał II) zależnie od rosnącego poziomu cukrzycy. Po napełnieniu warka i osiągnięciu odpowiedniej lepkości cukrzycy (sygnały z LC-2 i VC-5) następuje zakończenie procesu krystalizacji, opróżnienie warka (układ KV-7) i rozpoczęcie kolejnego cyklu krystalizacji.





Rys. 23.9. Układy regulacji krystalizacji okresowej w warku

### 23.9. Proces rektyfikacji

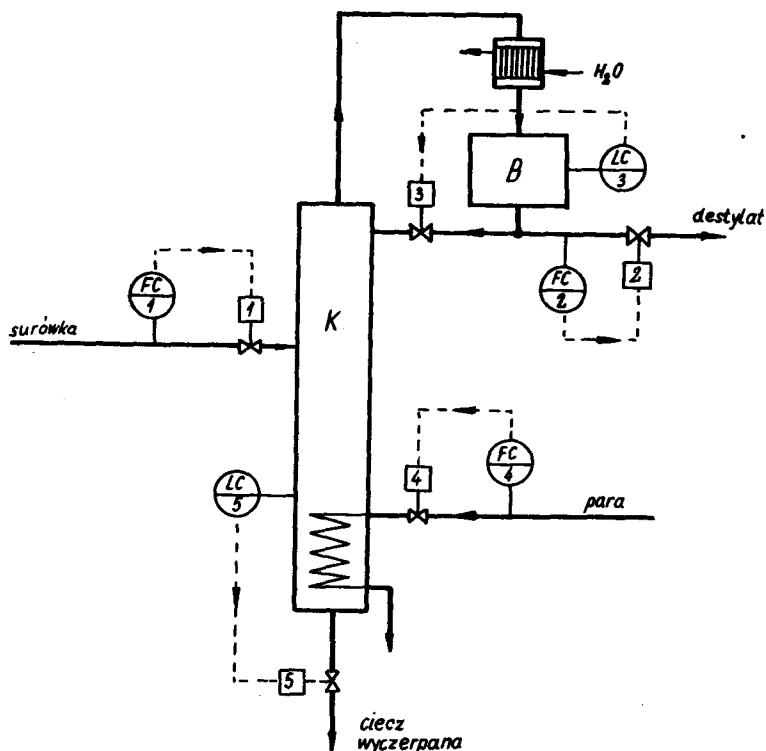
Proces rektyfikacji służy do rozdzielania ciekłych mieszanin, różniących się temperaturami wrzenia. W przemyśle prowadzi się go najczęściej w sposób ciągły, w kolumnie rektyfikacyjnej. Wielkościami charakteryzującymi proces rektyfikacji są:

- natężenie dopływu surowki do kolumny,
- skład surowki,
- temperatura surowki,
- intensywność ogrzewania kotła rektyfikacyjnego,
- intensywność chłodzenia skraplacza.

Wymienione wielkości są ze sobą powiązane, a wynikiem ich zakłócenia jest zmiana podstawowych parametrów rektyfikacji - temperatury i ciśnienia w kolumnie, naruszająca warunki równowagi fizykochemicznej



procesu. Stosowanie oddzielnych układów regulacyjnych, eliminujących poszczególne zakłócenia jest nieekonomiczne. Instaluje się więc najczęściej tylko pomocnicze układy regulacji temperatury surówki (regulowany wymiennik ciepła), ciśnienia w kolumnie (regulacja pracy skraplacza) i poziomu cieczy w kotle rektyfikacyjnym (regulacja odbioru cieczy wyczerpanej).



Rys. 23.10. Regulacja ilościowa rektyfikacji

Sterowanie procesem rektyfikacji jest proste przy stałym składzie surówki. Zadowalające rezultaty można wtedy uzyskać przy stosowaniu regulacji ilościowej (rys. 23.10). Obejmuje ona stabilizację dopływu surówki do kolumny K (FC-1) oraz po dwa układy regulacji przepływu (FC-2



i FC-4) i poziom (LC-3 i LC-5). Ponieważ suma przepływów destylatu i cieczy wyczerpanej musi być w warunkach ustalonych równa przepływowi surówki, reguluje się przepływ tylko dwóch strumieni (surówki i destylatu), a odpływ cieczy wyczerpanej, sterowany wartością poziomu cieczy w kotle, bilansuje sumę przepływów. Również w górnej części kolumny, gdzie odbiór destylatu jest stabilizowany, jego część zawracana do kolumny jest funkcją poziomu w zbiorniku buforowym 8.

W przypadku zmienności składu surówki, układ regulacji z rysunku 23.10 stabilizuje wprawdzie pracę kolumny, ale zmienia się skład destylatu i cieczy wyczerpanej. Należy wtedy stosować inne układy regulacyjne: regulację jakościową, np. sterowanie powrotem w zależności od składu destylatu (temperatury w górnej części kolumny) lub też sterowanie pracą kotła w zależności od składu surówki (temperatury w dolnej części kolumny).



## 24. PERSPEKTYWY ROZWOJU AUTOMATYZACJI

### 24.1. Wyższe stopnie automatyzacji

Omówione w rozdziale 23 układy sterująco-regulacyjne poszczególnych wielkości i całych procesów technologicznych były w większości układami jednoparametrowymi. Nawet w układach z wieloma obwodami regulacyjnymi, mimo wzajemnego powiązania wielkości regulowanych, wartości zadane poszczególnych regulatorów nie były od siebie wzajemnie uzależnione; mieliśmy więc do czynienia z regulacją autonomiczną. Stworzenie powiązań między nastawami poszczególnych regulatorów, realizowane najczęściej za pośrednictwem maszyny cyfrowej, pozwala na wprowadzenie wyższego szczebla automatyzacji - regulacji nadrzędnej. Następnym etapem rozwoju automatyzacji jest rozszerzenie regulacji nadrzędnej, wraz z autonomicznymi układami regulacji jedno i wieloparametrowej oraz układami sterowania, na całość bądź większą część procesu technologicznego. Powstaje w ten sposób układ automatyzacji kompleksowej.

Niezależnie od poszerzania zasięgu automatyzacji i wprowadzania do niej techniki cyfrowej, w ostatnich latach następuje szybki funkcjonalny rozwój układów regulacji: regulatorów ekstremalnych, optymalizacyjnych, adaptacyjnych. Układy te zostały omówione w rozdziale 17.4.

Wymienione tendencje stworzyły zapotrzebowanie na cyfrowe rozwiązania regulatorów (rozdz. 18.3), a także cyfrowe urządzenia pomiarowe i pomocnicze, które w ostatnich latach wchodzą coraz liczniej w skład nowoczesnych systemów pomiarowo-regulacyjnych.

### 24.2. Blokowe systemy pomiarowo-regulacyjne i informatyczne

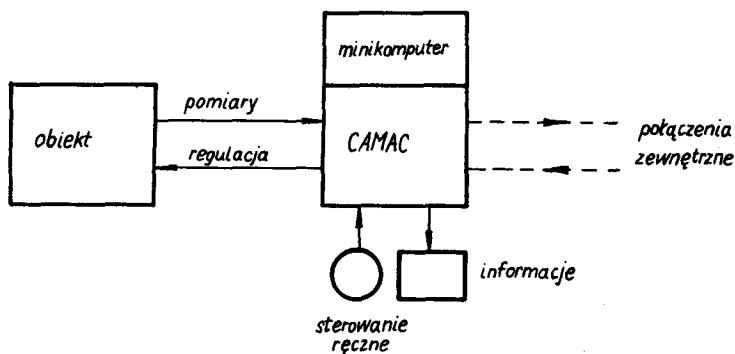
#### 24.2.1. System CAMAC

Jak już wspomniano w rozdziale 5, podstawą współczesnej automatyzacji są blokowe systemy pomiarowo-regulacyjne, realizowane w różnych skalach i umożliwiające tworzenie praktycznie dowolnych rozwiązań układowych. Jednym z takich systemów jest międzynarodowy, a włas-



ciwie już światowy system informatyczny CAMAC (Computer Application for Measurement and Control). Został on stworzony dla potrzeb techniki jądrowej przez Komitet ESONE (European Standards of Nuclear Electronics) i stopniowo rozszerzył się na inne dziedziny, w których zachodzi potrzeba wykorzystania komputerów do przetwarzania i rejestracji danych pomiarowych, kontroli pracy złożonych urządzeń i systemów, automatyzacji doświadczeń naukowych i technicznych oraz sterowania i automatyzacji procesów produkcyjnych. Urządzenia systemu CAMAC są obecnie stosowane w wielu gałęziach przemysłu, w przypadkach, gdy jest celowe bezpośrednio sprzęgnięcie procesu produkcyjnego z komputerem w celu ciągłej kontroli tego procesu bądź jego automatyzacji kompleksowej. W kraju zastosowano urządzenia systemu CAMAC m.in. w kompleksowej automatyzacji Elektrowni Bełchatów.

System CAMAC jest systemem otwartym, nie zastrzeżonym żadnymi patentami lub innymi ograniczeniami prawnymi. W ramach krajów RWPG Polska zajmuje czołowe miejsce w produkcji i wykorzystaniu urządzeń tego systemu.



Rys. 24.1. Schemat funkcjonalny systemu CAMAC

Schemat funkcjonalny systemu pomiarowo-regulacyjnego i informatycznego CAMAC przedstawia rysunek 24.1. W części jest on zbliżony do omówionego w rozdziale 14.2 informatycznego systemu centralnej rejestracji i przetwarzania danych (rys. 14.1). Zawiera również jednostkę centralną (mini- bądź mikrokomputer, mikroprocesor itp.) i całe oprzyrzą-



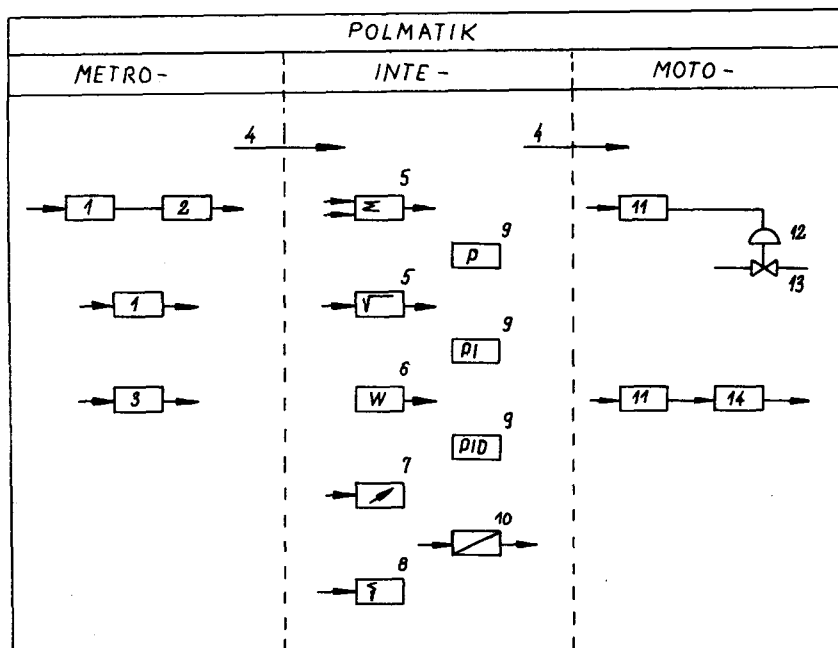
dowanie dodatkowe umożliwiające odbiór sygnałów pomiarowych z obiektu i dialog (wymianę informacji) z operatorem nadzorującym pracę systemu. Nowym elementem jest tu sprzężenie zwrotne z systemu do obiektu, umożliwiające dodatkowo ręczne sterowanie jego parametrami, bądź też ich regulację nadrzędną z wykorzystaniem komputera. W najprostszym rozwiązaniu regulacji nadrzędnej maszyna cyfrowa dostarcza klasycznym układom regulacyjnym sygnałów (wytycznych) do ich optymalnej pracy: wielkości zadanych, wzmocnień, wartości  $T_I$ ,  $T_D$  itp. Jeżeli maszyna cyfrowa sama wykorzystuje algorytmy regulatorów i wysyła sygnały wprost do urządzeń wykonawczych, to takie rozwiązanie nosi nazwę bezpośredniego sterowania cyfrowego (BSC), określane też w literaturze symbolem DDC (Direct Digital Control) lub zastosowaniem komputera "on line", w odróżnieniu od zastosowania "off line" w systemie CRPD.

Możliwości tworzenia konfiguracji z urządzeń CAMAC są w zasadzie nieograniczone. W oparciu o analizę obiektu i funkcji regulacji tworzy się kompleksowe systemy pomiarowo-regulacyjne nawet z kilkoma jednostkami centralnymi. Urządzenia systemu mają konstrukcję modułową, w postaci bloków mocowanych w zunifikowanych kasetach, co ułatwia zestawianie bloków w układy funkcjonalne. Na świecie produkuje się obecnie ponad 1000 rodzajów bloków CAMAC. Są to w większości przetworniki A/C i C/A, bloki sprzęgające z maszyną cyfrową, bloki sterowania ręcznego, urządzenia peryferyjne, generatory, zegary, zasilacze. System normalizuje też sygnały wejściowe i wyjściowe (wielkości standardowe), nie normalizuje tylko przetworników pomiarowych i urządzeń wykonawczych [128].

#### 24.2.2. System POLMATIK

System automatyki i pomiarów POLMATIK jest krajową realizacją Uniwersalnego Międzynarodowego Systemu Automatycznej Kontroli, Regulacji i Sterowania (URS). Jak wspomniano w rozdziale 14.2, system ten składa się z trzech części funkcjonalnych: pomiarowej (METRO), centralnej (INTE) i wykonawczej (MOTO). Strukturę systemu przedstawia rysunek 24.2. Aby wymieniony system miał wszelkie cechy uniwersalności, każda część funkcjonalna obejmuje takie zespoły urządzeń (bloki), które są niezbędne do realizacji praktycznie dowolnego układu pomiarowo-regulacyjnego [96].





Rys. 24.2. Podstawowe bloki systemu POLMATIK

1 - czujniki, 2 - przetworniki, wzmacniacze, 3 - układy pomiarowe, 4 - połączenia standardowe, 5 - człony matematyczne, 6 - zadajniki, stacyjki, 7 - wskaźniki, 8 - rejestratory, drukarki, 9 - regulatory, 10 - urządzenia sprzęgające, przetworniki międzysystemowe, 11 - wzmacniacze mocy, 12 - siłowniki, 13 - urządzenia dławiące, 14 - przekaźniki, sterowniki

W ramach funkcjonalnych części systemu wyodrębniono podsystemy, służące do realizacji określonych zadań. Podsystemy części pomiarowej wymieniono w rozdziale 14.2. W ramach części centralnej występuje podsystem INTELPNEAN - zestaw elementów układu automatyki wykorzystujących analogowe sygnały pneumatyczne. Podsystem INTELEKTRAN pozwala na budowę elektrycznych analogowych i dyskretnych układów regulacyjnych od najprostszych (stałowartościowych, kaskadowych, nadążnych) do złożonych układów regulacji ekstremalnej czy adaptacyjnej. Współpracę tych układów z maszyną cyfrową umożliwia podsystem INTEL DIGIT (w wersji przemysłowej INTEL DIGIT PI). Część centralna systemu POLMATIK za-





wiera także przetworniki międzysystemowe oraz urządzenia peryferyjne i pomocnicze układów regulacji. Podsystemy części centralnej współpracują z blokami POLMATIK-MOTO, wśród których znajdują się urządzenia wykonawcze układów regulacji automatycznej - siłowniki elektryczne (MOTOELEKTR) i pneumatyczne (MOTOPNEM). Elementy nastawne, np. zawory regulacyjne, należą do podsystemu MOTOPOZ.

Jak widać system POLMATIK jest systemem szerszym od systemu CAMAC, ponieważ zawiera także zunifikowane urządzenia pomiarowe i wykonawcze. Podsystem POLMATIK-INTELDIGIT umożliwia współpracę obu wymienionych systemów, które mogą się wzajemnie uzupełniać.

### 24.3. Komputerowa regulacja nadrzędna

Wymienione w rozdziale 24.2 nowoczesne systemy pomiarowo-regulacyjne są systemami informatycznymi i umożliwiają realizację najwyższego w stanie dzisiejszej techniki stopnia automatyzacji - automatyzacji nadrzędnej z użyciem maszyny cyfrowej.

Jak wiadomo pierwszym zadaniem układu pomiarowo-regulacyjnego jest zmierzenie wielkości regulowanej i jej przetworzenie na użyteczny (standardowy) sygnał pomiarowy. Sygnał pomiarowy jest następnie za pośrednictwem bloku sprzęgającego ("interfejsu") wprowadzany do układu jednostki centralnej - maszyny cyfrowej. Takie działanie, jak i urządzenia je realizujące odpowiadają ściśle funkcjom i urządzeniom opisanego w rozdziale 14.2 systemu centralnej rejestracji i przetwarzania danych (rys. 14.1). Istotną różnicą jest rodzaj oprogramowania jednostki centralnej; jego celem jest uzyskanie informacji nie tylko o stanie procesu, lecz także o sposobie zwrotnego oddziaływania na ten proces w układzie regulacji cyfrowej (rys. 24.1) oraz takie właśnie oddziaływanie za pośrednictwem klasycznych układów regulacji lub tylko urządzeń wykonawczych (w systemie BSC).

Część programowa ("software") komputera jest integralną częścią układu pomiarowo-regulacyjnego. Składają się na nią trzy zespoły programów:

- a) oprogramowanie operacyjne - niezbędne do funkcjonowania poszczególnych urządzeń w ramach zestawu komputerowego, przygotowane przez producenta jednostki centralnej,
- b) oprogramowanie podstawowe - również dostarczone przez producenta jednostki centralnej, zawierające pakiety uniwersalnych, sta-



łych programów do najczęściej spotykanych zastosowań, np.: bezpośredniego sterowania cyfrowego z algorytmem PID, opracowywania zestawień bilansowych, diagnostyki zestawu komputerowego itp.,

c) oprogramowanie użytkowe - przeznaczone dla konkretnego obiektu regulacji, najczęściej przygotowywane przez użytkownika systemu.

Oprogramowanie użytkowe jednostki centralnej w systemie POLMATIK (komputera ODRA-1325) wykorzystuje blankietowy system języka BICEPS firmy General Electric. W wersji krajowej nosi on nazwę SZPAK i składa się ze zbioru definicji i reguł, określających zarówno sposób pisanie programów jak też sposób ich realizacji przez komputer. Programowanie odbywa się przez wypełnienie trzech rodzajów blankietów. Dane związane ze zbieraniem informacji z obiektu wprowadza się na blankiet rejestracji i przetwarzania zmiennej procesu, a parametry sterowania na blankiet sterowania zmienną procesu. Na trzecim blankiecie deklaruje się parametry procesu, które mogą być zmieniane przez operatora przy użyciu klawiatur urządzeń cyfrowych. Sposób przedstawienia danych na blankietach odpowiada ściśle sposobowi ich wprowadzania i przedstawiania w urządzeniach cyfrowych zaopatrzonych w klawiatury i wyświetlacze. Z tego względu umiejętność programowania przy użyciu blankietów SZPAK-a może być opanowana w ciągu kilkunastu dni przez inżynierów automatyków i technologów nie zaznajomionych z programowaniem komputerów<sup>1/</sup>.

Komputerowa regulacja nadrzędna jest etapem automatyzacji wprowadzanym obecnie w kraju i znajduje się jeszcze na etapie doświadczeń. Stanowi uzupełnienie funkcjonujących już na skalę przemysłową (np. w przemyśle cukrowniczym) systemów informatycznych centralnej rejestracji i przetwarzania danych. W odróżnieniu od układów bezpośredniego sterowania cyfrowego (BSC), umożliwiała ona łatwą ingerencję w pracę systemu w sytuacjach awaryjnych, ponieważ zawiera klasyczne układy regulacyjne (regulatory, stacyjki operacyjne), a komputer steruje tylko parametrami tych układów. Z tego też względu wprowadzanie systemów BSC, prostszych układowo, bo zawierających oprócz komputera tylko przetworniki pomiarowe i urządzenia wykonawcze, napotyka wciąż na trudności, spowodowane wymogiem zapewnienia dużej niezawodności funkcjonowania wszystkich bloków systemu.

<sup>1/</sup>Podany stan techniki komputerowej dotyczy roku 1984. Obecnie, co wynika z niezwykle szybkiego rozwoju tej dziedziny, w układach regulacji nadrzędnej i BSC stosuje się nowocześniejsze rozwiązania sprzętowe - układy mikrokomputerowe programowane w prosty sposób w językach wyższego rzędu, najczęściej w języku Basic.



## 25. LITERATURA

### A. Literatura podstawowa

- [1] D o b r z y c k i J.: Automatyizacja w przemyśle cukrowniczym. WNT, Warszawa 1974.
- [2] K o s t r o J.: Elementy, urządzenia i układy automatyki. WSiP, Warszawa 1982.
- [3] L u d w i c k i M.: Laboratorium pomiarów i automatyki w przemyśle spożywczym. Łódź, Politechnika Łódzka, 1986
- [4] R o m e r E.: Miernictwo przemysłowe. PWN, Warszawa 1978.
- [5] T u s z y Ń s k i K.: Regulacja automatyczna w inżynierii chemicznej. WNT, Warszawa 1975.
- [6] Ż e l a z n y M.: Podstawy automatyki. PWN, Warszawa 1976.

### B. Literatura uzupełniająca

- [7] A n i s i m o w J. W.: Automatyczna regulacja procesu rektyfikacji. WNT, Warszawa 1961.
- [8] A n t o Ń A.: Rejestratory elektryczne. WNT, Warszawa 1972.
- [9] B a d z i m i r o w s k i K. i in.: Cyfrowe systemy pomiarowe. WNT, Warszawa 1979.
- [10] B a u m a n E.: Elektrische Kraftmesstechnik. VEB Verlag Technik. Berlin 1976.
- [11] C a m m a n K.: Zastosowania elektrod jonoselektywnych. WNT, Warszawa 1977.
- [12] C a m p b e l l D. P.: Dynamika procesów. PWN, Warszawa 1962.
- [13] C h o r o b o w s k i B., W e r e s z k o M.: Mechaniczne urządzenia automatyki. WNT, Warszawa 1972.
- [14] C i b o r o w s k i J.: Podstawy inżynierii chemicznej. WNT, Warszawa 1973.
- [15] C o b b o l d R. S. C.: Teoria i zastosowanie tranzystorów polowych. WNT, Warszawa 1975.
- [16] C z e r m i ń s k i i in.: Metody statystyczne w doświadczalnictwie chemicznym. PWN, Warszawa 1974.
- [17] D o b r z y c k i J., L u d w i c k i M.: Elektrochemiczne oznaczanie inwertu w produktach cukrowniczych. Gazeta Cukrownicza nr 3. 1981, s. 65.



- [18] D o u g l a s J. M.: Dynamika i sterowanie procesów. WNT, Warszawa 1976.
- [19] E h l e r W., W a l t h e r L.: Elektrisches Messen nichtelektrischer Grössen mit Halbleiterwiderständen. VEB Verlag Technik Berlin, 1976.
- [20] F i n d e i s e n W.: Technika regulacji automatycznej. PWN, Warszawa 1969.
- [21] G a i l l a r d A.: Aparatura pomiarowa w przemyśle chemicznym. Instalowanie i uruchamianie. WNT, Warszawa 1972.
- [22] G o l d e W.: Układy elektroniczne. WNT, Warszawa 1976.
- [23] G o l d e W.: Wzmacniacze tranzystorowe. WNT, Warszawa 1975.
- [24] H e n g s t e n b e r g J. i in.: Messen und Regeln in der Chemischen Technik. Springer Verlag, Berlin 1957.
- [25] H o r s t H.: Einführung in die Messtechnik. VEB Verlag Technik, Berlin 1977.
- [26] K a l i s z J.: Cyfrowe układy scalone w technice pomiarowej. MON, Warszawa 1977.
- [27] K a m l e r J., M a ń k A.: Odbiorniki fotoelektryczne i ich zastosowanie. WNT, Warszawa 1966.
- [28] K e m b ł o w s k i Z.: Reometria płynów nienewtonowskich. WNT, Warszawa 1973.
- [29] K o b u s A. i in.: Technika hallotronowa. WNT, Warszawa 1980.
- [30] K o b u s A., T u s z y ń s k i J.: Hallotроны i gaussotроны. WNT, Warszawa 1966.
- [31] K o p i e ł o w i c z A. P.: Dobór regulatorów automatycznych. Metody obliczeń. WNT, Warszawa 1964.
- [32] K o t l e w s k i F., M i e s z k o w s k i M.: Pomiary w technice cieplnej. WNT, Warszawa 1972.
- [33] K r a u s s M., W o s c h n i E. G.: Systemy pomiarowo-informacyjne. WNT, Warszawa 1979.
- [34] K u ł a k o w M. W.: Pomiary technologiczne i aparatura kontrolno-pomiarowa w przemyśle chemicznym. WNT, Warszawa 1972.
- [35] L a m m e l L.: Sygnały pneumatyczne w automatyce. WNT, Warszawa 1974.
- [36] d e L a r m i n a t P., T h o m a s Y.: Automatyka - układy liniowe. t. 1 Sygnały i układy, t. 2 Identyfikacja. WNT, Warszawa 1983.
- [37] L i b u r a A. L., N a d a c h o w s k i M.: Przetworniki analogowo-cyfrowe. WNT, Warszawa 1973.



- [38] L u c i ń s k i J.: Układy tyrystorowe. WNT, Warszawa 1973.
- [39] Ł a p i ń s k i M. i in.: Nowoczesne metody pomiaru i regulacji wilgotności. WNT, Warszawa 1968.
- [40] Ł a p i ń s k i M.: Pomiary elektryczne i elektroniczne wielkości nieelektrycznych. WNT, Warszawa 1974.
- [41] M a r k o w s k i A. i in.: Automatyka w pytaniach i odpowiedziach. WNT, Warszawa 1979.
- [42] M a s s a l s k i J. M., S t u d n i c k i J.: Międzynarodowy układ jednostek miar SI. PWN, Warszawa 1971.
- [43] M i c h a l s k i L., E c k e r s d o r f K.: Pomiary temperatury. WNT, Warszawa 1971.
- [44] M i c h a l s k i L. i in.: Regulacja temperatury urządzeń elektrotermicznych. WNT, Warszawa 1981.
- [45] M i l l e r D.: Przetworniki elektryczne wybranych wielkości fizykochemicznych. WNT, Warszawa 1974.
- [46] M i s i u r e w i c z P., G r z y b e k M.: Półprzewodnikowe układy logiczne TTL. WNT, Warszawa 1982.
- [47] M o d r z e j e w s k i B.: Pomiary pH. WNT, Warszawa 1971.
- [48] M y n a r s k i S.: Elementy teorii systemów i cybernetyki. PWN, Warszawa 1981.
- [49] N a d a c h o w s k i M., K u l k a Z.: Analogowe układy scalone. WKiŁ, Warszawa 1979.
- [50] O s i o w s k i J.: Zarys rachunku operatorowego. WNT, Warszawa 1965.
- [51] P i e ń k o s J., T u r c z y ń s k i J.: Układy scalone TTL serii UCY-74 i ich zastosowanie. WKiŁ, Warszawa 1976.
- [52] P i e ń k o s J., T u r c z y ń s k i J.: Przetwarzanie i przechowywanie informacji w systemach automatyki. WNT, Warszawa 1974.
- [53] P i e ń k o s J., T u r c z y ń s k i J.: Układy scalone TTL w systemach cyfrowych. WKiŁ, Warszawa 1980.
- [54] P i o t r o w s k i J.: Podstawy metrologii. PWN, Warszawa 1977.
- [55] P ł a s k o w s k i A.: Eksperymentalne wyznaczanie własności dynamicznych obiektów regulacji. WNT, Warszawa 1965.
- [56] Encyklopedia techniki. Automatyka. Warszawa, WNT, 1972.
- [57] Poradnik fizykochemiczny. Warszawa, WNT, 1974.
- [58] Poradnik inżyniera. Automatyka. WNT, Warszawa, 1973.
- [59] Poradnik inżyniera. Zastosowania elektroniki. WNT, Warszawa, 1975.
- [60] P u ł a c z e w s k i J.: Dobór nastaw regulatorów przemysłowych. WNT, Warszawa 1966.



- [61] Pułaczewski J. i in.: Zasady automatyki. WNT, Warszawa, 1974.
- [62] Pułaczewski J.: Automatyka. WSiP, Warszawa, 1977.
- [63] Rajchert J. F. i in.: Tyrystory i ich zastosowania. WKiŁ, Warszawa, 1977.
- [64] Rolliński Z.: Zarys elektrycznej tensometrii oporowej. WNT, Warszawa, 1981.
- [65] Rosiński W.: Zasady działania tranzystorów. WNT, Warszawa, 1977.
- [66] Rutkowski J.: Stroboskopy. WNT, Warszawa, 1961.
- [67] Schmidt B., Kuźma E.: Termistory. WNT, Warszawa, 1972.
- [68] Seely S.: Układy elektroniczne. WNT, Warszawa, 1972.
- [69] Serwiński M.: Zasady inżynierii chemicznej. WNT, Warszawa, 1971.
- [70] Sońta S.: Układy tranzystorowe. WKiŁ, Warszawa, 1971.
- [71] Sońta S., Kotlowski H.: Układy scalone liniowe i ich zastosowanie. WNT, Warszawa, 1977.
- [72] Sowinski A.: Cyfrowa technika pomiarowa. WKiŁ, Warszawa, 1976.
- [73] Styburski W.: Przetworniki tensometryczne. WNT, Warszawa, 1976.
- [74] Szczeniowski S.: Fizyka doświadczalna. T. 2. Ciepło i fizyka drobinowa. PWN, Warszawa, 1971.
- [75] Szumielewicz B. i in.: Pomiary elektroniczne w technice. WNT, Warszawa, 1982.
- [76] Szydłowski H. i in.: Teoria pomiarów. PWN, Warszawa, 1978.
- [77] Takahashi Y. i in.: Sterowanie i systemy dynamiczne. WNT, Warszawa, 1976.
- [78] Traczyk W.: Układy cyfrowe automatyki. WNT, Warszawa, 1974.
- [79] Trybański Z.: Urządzenia i układy automatycznej regulacji. PWN, Warszawa, 1978.
- [80] Trybański Z.: Zasady automatyki dla chemików. PWN, Warszawa, 1978.
- [81] Wagner F.: Liczniki elektroniczne w przemysłowych układach sterowania. WNT, Warszawa, 1971.



- [82] Węgry S.: Podstawy automatyki. PWN, Warszawa, 1974.
- [83] Węgry S.: Rachunek operatorowy. PWN, Warszawa, 1960.
- [84] Volk W.: Statystyka stosowana dla inżynierów. WNT, Warszawa, 1973.
- [85] Zagajewski T.: Układy elektroniki przemysłowej. WNT, Warszawa, 1978.
- [86] Zimmerman R.: Automatyczna centralizacja, pomiary i obróbka danych. MON, Warszawa, 1975.

#### C. Normy i przepisy legalizacyjne (stan na 1983 rok)

- [87] PN-75/E-02200. Mierniki elektryczne wskazówkowe tablicowe. Zakresy pomiarów i wskazań, prądy i napięcia znamionowe.
- [88] PN-73/E-06503. Rejestratory elektryczne o działaniu bezpośrednim i ich przybory pomiarowe. Ogólne wymagania i badania.
- [89] PN-78/M-42000. Automatyka i przyrządy pomiarowe przemysłowe. Nazwy i określenia.
- [90] PN-74/M-42001. Krajowy System Automatyki i Pomiarów POLMATIK. Ciśnienie zasilania i sygnały pneumatyczne automatyki średnicciśnieniowej. Wymagania.
- [91] PN-80/M-42006. Automatyka i pomiary przemysłowe. Elektryczne sygnały analogowe w układach regulacji i sterowania. Podstawowe wymagania.
- [92] PN-70/M-42007. Automatyka przemysłowa. Symbole i oznaczenia na schematach technologicznych.
- [93] PN-75/M-42014. Krajowy System Automatyki i Pomiarów POLMATIK. Automatyka pneumatyczna. Nazwy i określenia.
- [94] PN-77/M-42015. Krajowy System Automatyki i Pomiarów POLMATIK. Regulatory pneumatyczne. Wymagania i badania.
- [95] PN-77/M-42017. Krajowy System Automatyki i Pomiarów POLMATIK. Urządzenia wykonawcze elektryczne. Ogólne wymagania i badania.
- [96] PN-78/M-42020. Krajowy System Automatyki i Pomiarów POLMATIK. Ogólne wymagania i badania.
- [97] PN-79/M-42023. Ciśnieniomierze przemysłowe z elementami sprężystymi. Podział i oznaczenie.
- [98] PN-76/M-42034. Krajowy System Automatyki i Pomiarów POLMATIK. Generatory sygnałów sieci czasu. Wymagania ogólne i badania.
- [99] PN-76/M-42050. Krajowy System Automatyki i Pomiarów POLMATIK. Regulatory o bezpośrednim działaniu ciągłym. Wymagania i badania.



- [100] PN-81/M-42054. Automatyka i pomiary przemysłowe. Stacyjki pneumatyczne operacyjne i zadające. Wymagania i badania.
- [101] PN-77/M-42056. Krajowy System Automatyki i Pomiarów POLMATIK. Regulatory temperatury termoelektryczne i oporowe o działaniu przerywnym. Wspólne wymagania i badania.
- [102] PN-77/M-42057. Krajowy System Automatyki i Pomiarów POLMATIK. Przetworniki pomiarowe analogowe wielkości nieelektrycznych. Ogólne wymagania i badania.
- [103] PN-79/M-42063. Zawory regulacyjne. Nazwy i określenia.
- [104] PN-80/M-42070. Regulatory elektryczne analogowe. Ogólne wymagania i badania.
- [105] PN-75/M-42304. Krajowy System Automatyki i Pomiarów POLMATIK. Ciśnieniomierze wskazówkowe zwykle z elementami sprężystymi.
- [106] PN-77/M-42312. Krajowy System Automatyki i Pomiarów POLMATIK. Przyrządy do pomiaru ciśnienia. Nazwy i określenia.
- [107] PN-79/M-42319. Podziałki wskaźników okrągłych ciśnienia i temperatury. Ogólne wymagania.
- [108] PN-75/M-42356. Krajowy System Automatyki i Pomiarów POLMATIK. Termometry manometryczne wskazujące zwykle.
- [109] PN-76/M-42358. Krajowy System Automatyki i Pomiarów POLMATIK. Przyrządy pomiarowe poziome. Ogólne wymagania.
- [110] PN-79/M-42363. Liczniki i przepływomierze turbinowe do cieczy.
- [111] PN-76/M-53851. Termometry. Nazwy i określenia.
- [112] PN-75/M-53852. Termometry elektryczne. Charakterystyki oporników termometrycznych.
- [113] PN-81/M-53854. Termometry elektryczne. Charakterystyki termometryczne termoelementów. Podział termoelementów.
- [114] PN-79/M-53857. Termometry elektryczne. Osłony czujników. Ogólne wymagania i badania.
- [115] PN-62/M-53858. Linie łączeniowe termometrów oporowych i termoelektrycznych. Wymagania i badania techniczne.
- [116] PN-77/M-53859. Termometry elektryczne. Przewody kompensacyjne dla termoelementów.
- [117] PN-71/M-53930. Pirometry. Nazwy i określenia.
- [118] PN-65/M-53950. Pomiar natężenia przepływu płynów za pomocą zwężeń.
- [119] PN-74/M-54303. Przemysłowe przyrządy pomiarowe. Podziałki kreskowe.





- [120] PN-67/M-54900. Wodomierze. Nazwy i określenia.
- [121] PN-71/N-02050. Metrologia. Nazwy i określenia.
- [122] PN-65/S-13684. Termometry szklane. Termometry przemysłowe.
- [123] PN-71/T-01016. Przetwarzanie danych i komputery. Podstawowe nazwy i określenia.
- [124] PN-71/T-01017. Binarne elementy cyfrowe. Nazwy i określenia.
- [125] PN-71/T-06501. Woltomierze elektroniczne analogowe. Ogólne wymagania i badania.
- [126] PN-74/T-06506. Elektroniczne woltomierze cyfrowe i przetworniki analogowo-cyfrowe napięcia stałego. Ogólne wymagania i badania.
- [127] PN-81/T-06510. Elektroniczne przyrządy do pomiarów pH. Ogólne wymagania i badania.
- [128] PN-72/T-06530. CAMAC. Blokowy system oprzyrządowania elektronicznego do pomiarów automatycznych i sterowania. Konstrukcja i organizacja logiczna.
- [129] Dziennik Ustaw z dn. 30.10.1975, nr 35 poz. 192.
- [130] Monitor Polski. Nr 4/1970, poz. 38.

