



**FABRYKA
INŻYNIERÓW**

POMIARY ELEKTRYCZNE WIELKOŚCI NIEELEKTRYCZNYCH

Wacław Gawędzki

CZŁOWIEK – NAJLEPSZA INWESTYCJA



KAPITAŁ LUDZKI
NARODOWA STRATEGIA SPÓJNOŚCI

UNIA EUROPEJSKA
EUROPEJSKI
FUNDUSZ SPOŁECZNY



POMIARY ELEKTRYCZNE WIELKOŚCI NIEELEKTRYCZNYCH

Wacław GAWĘDZKI

10 lutego 2011

Pozycja wydawnictw naukowych
Akademii Górniczo-Hutniczej im. Stanisława Staszica w Krakowie

© Wydawnictwa AGH, Kraków 2010
ISBN 978-83-7464-357-3

Redaktor Naczelny Wydawnictw AGH: *Jan Sas*

Komitety Naukowe Wydawnictw AGH:
Tomasz Szumac (przewodniczący), *Marek Capiński*, *Jerzy Klich*, *Witold K. Krajewski*,
Tadeusz Sawik, *Mariusz Ziółko*

Recenzenci: *prof. dr hab inż. Zygmunt Kuśmierek*
prof. dr hab inż. Michał Szyper

Autor pracuje w Katedrze Metrologii na Wydziale Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki
i Elektroniki Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie, e-mail: waga@agh.edu.pl

Redakcja: *Joanna Ciągła*

Projekt okładki serii: *Barbara Jezierska*
Przygotowanie do druku okładki i stron tytułowych: *Zofia Łucka*

Skład komputerowy: *Marek Karkula*

Publikacja współfinansowana przez Unię Europejską w ramach Europejskiego Funduszu
Społecznego

Egzemplarz bezpłatny

Redakcja Wydawnictw AGH
al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków
tel. 12 617 32 28, tel./fax 12 636 40 38
e-mail: redakcja@wydawnictwoagh.pl
<http://www.wydawnictwa.agh.edu.pl>

Spis treści

Wstęp	9
1. Struktura toru pomiarowego	11
1.1. Podstawowe definicje	11
1.2. Właściwości statyczne i dynamiczne przetworników pomiarowych	14
2. Metody akwizycji sygnałów pomiarowych	19
2.1. Próbkowanie sygnałów pomiarowych	20
2.2. Kwantowanie sygnałów pomiarowych	29
2.3. Kodowanie sygnałów pomiarowych	30
2.4. Przetwarzanie analogowo-cyfrowe	33
2.5. Metody podłączania źródeł napięcia do karty pomiarowej	38
2.6. Metody podłączania czujników ilorazowych do przetworników A/C	41
3. Tensometryczne metody pomiarowe	43
3.1. Budowa i zasada działania czujników tensometrycznych	43
3.2. Właściwości mostka tensometrycznego	48
3.3. Metody projektowania przetworników z czujnikami tensometrycznymi	53
3.4. Tor pomiarowy z modulacją amplitudy	57
3.4.1. Modulacja amplitudy w mostku tensometrycznym	57
3.4.2. Aparatura pomiarowa w torze z modulacją amplitudy	59
3.5. Pomiary masy i siły	66
3.6. Pomiary momentu skręcającego	69
4. Metody pomiaru ciśnień	76
4.1. Podstawowe definicje i jednostki	76
4.2. Przetworniki ciśnienia	80
4.2.1. Membranowe przetworniki ciśnienia	80
4.2.2. Piezorezystywne przetworniki ciśnienia	83
4.2.3. Cylindryczne przetworniki ciśnienia	85
4.2.4. Inne rodzaje przetworników ciśnienia	86

4.3. Metody pomiarów ciśnienia w medycynie	87
4.3.1. Optyczne przetworniki ciśnienia	87
4.3.2. Metoda pomiaru ciśnienia statycznego krwi	89
5. Pomiary temperatury	91
5.1. Podstawowe definicje i jednostki	91
5.2. Czujniki termoelektryczne	94
5.3. Czujniki termorezystancyjne metalowe	101
5.4. Czujniki termorezystancyjne półprzewodnikowe	106
5.5. Półprzewodnikowe czujniki złączowe temperatury	107
5.6. Pirometryczne metody pomiarowe	111
5.7. Właściwości dynamiczne przetworników temperatury	115
6. Pomiary parametrów ruchu drgającego	119
6.1. Definicje parametrów opisujących drgania mechaniczne	119
6.2. Teoria przetwornika sejsmicznego	121
6.2.1. Przetwornik sejsmiczny w pomiarach przyspieszeń	122
6.2.2. Przetwornik sejsmiczny w pomiarach przemieszczeń	125
6.3. Przetworniki do pomiaru przyspieszeń i przemieszczeń	128
6.3.1. Przykłady konstrukcji akcelerometrów	128
6.3.2. Przykład konstrukcji wibrometru	130
6.4. Właściwości przetworników piezoelektrycznych	131
6.4.1. Zasada działania przetworników piezoelektrycznych	131
6.4.2. Właściwości dynamiczne przetworników piezoelektrycznych	133
6.5. Akcelerometr piezoelektryczny	135
7. Pomiary odległości i przemieszczenia	138
7.1. Przetworniki pojemnościowe przemieszczenia	139
7.2. Indukcyjnościowe przetworniki przemieszczenia	144
7.3. Transformatorowe przetworniki przemieszczenia	146
7.4. Laserowe metody pomiaru odległości	151
7.4.1. Laserowy przetwornik triangulacyjny	152
7.4.2. Laserowy przetwornik interferometryczny	154
7.5. Cyfrowe przetworniki przemieszczeń kątowych	156
8. Pomiary przepływów	160
8.1. Podstawy fizyczne metod pomiaru przepływu	160
8.2. Zwężkowe przetworniki pomiarowe	163
8.3. Przetworniki termoanemometryczne lokalnej prędkości przepływu	165
8.4. Ultradźwiękowe metody pomiaru przepływu	166
8.5. Przepływomierze wirowe	169
9. Pomiar mocy cieplnej i analiza zjawisk cieplnych	171
9.1. Pomiar mocy cieplnej	171
9.2. Analogi elektryczne zjawisk cieplnych	175
9.2.1. Tworzenie modelu elektrycznego zjawisk cieplnych	177
9.2.2. Model przepływu ciepła w czujniku temperatury	178

10. Pomiary wilgotności	180
10.1. Podstawowe pojęcia	180
10.2. Metoda punktu rosy	181
10.3. Metoda psychrometryczna	183
10.4. Inne konstrukcje higrometrów	183
10.5. Pomiary wilgotności ciał stałych	184
Bibliografia	187
Indeks	191

Wstęp

Celem niniejszej publikacji jest przekazanie wiedzy z zakresu pomiarów wielkości nieelektrycznych metodami elektrycznymi, zasad działania i umiejętności stosowania przetworników i czujników pomiarowych, podstawowych metod pomiarowych, a także kalibracji czujników i torów pomiarowych oraz podstaw budowy i obsługi współczesnej aparatury do pomiarów wielkości nieelektrycznych. Zawartość merytoryczna poszczególnych rozdziałów książki została ustalona według kryterium stosowanych technik pomiarowych oraz ukierunkowana na pomiar określonej wielkości fizycznej. Omówiono fizyczne podstawy budowy przetworników i czujników do pomiarów wielkości mechanicznych: odkształceń, naprężeń, masy, siły, momentów sił, momentu obrotowego, oraz ciśnień z zastosowaniem tensometrycznych metod pomiarowych. Przedstawiono metody i układy pomiarowe oraz aparaturę pomiarową działającą z wykorzystaniem modulacji amplitudy, stosowane w tensometrycznej technice pomiarowej. Obszernie przedstawiono, z wyjaśnieniem fizycznych zasad działania, przetworniki do pomiaru temperatury: termometry termoelektryczne, termorezystory metalowe oraz półprzewodnikowe termistory, półprzewodnikowe termometry złączowe, a także bezstykowe pirometryczne czujniki temperatury.

Pokazano podstawowe metody i układy pomiarowe z zastosowaniem wymienionych czujników temperatury, zwracając uwagę na ich właściwości dynamiczne w aspekcie pomiarów temperatur zmiennych w czasie. Omówiono czujniki i metody pomiarowe stosowane w pomiarach parametrów drgań mechanicznych oraz teorię przetwornika sejsmicznego jako podstawowego elementu przetwarzania w konstrukcji akcelerometrów i wibrometrów. Przedstawiono podstawy teoretyczne budowy akcelerometrów z różnymi przetwornikami sygnału, tensometrycznymi, pojemnościowymi i piezoelektrycznymi.

W zakresie pomiarów odległości i przemieszczeń omówiono zasady działania przetworników pojemnościowych, indukcyjnościowych, transformatorowych oraz laserowych triangulacyjnych i interferometrycznych, a także zaprezentowano podstawowe informacje na temat cyfrowych metod pomiarów kąta. Przedstawiono również zagadnienia dotyczące przetworników i metod pomiarów przepływów, ze szczególnym uwzględnieniem stosowanych powszechnie w przemyśle metod zwężkowych, termoanemometrycznych, ultradźwiękowych oraz wirowych.

Zastosowanie technik pomiarowych wielkości nieelektrycznych obejmuje nie tylko zagadnienia przemysłowe, ale również aparaturę codziennego użytku, ochronę i bezpieczeństwo funkcjonowania ludzi, rozliczenia zużytych mediów, a także szeroką problematykę pomiarów wielkości fizycznych i chemicznych w medycynie. W niniejszej publikacji przedstawiono również zagadnienia związane z zastosowaniem w medycynie technik pomiaru temperatury, ciśnienia statycznego i dynamicznego krwi oraz informacje dotyczące podstaw teoretycznych ultradźwiękowych dopplerowskich metod pomiaru przepływu, które znajdują zastosowanie w ultrasonograficznej aparaturze diagnostyczno-pomiarowej.

Ze względu na ograniczoną liczbę liter alfabetu łacińskiego, tradycje stosowania określonych oznaczeń w poszczególnych działach fizyki oraz przyzwyczajenia użytkowników sprzętu pomiarowego dotyczące poszczególnych działów metrologii nieelektrycznej w zakresie nazewnictwa, w kolejnych rozdziałach powtarzają się te same litery dla oznaczenia różnych wielkości fizycznych. Na przykład litera k oznacza stałą tensometru, ale również stałą sprężystości sprężyny, grecka litera α używana jest do oznaczania kąta, lecz również do oznaczania współczynnika liniowej rozszerzalności temperaturowej materiałów, litera ε używana jest do oznaczania odkształcenia w mechanice i oznacza również współczynnik emisyjności w termometrii. Dlatego znaczenie stosowanych symboli jest każdorazowo wyjaśniane w poszczególnych rozdziałach i w nich obowiązuje.

Autor przekazuje książkę czytelnikom z nadzieją, że spełni ona ich oczekiwania, przyczyni się do pogłębienia wiedzy w dziedzinie metrologii wielkości nieelektrycznych i będzie stanowić zachętę do głębszego zainteresowania się prezentowaną tematyką.

Książka przeznaczona jest dla ogółu metrologów, studentów odpowiednich kierunków szkół wyższych, a do jej zrozumienia niezbędne jest opanowanie wiedzy w zakresie podstawowego, na studiach inżynierskich, kursu matematyki, fizyki, elektrotechniki oraz metrologii.

ROZDZIAŁ 1

Struktura toru pomiarowego

1.1. Podstawowe definicje

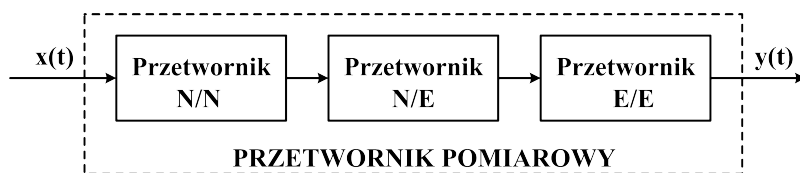
Podstawowym, wejściowym stopniem toru pomiarowego wielkości nieelektrycznych jest przetwornik pomiarowy, nazywany w literaturze anglojęzycznej wyrażeniami „sensor” lub „transducer”. W literaturze często można spotkać, zamiennie, lecz nie zawsze w sposób poprawny stosowane określenia „czujnik” oraz „przetwornik pomiarowy”. W *Słowniku języka polskiego PWN* czujnik zdefiniowany jest jako „część urządzenia pomiarowego reagująca na impulsy spowodowane zmianami mierzonej wielkości”, natomiast przetwornik jako „przyrząd lub urządzenie przetwarzające jedną wielkość fizyczną na inną” lub inaczej, urządzenie przetwarzające jeden rodzaj energii na inny.

Zgodnie z tymi definicjami, podstawowym zadaniem przetwornika pomiarowego wielkości nieelektrycznej (rysunek 1.1) jest przetworzenie mierzonej wielkości nieelektrycznej x na sygnał wyjściowy y , który w przypadku metrologii elektrycznej będzie sygnałem elektrycznym (napięcie, prąd, częstotliwość, lub parametr obwodu elektrycznego: rezystancja R , indukcyjność własna L i wzajemna M , pojemność C).

Przetwornik pomiarowy może być złożony z jednego elementarnego przetwornika lub zespołu przetworników elementarnych. Jeden z przetworników elementarnych spełnia funkcję czujnika, dokonując detekcji mierzonej wielkości fizycznej i przetwarzając ją na sygnał możliwy do odczytania przez obserwatora lub przyrząd pomiarowy.

Przetwornik pomiarowy może wykonywać przetwarzanie na dwa sposoby:

- 1) Bezpośrednio, przez pojedynczy przetwornik elementarny wielkości nieelektrycznej na elektryczną (N/E) lub nieelektryczną (N/N). Przetwornik taki pełni wówczas funkcję czujnika. Przykładowo, bezpośrednio funkcję czujnika spełnia fragment drutu platynowego, którego rezystancja zmienia się z temperaturą, lub para dwóch różnych metali zespolonych jednym końcem, w przypadku których pomiędzy wolnymi końcami generowana jest siła termoelektryczna powodowana różnicą temperatur spiny pomiarowej i wolnych końców (przetwarzanie N/E). Innym przykładem czujnika może być realizujący przetwarzanie N/N szklany termometr rtęciowy, który wykorzystuje zjawisko rozszerzalności objętościowej cieczy i przetwarza mierzoną temperaturę na wysokość słupa rtęci w kapilarze, na podstawie której obserwator może odczytać wartość temperatury, korzystając z umieszczonej w szklanej rurce termometru skali.
- 2) Pośrednio, w wyniku wstępnego przetworzenia przez elementarny przetwornik N/N mierzonej wielkości nieelektrycznej na inną wielkość nieelektryczną, łatwiej mierzalną lub prostszą, wygodniejszą bądź wręcz w ogóle możliwą do dalszego przetworzenia przez przetwornik N/E , w celu uzyskania wyniku pomiaru. Przykładem może być przetwornik ciśnienia ze stalową membraną. Różnica mierzonych ciśnień przetwarzana jest najpierw przez sprężysty przetwornik mechaniczno-mechaniczny na inny sygnał nieelektryczny odkształcenia membrany, który następnie przez przetwornik tensometryczny (N/E) przetwarzany jest na względną zmianę rezystancji. Spełniający funkcję czujnika tensometryczny przetwornik N/E nie reaguje bezpośrednio na wielkość mierzoną (różnica ciśnień), lecz na odkształcenie membrany. W tym przypadku przetwornik pomiarowy ciśnienia składa się z dwóch przetworników elementarnych N/N i N/E .



Rysunek 1.1. Schemat blokowy przetwornika pomiarowego wielkości nieelektrycznej

Oprócz przetworników N/N i N/E często stosowane są w przetworniku pomiarowym elementarne przetworniki E/E (rysunek 1.1) w celu realizacji podstawowej funkcji pomiarowej przetwornika lub dopasowania wyjściowego sygnału elektrycznego czujnika N/E do parametrów dalszej części toru pomiarowego.

Na przykład, w przetworniku pomiarowym wykorzystującym czujniki tensometryczne niezbędne jest zastosowanie mostka rezystancyjnego Wheatstone’a, przetwarzającego względną zmianę rezystancji czujników tensometrycznych na sygnał napięciowy. W termorezystancyjnym przetworniku temperatury może być zastosowany przetwornik rezystancja-napięcie, w przetworniku termoelektrycznym przetwornik napięcie-napięcie (wzmacniacz niezbędny do wzmocnienia napięcia termoelektrycznego o bardzo małej wartości).

Przetworniki pomiarowe wielkości nieelektrycznej mogą być wykonywane w najprostszej postaci jako czujniki przetwarzające wielkość mierzoną na parametr obwodu elektrycznego R, L, C, U, I lub w ramach ich struktury mogą znajdować się proste układy kondycjonowania sygnałów umożliwiające otrzymywanie znormalizowanych analogowych sygnałów wyjściowych: napięciowych ($\pm 5\text{ V}$ lub $\pm 10\text{ V}$) bądź prądowych ($0 \div 20\text{ mA}$ lub $4 \div 20\text{ mA}$).

Postęp i miniaturyzacja w dziedzinie mikroelektroniki umożliwia również stosowanie w przetwornikach pomiarowych przetworników elektronicznych, łącznie z układami mikropocesorowymi, co dodatkowo pozwala wykonywać w nich, na przykład, korekcję nieliniowości charakterystyki przetwarzania, eliminować wpływ wielkości zakłócających oraz wyprowadzać sygnał wyjściowy w postaci analogowej lub cyfrowej za pomocą odpowiedniego interfejsu (Ethernet, USB, RS485 itp.). Stąd często spotkać można określenie „czujniki inteligentne” (ang. *smart sensor*), które właściwie nazwać można prostymi systemami pomiarowymi.

Podsumowując dotychczasowe rozważania, można stwierdzić, że przetwornik pomiarowy wielkości nieelektrycznej w torze pomiarowym z wyjściem elektrycznym może być złożony z pojedynczego przetwornika elementarnego N/E , z zespołu przetworników elementarnych N/N i N/E lub z przetworników N/E i E/E bądź wreszcie ze wszystkich trzech rodzajów przetworników elementarnych N/N , N/E i E/E , przy czym we wszystkich tych przypadkach przetwornik elementarny wielkości nieelektrycznej na elektryczną N/E spełnia funkcję czujnika.

Ze względu na zasadę działania czujniki dzielimy na parametryczne (bierne) i generacyjne (aktywne). Czujniki parametryczne przetwarzają mierzoną wielkość fizyczną na wartość wybranego parametru obwodu elektrycznego: rezystancję, indukcyjność lub pojemność (np. omawiane już wcześniej termometry rezystancyjne przetwarzające temperaturę na wartość rezystancji lub mikrofony pojemnościowe przetwarzające wartość ciśnienia akustycznego działającego na, będącą jedną z elektrod kondensatora, membranę mikrofonu, powodując zmianę pojemności), i do realizacji przetwarzania wymagają one dostarczenia energii przez odpowiednie zasilanie.

Czujniki generacyjne do wykonania przetwarzania nie wymagają dodatkowej energii, przetwarzają bowiem energię dostarczoną przez obiekt pomiaru na wejście czujnika na sygnał elektryczny napięcia lub prądu (np. czujniki termoelektryczne generujące napięcie powodowane różnicą temperatur, czujniki piezoelektryczne generujące ładunek pod wpływem działającej na czujnik siły). Wymienione czujniki termoelektryczne i piezoelektryczne mają interesującą właściwość odwracalności zjawiska fizycznego, będącego podstawą ich działania (zdolność do odwrotnego przetwarzania energii), ale o tym szerzej w rozdziałach dotyczących zasad działania wymienionych czujników.

Jak wspomniano na wstępie, przetwornik pomiarowy jest pierwszym, wejściowym stopniem toru pomiarowego. W zależności od postaci sygnału wyjściowego y z przetwornika przetwarzany jest on w dalszej części toru pomiarowego przez układy kondycjonowania sygnału, przetworniki analogowe, analogowo-cyfrowe, w sposób uwarunkowany funkcją pomiarową, tak aby przetworzony sygnał w dogodny sposób można było stosować w układach automatyki, wizualizować, archiwizować bądź przesyłać pomiędzy elementami systemu pomiarowego.

W dalszej części książki prezentowane są zagadnienia dotyczące fizycznych zasad działania, budowy i umiejętności poprawnego stosowania przetworników oraz czujników pomiarowych. Uwzględniono również, niezbędne z punktu widzenia kondycjonowania sygnałów wyjściowych z czujników, podstawowe metody pomiarowe i układy przetwarzania sygnałów.

1.2. Właściwości statyczne i dynamiczne przetworników pomiarowych

Sposób funkcjonowania przetworników w torze pomiarowym przeanalizujemy pod względem pomiaru wielkości statycznych, czyli niezmiennych w czasie, oraz wielkości dynamicznych, zmiennych w czasie. Przetwarzanie przez przetworniki sygnałów mierzonych opisywane jest przez funkcję przetwarzania statycznego bądź dynamicznego, przy czym należy tak projektować przetwornik pomiarowy, aby jego funkcja przetwarzania spełniała warunki przetwarzania nieznieskształcającego. W tym celu należy zapewnić, na ile to możliwe, liniowość charakterystyki statycznej przetwarzania przetwornika, a charakterystykę dynamiczną kształtuje się w taki sposób, aby nie wprowadzała zniekształceń amplitudowych i fazowych.

Rozpatrzmy właściwości statyczne przetwornika pomiarowego, dla przypadku prowadzenia pomiarów wielkości ustalonych w czasie. Funkcję przetwarzania wiążącą wyjście y przetwornika z wejściową wielkością mierzoną x (rysunek 1.1) określa zależność:

$$y = f(x) \quad (1.1)$$

Charakterystyka statyczna każdego przetwornika jest w większym lub mniejszym stopniu nieliniowa. W wyniku odpowiednich zabiegów na etapie projektowania oraz zastosowania układów korekcyjnych minimalizuje się nieliniowości charakterystyki przetwarzania i dąży się do tego, aby móc ją zastąpić charakterystyką liniową z pewną wartością błędu nieliniowości. Stosowane są różne metody interpolacji: funkcją liniową, funkcjami sklejanymi (w tym przedziałami liniowymi), wielomianowymi, wreszcie funkcją dowolną, zdefiniowaną przez użytkownika. Złożone funkcje interpolujące znajdują zastosowanie w torach pomiarowych mikroprocesorowych systemów pomiarowych, ze względu na konieczność stosowania bieżących obliczeń numerycznych. W praktyce najczęściej wykorzystywana jest dwupunktowa interpolacja liniowa, a prosta interpolująca łączy punkty określone przez zakres pomiarowy przetwornika (x_{min}, y_{min}) , (x_{max}, y_{max}) . Na rysunku 1.2 przedstawiono przykładową, statyczną charakterystykę przetwarzania $f(x)$ przetwornika (krzywa w kolorze czarnym) zawierającą nieliniowość oraz jej dwupunktową, liniową funkcję interpolującą $f_{int}(x)$.

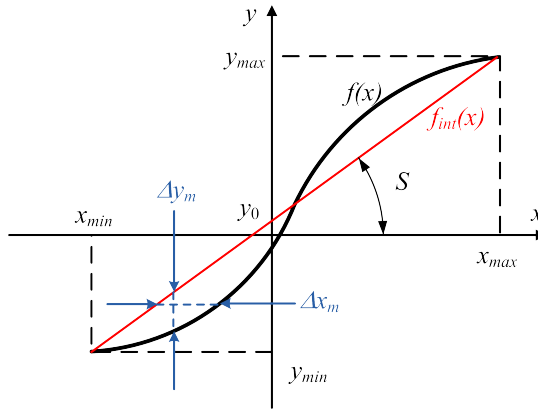
Czułość określającą wrażliwość przetwornika na zmiany wielkości mierzonej x definiujemy następująco:

$$S = \frac{dy}{dx} \quad (1.2)$$

Dla nieliniowej funkcji przetwarzania (1.1) czułość jest zmienna, zależna od wartości wielkości mierzonej x , dlatego wyznacza się ją na podstawie wyniku pomiaru wartości wyjściowej przetwornika y z równania:

$$x = f^{-1}(y) \quad (1.3)$$

Posługiwanie się w praktyce nieliniową funkcją przetwarzania jest kłopotliwe i wymaga zastosowania w systemie pomiarowym układu mikroprocesorowego realizującego takie obliczenia.



Rysunek 1.2. Definicja parametrów statycznej funkcji przetwarzania

Stosując liniową interpolację nieliniowej funkcji przetwarzania (rysunek 1.2):

$$y = f_{int}(x) = S \cdot x + y_0 \quad (1.4)$$

gdzie y_0 – wartość wyjściowa przetwornika dla zerowej wartości wielkości mierzonej x (nazywana też offsetem), uzyskujemy (zgodnie z (1.2)) stałą wartość czułości, niezależną od wartości wielkości mierzonej x . Wartość x wyznaczana jest wówczas na podstawie przekształconego równania liniowego (1.4):

$$x = f_{int}^{-1}(y) = \frac{y - y_0}{S} \quad (1.5)$$

Dla tak wyznaczonej wartości wielkości mierzonej x niezbędne jest określenie błędu związanego z liniową interpolacją nieliniowej, rzeczywistej funkcji przetwarzania przetwornika pomiarowego. Wartość bezwzględnego błędu nieliniowości funkcji przetwarzania określa się w dziedzinie wielkości wyjściowej przetwornika y :

$$\Delta y_m = \max_x |f(x) - f_{int}(x)| \quad (1.6)$$

bądź w dziedzinie wielkości mierzonej x :

$$\Delta x_m = \max_y |f^{-1}(y) - f_{int}^{-1}(y)| \quad (1.7)$$

Sposób wyznaczania błędu nieliniowości na podstawie zależności (1.6) oraz (1.7) pokazano na rysunku 1.2. Jeżeli wartość błędu nieliniowości odniesiemy do zakresu pomiarowego, to otrzymamy względny błąd nieliniowości:

$$\delta_{ny} = \frac{\Delta y_m}{y_{max} - y_{min}} \cdot 100\% \quad \text{lub} \quad \delta_{nx} = \frac{\Delta x_m}{x_{max} - x_{min}} \cdot 100\% \quad (1.8)$$

Błąd ten informuje nas o możliwym, granicznym odchyleniu wartości mierzonej wyznaczonej na podstawie interpolacji liniowej (1.4) lub (1.5) od wartości wyznaczonej na podstawie rzeczywistej, nieliniowej funkcji przetwarzania (1.3) w całym zakresie pomiarowym.

Rozpatrzmy właściwości dynamiczne przetwornika pomiarowego dla przypadku realizacji pomiarów wielkości zmiennych w czasie. Należy wyraźnie podkreślić fakt, iż z pomiarem dynamicznym mamy do czynienia w przypadku, gdy wielkość mierzona jest zmienna w czasie. Miarą wielkości mierzonej może być wprost chwilowa wartość sygnału pomiarowego i wówczas o przypadku pomiarów statycznych lub dynamicznych będzie decydował charakter przebiegu sygnału (stały lub zmienny w czasie). W zależności od budowy przetwornika sygnał pomiarowy może też składać się z nośnika informacji, którego jeden z parametrów jest miarą wielkości mierzonej. Z jednej strony, nośnik informacji (sygnał) może być zmienny w czasie, a jego parametr niekoniecznie.

Na przykład miarą wielkości mierzonej może być wartość skuteczna sygnału sinusoidalnie zmiennego lub jego amplituda, częstotliwość bądź faza, wówczas, pomimo że będący nośnikiem informacji sygnał ma charakter wielkości zmiennej w czasie, wybrany parametr przy niezmienności wielkości mierzonej będzie stały w czasie. Wtedy nie można mówić o pomiarach dynamicznych.

Funkcję przetwarzania przetwornika, wiążącą jego wyjście y z wejściową wielkością mierzoną x , przy założeniu liniowości przetwornika i zerowych warunków początkowych, określa transmitancja operatorowa:

$$K(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (1.9)$$

gdzie:

$Y(s), X(s)$ – transmitancje operatorowe Laplace’a, odpowiednio, sygnału wyjściowego $y(t)$ i wejściowego $x(t)$ przetwornika,
 s – operator Laplace’a.

Podstawiając w równaniu (1.9) $s = j\omega$, otrzymujemy zespoloną częstotliwościową funkcję przetwarzania:

$$K(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} \quad (1.10)$$

gdzie $j\omega$ – operator Fouriera.

W metrologii zamiast jednej, zespolonej funkcji $K(j\omega)$ stosuje się dwie funkcje rzeczywiste, określające wartość modułu i fazy liczby zespolonej:

– amplitudowo-częstotliwościową:

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = \left| \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} \right| \quad (1.11)$$

– fazowo-częstotliwościową:

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{\text{Im} \{K(j\omega)\}}{\text{Re} \{K(j\omega)\}} \quad (1.12)$$

Czasami stosuje się również trzecią funkcję – opóźnieniowo-częstotliwościową:

$$\gamma(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \quad (1.13)$$

która określa przebieg opóźnienia czasowego w funkcji częstotliwości.

Przetwornik spełnia warunki przetwarzania nieznieskształcającego, jeżeli jego charakterystyka przetwarzania, w częstotliwościowym zakresie pomiarowym, ma właściwości jednego z dwóch idealnych układów [22]:

– śledzącego:

$$\left. \begin{aligned} K(s) &= K_0 \\ K(\omega) &= K_0 = \text{const} \\ \varphi(\omega) &= 0 \\ \gamma(\omega) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1.14)$$

– opóźniającego:

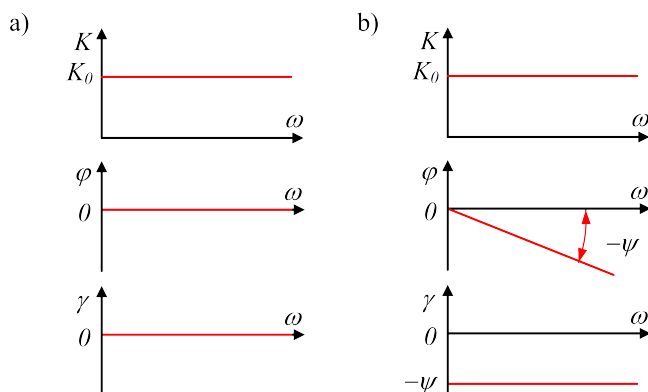
$$\left. \begin{aligned} K(s) &= K_0 \cdot \exp^{-s\psi} \\ K(\omega) &= K_0 = \text{const} \\ \varphi(\omega) &= -\omega \cdot \psi \\ \gamma(\omega) &= -\psi \end{aligned} \right\} \quad (1.15)$$

Na rysunku 1.3 przedstawiono charakterystyki idealnych układów: śledzącego i opóźniającego, opisywanych równaniami (1.14) oraz (1.15). Na ich podstawie można stwierdzić, że warunkiem poprawnego, nieznieskształcającego przetwarzania sygnału pomiarowego przez przetwornik jest zachowanie w częstotliwościowym przedziale pracy przetwornika:

- stałego wzmocnienia K w funkcji częstotliwości,
- braku przesunięcia fazowego φ lub liniowego przebiegu charakterystyki fazowej w funkcji częstotliwości, co powoduje, że zapewnione jest stałe opóźnienie czasowe γ w funkcji częstotliwości ($-\psi$).

W celu wyjaśnienia warunków przetwarzania nieznieskształcającego przeanalizujemy przykładowy przypadek odkształconego sygnału mierzonego, który przedstawimy jako sumę harmoniczných. Stosując zasadę superpozycji (zasada ta obowiązuje, gdyż używając pojęcia transmitancji (1.9), zakładaliśmy liniowość przetwarzania), możemy rozpatrzyć niezależne przetwarzanie przez przetwornik poszczególnych harmoniczných, a następnie zsumować wyniki przetwarzania na wyjściu przetwornika. Znajdujące się w paśmie pracy przetwornika harmoniczne będą podlegały jednakowemu, K_0 -krotnemu wzmocnieniu (rysunek 1.3), zarówno w przypadku układu śledzącego (1.14), jak i opóźniającego (1.15). Równocześnie wszystkie harmoniczne sygnału mierzonego dla układu śledzącego nie będą przesunięte w fazie ($\varphi(\omega) = 0$) ani w czasie ($\gamma(\omega) = 0$), a w przypadku układu opóźniającego harmoniczne będą

opóźnione o jednakową wartość czasu ($\gamma(\omega) = -\psi$). Stąd sygnał wyjściowy z przetwornika, powstały z sumowania przetworzonych harmonicznych, będzie miał identyczny kształt jak sygnał mierzony, jedynie wzmacniony K_0 razy, i opóźniony w czasie o $-\psi$ (lub nie będzie opóźniony, jeżeli przetwornik spełnia warunki układu śledzącego).



Rysunek 1.3. Charakterystyki dynamiczne idealnych układów nieznieskształcających:
a) śledzącego; b) opóźniającego

Rzeczywiste charakterystyki przetworników odbiegają jednak od idealnych w przypadku układów: śledzącego i opóźniającego. Wzmocnienie nie jest stałe w całym zakresie częstotliwości, a przesunięcie fazowe nie jest ściśle liniową funkcją częstotliwości. W praktyce kształtując charakterystyki dynamiczne przetworników, dąży się do tego, aby w częstotliwościowym zakresie pracy z jak najmniejszym błędem odzwierciedlały one przebieg charakterystyk idealnych.

ROZDZIAŁ 2

Metody akwizycji sygnałów pomiarowych

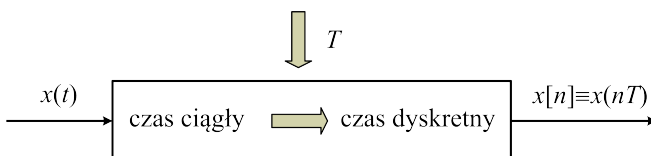
Proces przetwarzania wyjściowych sygnałów pomiarowych z przetworników wielkości nieelektrycznych prowadzony jest metodami analogowymi i cyfrowymi. Część metod analogowych jest stosowana w początkowej części toru pomiarowego i służy do kondycjonowania sygnałów wyjściowych z czujników. Należą do nich układy realizujące: separację sygnałów, ich wzmocnienie, filtrację, formowanie, demodulację, przetwarzanie rezystancja-napięcie, prąd-napięcie itp. W zależności od funkcji przetwarzania pełnionej w torze pomiarowym może wystąpić jeden lub większa liczba elementów przetwarzania analogowego (na przykład w torze z modulacją amplitudy będą to kolejno: wzmacniacz napięciowy, filtr pasmowoprzepustowy, demodulator fazoczuły i wzmacniacz dolnoprzepustowy, tor ten omówiony jest w podrozdziale 3.4).

Odpowiednio przekształcony w części analogowej toru pomiarowego do postaci napięciowej sygnał, poddawany jest operacji przetwarzania analogowo-cyfrowego do postaci cyfrowej. Jego dalsze przekształcanie odbywa się już przy zastosowaniu metod cyfrowego przetwarzania sygnałów realizowanych w układach mikroprocesorowych, które umożliwiają wykonywanie filtracji, skalowania, analizy czasowej i częstotliwościowej, obliczeń statystycznych, wizualizacji, zapisu danych oraz implementacji algorytmów automatycznego sterowania (na przykład, w taki sposób przy wykorzystaniu sygnałów wyjściowych bezstykowych, laserowych czujników przemieszczenia wykonywane są algorytmy sterowania obrabiarkami numerycznymi w procesie skrawania).

Procedura cyfryzacji sygnałów pomiarowych odbywa się w przetwornikach analogowo-cyfrowych, a składają się na nią trzy podstawowe operacje: próbkowania, czyli dyskretyzacji w czasie, kwantowania, czyli dyskretyzacji wartości sygnału, oraz kodowania, czyli reprezentacji w określonym systemie liczbowym, wartości skwantowanych i spróbkowanych.

2.1. Próbkowanie sygnałów pomiarowych

Próbkowaniem sygnału mierzonego $x(t)$ nazywa się operację pobierania wartości chwilowych sygnału w określonych momentach czasu (rysunek 2.1), najczęściej położonych równomiernie na osi czasu w odległości T . Podczas próbkowania sygnał czasu ciągłego przetwarzany jest na sygnał czasu dyskretnego, będący ciągiem wartości sygnału $x[n]$ w momentach czasu nT .



Rysunek 2.1. Definicja procesu próbkowania sygnałów

W ogólnym przypadku operacja próbkowania jest nieodwracalna. Jednak przy spełnieniu określonych warunków, możliwe jest odtworzenie sygnału bez straty informacji na podstawie ciągu jego próbek. Warunki te sformułowane zostały w twierdzeniu Kotelnikowa–Shannona o próbkowaniu, nazywanym też w literaturze twierdzeniem Whittakera–Nyquista. Matematyczny opis procesu równomiernego próbkowania sygnału ciągłego $x(t)$ (rysunek 2.2) można przedstawić w postaci jego iloczynu z funkcją grzebieniową $s(t)$ (zwaną w literaturze **dystrybucją szą** [35]), będącą ciągiem impulsów Diraca o jednostkowej amplitudzie:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT) \quad (2.1)$$

W wyniku wymnożenia sygnałów otrzymujemy sygnał $x_s(t)$, będący sygnałem spróbkowanym przyporządkowanym sygnałowi $x(t)$ (rysunek 2.2c) [35]:

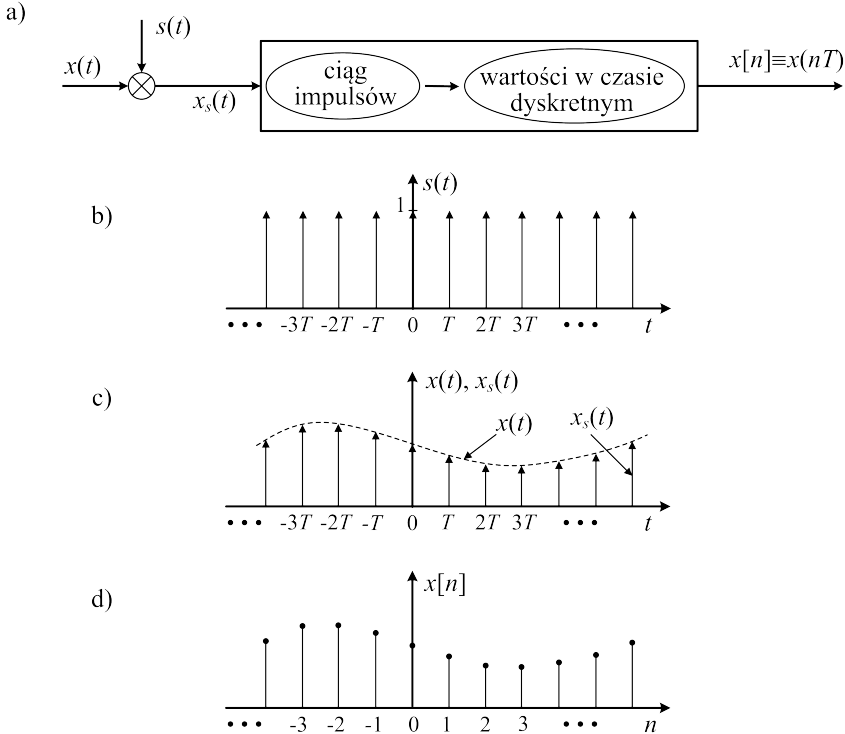
$$x_s(t) = x(t) \cdot s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT) \cdot \delta(t - nT) \quad (2.2)$$

Sygnał $x_s(t)$ jest ciągiem impulsów Diraca występujących w momentach czasu nT o amplitudach równych wartościom sygnału w chwilach nT , stąd wartość n -tej próbki sygnału wyraża zależność (rysunek 2.2d):

$$x[n] \equiv x(nT) \quad (2.3)$$

Interpretację procesu próbkowania w dziedzinie częstotliwości można przeprowadzić korzystając z twierdzenia, że iloczyn sygnałów w dziedzinie czasu (2.2) jest równoważny ich splotowi w dziedzinie częstotliwości, stąd:

$$X_s(j\omega) = \frac{1}{2\pi} \cdot X(j\omega) \otimes S(j\omega) \quad (2.4)$$



Rysunek 2.2. Interpretacja procesu próbkowania sygnału dolnopasmowego w dziedzinie czasu:

a) interpretacja procesu próbkowania; b) funkcja grzebieniowa; c) sygnał spróbkowany przyporządkowany sygnałowi $x(t)$; d) wartości sygnału dla kolejnych próbek

Transformata Fouriera sygnału grzebieniowego $s(t)$ (2.1) zachowuje kształt [35] i też jest funkcją grzebieniową w dziedzinie częstotliwości (rysunek 2.3b):

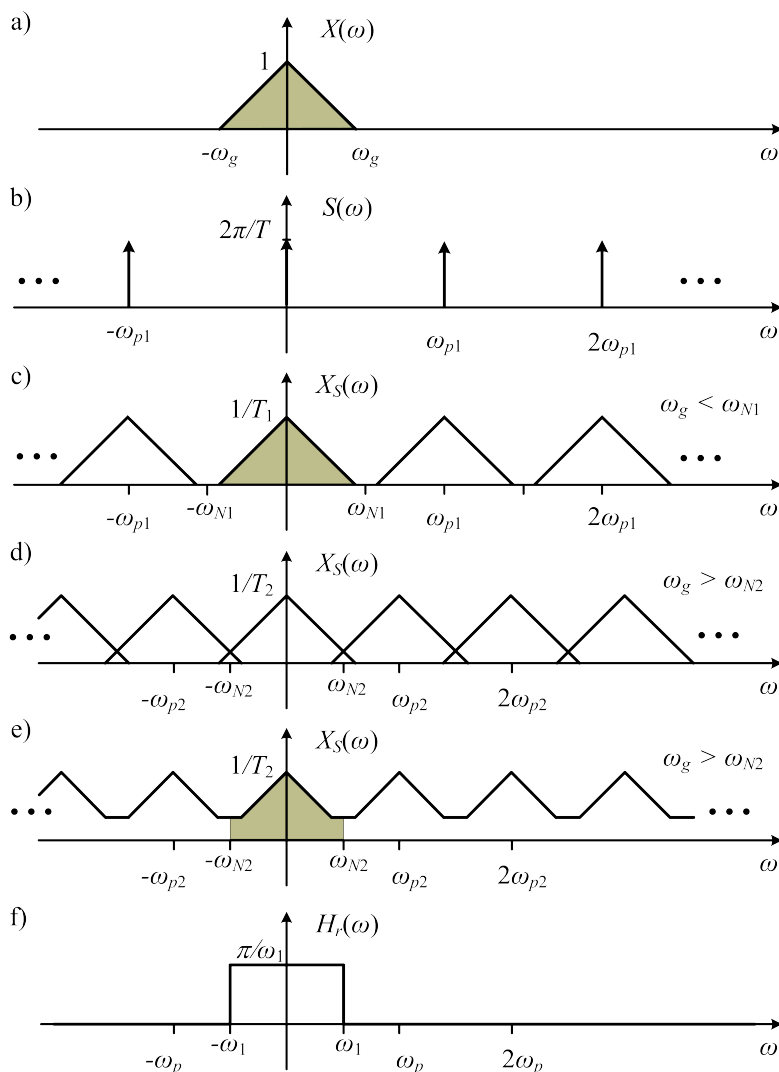
$$S(j\omega) = \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega - n \cdot \omega_p) \quad (2.5)$$

gdzie:

$$\omega_p = \frac{2\pi}{T} \quad (2.6)$$

jest częstotliwością kołową próbkowania.

Z zależności (2.6) wynika, że rozrzedzanie impulsów w dziedzinie czasu (wzrost T) będzie powodowało zagęszczanie impulsów w dziedzinie widmowej (zmniejszanie wartości ω_p) i odwrotnie – zagęszczanie impulsów w dziedzinie czasu spowoduje rozrzedzenie impulsów w dziedzinie częstotliwości. Ma to istotne znaczenie w procesie próbkowania sygnałów.



Rysunek 2.3. Interpretacja procesu próbkowania sygnału dolnopasmowego w dziedzinie widmowej: a) widmo sygnału dolnopasmowego; b) widmo funkcji grzebieniowej; c) widmo sygnału próbkowanego z częstotliwością ω_{p1} przy spełnionym warunku Nyquista; d) widmo sygnału próbkowanego z częstotliwością ω_{p2} przy niespełnionym warunku Nyquista; e) ilustracja efektu aliasingu – nakładania się powielonych widm sygnału; f) widmo filtra rekonstrukcyjnego (2.13)

Transformatę Fouriera sygnału próbkowanego można wyznaczyć na podstawie (2.4) i (2.5):

$$\begin{aligned} X_s(j\omega) &= \frac{1}{2\pi} \cdot X(j\omega) \otimes \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega - n \cdot \omega_p) = \\ &= \frac{1}{T} \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(j\omega) \otimes \delta(\omega - n \cdot \omega_p) = \frac{1}{T} \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(j(\omega - n \cdot \omega_p)) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Jak widać na podstawie (2.7), widmo sygnału próbkowanego jest równe nieskończonej sumie powielonych widm $X(\omega)$ sygnału oryginalnego, przesuniętych względem niego o całkowitą wielokrotność częstotliwości kołowej próbkowania $n \cdot \omega_p$.

Na rysunku 2.3 pokazano:

- przykładowe widmo sygnału dolnopasmowego o ograniczonej szerokości pasma pulsacją graniczną ω_g (a);
- widmo sygnału próbkowanego dla przypadku, gdy pulsacja graniczna ω_g jest mniejsza niż połowa częstotliwości kołowej próbkowania $\omega_{N1} = \omega_{p1}/2$ (c);
- widmo sygnału próbkowanego dla przypadku, gdy pulsacja graniczna ω_g jest większa niż połowa częstotliwości kołowej próbkowania $\omega_{N2} = \omega_{p2}/2$ (d);
- efekt aliasingu, czyli nakładania i sumowania się powielonych widm sygnału, gdy pulsacja graniczna ω_g jest większa niż połowa częstotliwości kołowej próbkowania $\omega_{N2} = \omega_{p2}/2$ (e).

Na skutek aliasingu widmo sygnału próbkowanego zostaje trwale zniekształcone, co uniemożliwia jego prawidłową interpretację. Połowa wartości częstotliwości kołowej próbkowania $\omega_N = \omega_p/2$ nazywana jest częstotliwością Nyquista i określa maksymalną wartość pulsacji granicznej ω_g widma sygnału, dla której nie występuje efekt nakładania się widm sygnału próbkowanego.

Wniosek ten stanowi tezę twierdzenia o próbkowaniu Kotielnikowa–Shannona, które przytoczymy poniżej bez dowodu.

Twierdzenie Kotielnikowa–Shannona o próbkowaniu [35]

Niech:

- *funkcja $x(t)$, opisująca sygnał spełnia warunki Dirichleta,*
- *widmo ściśle dolnopasmowego sygnału $X(j\omega)$ jest ograniczone od góry pulsacją ω_g , tzn. spełnia ono warunek:*

$$X(j\omega) = 0 \quad \text{dla} \quad |\omega| \geq \omega_g \quad (2.8)$$

Wówczas sygnał $x(t)$ jest równoważny zbiorowi swoich próbek oddległych o stały przedział T :

$$x(t) \Leftrightarrow x(nT) \quad \text{dla} \quad n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots \quad (2.9)$$

dla czasu próbkowania T spełniającego warunek:

$$T \leq \frac{\pi}{\omega_g} = \frac{1}{2 \cdot f_g} \quad (2.10)$$

lub inaczej dla częstotliwości kołowej próbkowania:

$$\omega_p = \frac{2\pi}{T} \geq 2 \cdot \omega_g \quad (2.11)$$

co najmniej dwukrotnie większej od największej wartości pulsacji ω_g w widmie sygnału próbkowanego. Oznacza to, że wartość granicznej pulsacji widma sygnału ω_g nie może przekroczyć częstotliwości kołowej Nyquista określonej zależnością:

$$\omega_N = \frac{1}{2} \cdot \omega_p = \frac{\pi}{T} \quad (2.12)$$

□

Z faktu równoważności sygnału ciągłego $x(t)$ i zbioru jego próbek $x(nT)$ wynika, że z ciągu próbek można odtworzyć sygnał oryginalny. Rekonstrukcja taka jest wykonywana za pomocą idealnego filtra dolnoprzepustowego, którego transformatę Fouriera oznaczmy jako $H_r(j\omega)$, a którego widmo ma postać (rysunek 2.3f):

$$H_r(\omega) = \begin{cases} \pi/\omega_1 & \text{dla } |\omega| \leq \omega_1 \\ 0 & \text{dla } |\omega| > \omega_1 \end{cases} \quad (2.13)$$

gdzie ω_1 – pulsacja graniczna filtra dolnoprzepustowego spełniająca warunek:

$$\omega_g \leq \omega_1 \leq \omega_p - \omega_g \quad (2.14)$$

Sygnał zrekonstruowany za pomocą odwrotnego przekształcenia Fouriera $\mathcal{F}^{-1}$ określa zależność:

$$x_r(t) = \mathcal{F}^{-1} \{X_s(j\omega) \cdot H_r(\omega)\} \quad (2.15)$$

Odtworzenie sygnału z próbek w praktyce sprowadza się do odfiltrowania podstawowego widma sygnału spróbkowanego $X_s(j\omega)$ w zakresie pulsacji $(-\omega_1 \div \omega_1)$ za pomocą filtra dolnopasmowego o charakterystyce widmowej (2.13). Na rysunku 2.3 zacięto szarym kolorem widmo sygnału oryginalnego oraz odtworzonego dla przypadku, gdy są spełnione założenia twierdzenia o próbkowaniu (rysunek 2.3c), oraz gdy założenia nie są spełnione (rysunek 2.3e). W drugim przypadku widoczny jest efekt wystąpienia aliasingu i zniekształcenia widma, co uniemożliwia wierne odtworzenie sygnału oryginalnego.

Ponieważ odwrotna transformata Fouriera iloczynu transformat sygnału spróbkowanego i filtra rekonstrukcyjnego (2.15) jest równoważna w dziedzinie czasu splotowi odwrotnych transformat Fouriera sygnału i filtra:

$$x_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[nT] \cdot h_r(t - nT) \quad (2.16)$$

gdzie $h_r(t)$ – odpowiedź impulsowa filtru rekonstrukcyjnego (2.13) o postaci:

$$h_r(t) = \frac{\sin(\omega_1 \cdot t)}{\omega_1 \cdot t} \quad (2.17)$$

to proces rekonstrukcji sygnału oryginalnego w dziedzinie czasu opisuje zależność:

$$x_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[nT] \cdot \frac{\sin(\omega_1 \cdot (t - nT))}{\omega_1 \cdot (t - nT)} \quad (2.18)$$

Sygnał zrekonstruowany otrzymywany jest w wyniku sumowania poprzysuwanych w czasie o wartość nT sygnałów $h_r(t)$ wyskalowanych wartością sygnału n -tej próbki, dla $n \in (-\infty \div +\infty)$. W chwilach czasu nT zrekonstruowany sygnał $x_r(t = nT)$ jest równy wartościom sygnału spróbkowanego $x[n]$, gdyż funkcja rekonstruująca $h_r(t = nT) \rightarrow 1$. Dla czasu $t \neq nT$ wraz ze wzrostem $n \rightarrow \infty$ wartości sygnału zrekonstruowanego w granicy zmierzają do wartości sygnału oryginalnego, czyli $x_r(t) \rightarrow x(t)$, przy spełnieniu założeń twierdzenia o próbkowaniu.

Rozpatrzmy przypadek próbkowania okresowego sygnału harmonicznego postaci:

$$x(t) = \cos \omega_0 t \quad (2.19)$$

Jego transformata Fouriera ma postać [35]:

$$\mathcal{F}(\cos \omega_0 t) = \pi \cdot \delta(\omega - \omega_0) + \pi \cdot \delta(\omega + \omega_0) \quad (2.20)$$

Widmo sygnału $x(t) = \cos \omega_0 t$ przedstawiono na rysunku 2.4a, a widmo sygnału spróbkowanego (powstałe przez powielenie widma sygnału oryginalnego zgodnie z (2.7)) na rysunku 2.4b dla częstotliwości kołowej próbkowania ω_{p1} , dla której spełniony jest warunek Nyquista $\omega_0 < \omega_{N1} = \omega_{p1}/2$, a na rysunku 2.4c dla ω_{p2} , dla której nie jest spełniony warunek Nyquista, tzn. $\omega_0 > \omega_{N2} = \omega_{p2}/2$. Żółtym prostokątnym polem zaznaczono widmo filtrów rekonstrukcyjnych (2.13), mających niezerowe wzmocnienie odpowiednio w paśmie częstotliwości $(-\omega_{N1} \div \omega_{N1})$ oraz $(-\omega_{N2} \div \omega_{N2})$. W wyniku rekonstrukcji sygnału z próbek przy spełnionym warunku Nyquista otrzymujemy sygnał zrekonstruowany zgodny z oryginalnym:

$$x_r(t) = \cos \omega_0 t \quad (2.21)$$

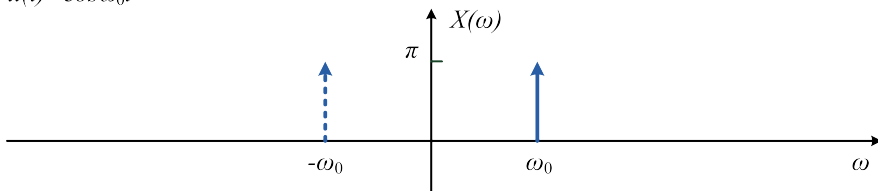
natomiast dla przypadku, gdy warunek Nyquista nie jest spełniony, sygnał zrekonstruowany ma postać:

$$x_r(t) = \cos(\omega_{p2} - \omega_0) \cdot t \quad (2.22)$$

Ze względu na niespełnione założenia twierdzenia o próbkowaniu w wyniku rekonstrukcji otrzymujemy wprawdzie sygnał o zachowanym kształcie kosinusoidy, lecz o zmienionej częstotliwości, która po rekonstrukcji wynosi $(\omega_{p2} - \omega_0)$.

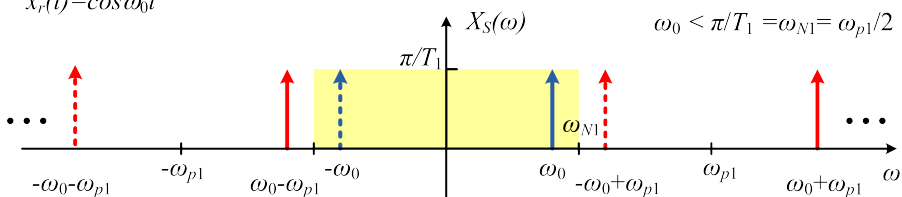
a)

$$x(t) = \cos \omega_0 t$$



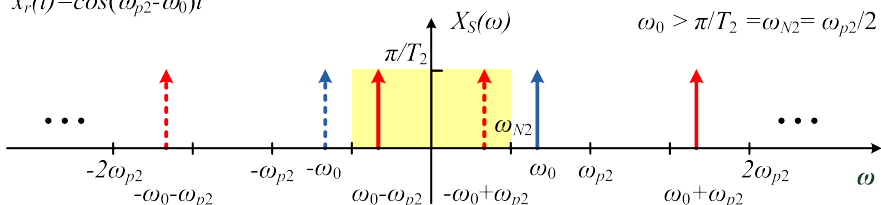
b)

$$x_r(t) = \cos \omega_0 t$$



c)

$$x_r(t) = \cos(\omega_{p2} - \omega_0)t$$

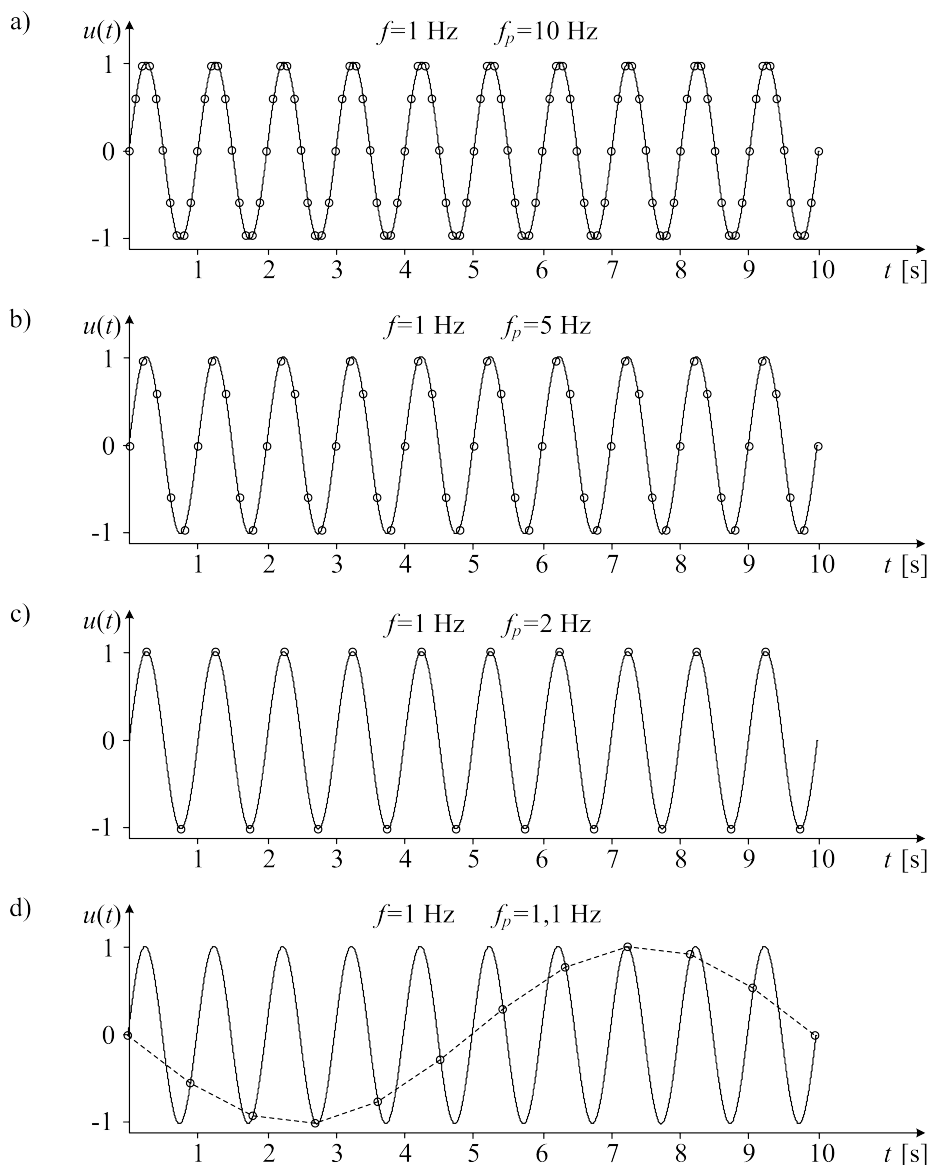


Rysunek 2.4. Interpretacja procesu próbkowania kosinusoidalnego sygnału harmonicznego: a) widmo ciągłego sygnału kosinusoidalnego; b) widmo sygnału spróbkowanego z częstotliwością kołową ω_{p1} spełniającą warunek Nyquista; c) widmo sygnału spróbkowanego z częstotliwością ω_{p2} niespełniającą warunku Nyquista

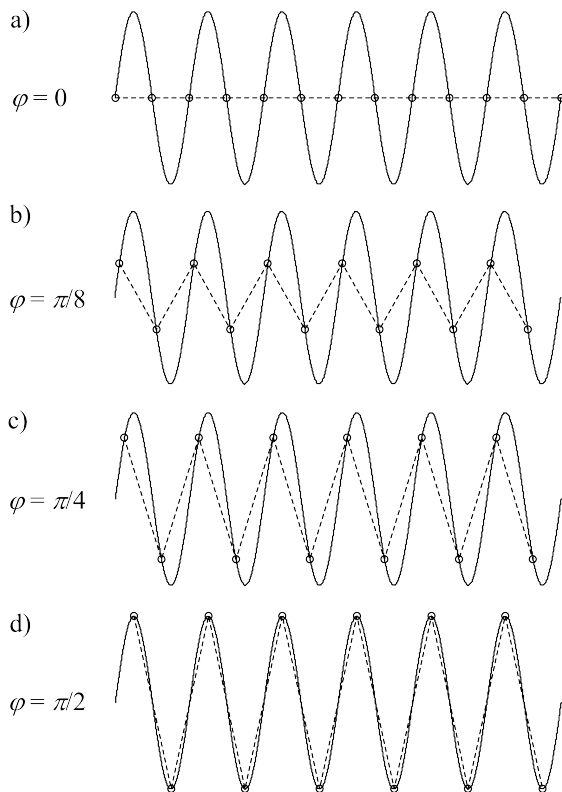
Na rysunku 2.5 pokazano efekt próbkowania sygnału sinusoidalnego o częstotliwości $f_0 = 1$ Hz w dziedzinie czasu, z różnymi częstotliwościami próbkowania $f_p = 10 \cdot f_0$ (rysunek a), $f_p = 5 \cdot f_0$ (rysunek b), $f_p = 2 \cdot f_0$ (rysunek c), dla których jest spełniony warunek Nyquista, oraz dla częstotliwości próbkowania $f_p = 1,1 \cdot f_0$ (rysunek d), dla której nie jest spełniony warunek Nyquista. W tym ostatnim przypadku występuje efekt aliasingu, w wyniku którego częstotliwość f_r sygnału zrekonstruowanego, zgodnie z (2.22), wynosi $f_r = f_p - f_0 = 1,1 \cdot f_0 - f_0 = 0,1 \cdot f_0 = 0,1$ Hz, i różni się od częstotliwości sygnału oryginalnego f_0 .

Ciekawy efekt występuje dla częstotliwości próbkowania dwukrotnie większej od częstotliwości próbkowanego sygnału sinusoidalnego, co pokazano na rysunku 2.6. Na okres sygnału przypadają dwie próbki i w efekcie próbkowania otrzymywany jest sygnał

trójkątny (na rysunku próbki połączone linią przerywaną) o częstotliwości podstawowej równej częstotliwości sygnału oryginalnego i amplitudzie przyjmującej wartość od zerowej do maksymalnej, odpowiadającej amplitudzie sygnału oryginalnego, w zależności od wartości położenia fazowego φ próbek w ramach okresu.



Rysunek 2.5. Próbkowanie sygnału sinusoidalnego o częstotliwości 1 Hz z częstotliwością próbkowania: a) $f_p = 10\text{ Hz}$; b) $f_p = 5\text{ Hz}$; c) $f_p = 2\text{ Hz}$; d) $f_p = 1,1\text{ Hz}$



Rysunek 2.6. Próbkowanie sygnału sinusoidalnego z graniczną częstotliwością próbkowania $f_p = 2 \cdot f$ dla różnych wartości położenia fazowego φ próbek w ramach okresu

W praktyce należy dobierać wartość częstotliwości próbkowania zgodnie z twierdzeniem o próbkowaniu, z uwzględnieniem spodziewanej, granicznej wartości częstotliwości widma sygnałów mierzonych, jednakże wraz z sygnałem pomiarowym, szczególnie w warunkach przemysłowych, występują sygnały zakłócające oraz szумы wysokiej częstotliwości o charakterze addytywnym sumujące się z sygnałem mierzonym i mogące być przyczyną aliasingu. Dlatego sygnał przed próbkowaniem powinien zostać poddany filtracji dolnopasmowej przy zastosowaniu filtru antyaliasingowego, który ograniczy widmo sygnału poddawanego próbkowaniu do założonej wartości ω_g . W większości przypadków popularne karty pomiarowe nie są wprost wyposażone w analogowe filtry antyaliasingowe. Pewnym rozwiązaniem problemu aliasingu jest stosowanie tzw. nadpróbkowania, czyli częstotliwości próbkowania wielokrotnie większej, niż wynika z twierdzenia o próbkowaniu. Dzięki temu powielone widma sygnału oryginalnego, których suma tworzy widmo sygnału spróbkowanego, są znacznie od siebie oddalone, co zmniejsza ryzyko nakładania się widm (rysunek 2.3). Po próbkowaniu, kwantowaniu i kodowaniu sygnał taki poddany zostaje filtracji cyfrowej (prostsza w realizacji i tańsza wersja w odniesieniu do filtrów analogowych), a następnie decymacji, czyli repróbkowaniu do pożądanej wartości częstotliwości próbkowania. Należy przy tym pamiętać, że operacja repróbkowania podlega również regułom wynikającym z twierdzenia o próbkowaniu.

2.2. Kwantowanie sygnałów pomiarowych

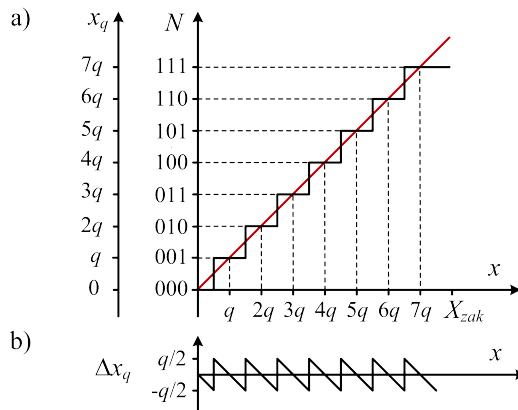
Omówiona w poprzednim rozdziale procedura próbkowania ogranicza nieskończoną reprezentację sygnału w czasie ciągłym, do skończonej liczby próbek sygnału w czasie dyskretnym w zadanym przedziale czasu pomiaru. Podobnie w ramach zakresu pomiarowego poszczególne próbki sygnału analogowego mogą przyjmować wielkości z nieskończonego zbioru wartości. Proces pełnej cyfryzacji sygnału prowadzi do ograniczenia liczby możliwych wartości, jakie mogą przyjmować poszczególne próbki sygnału, czyli każdej wartości próbki sygnału analogowego przyporządkowywana jest wartość dyskretna ze skończonego zbioru. Zakres zmian wielkości analogowej zostaje podzielony na podprzedziały (kwanty) o szerokości q . Każdemu podprzedziałowi zakresu, a więc i wszystkim wartościom wielkości analogowej, które się w nim znajdują, przyporządkowuje się stałą wartość wielkości analogowej odpowiadającą np. środkowi przedziału. Kwantyzator realizuje funkcję, która nieskończony zbiór wartości sygnału $x(t)$ przekształca w skończony zbiór wartości sygnału skwantowanego $x_q(t)$:

$$x_q(t) = q \cdot \text{Ent} \left\{ \frac{x(t)}{q} + 0,5 \right\} \quad (2.23)$$

gdzie skrót $\text{Ent}\{\cdot\}$ oznacza funkcję matematyczną **część całkowita** liczby.

Na rysunku 2.7 pokazano charakterystykę statyczną kwantyzatora 3-bitowego, w którym wszystkim wartościom analogowym z przedziału $[0 \div q/2]$ przyporządkowana zostaje wartość kodowa [000], z przedziału $(q/2 \div 3q/2]$ wartość kodowa [001], z przedziału $(3q/2 \div 5q/2]$ wartość kodowa [010] itd. Linia prosta łącząca środki przedziałów wyznaczonych przez krzywą schodkową tworzy idealną charakterystykę przetwarzania kwantyzatora dla $q \rightarrow 0$. Jeżeli skwantowana wartość sygnału $x_q(t)$ reprezentowana jest jako N -bitowa liczba binarna, to wartość kwantu q jest najmniejszą rozróżnialną przez kwantyzator wartością, która wynika z zakresu pomiarowego X_{zak} i liczby poziomów kwantowania $n = 2^N$:

$$q = \frac{X_{zak}}{n} = \frac{X_{zak}}{2^N} \quad (2.24)$$



Rysunek 2.7. Charakterystyka statyczna kwantyzatora

Wartość kwantu q określana jest również mianem rozdzielczości kwantyzatora. Proces kwantowania wielkości analogowej jest operacją nieliniową i podczas jej realizacji następuje bezpowrotna utrata informacji. W wyniku kwantowania wartości x sygnału $x(t)$ dla ustalonego czasu otrzymujemy wartość skwantowaną x_q , a różnica pomiędzy tymi wartościami stanowi błąd kwantowania Δx_q (rysunek 2.7b):

$$\Delta x_q = x_q - x \quad (2.25)$$

Błąd kwantowania ma charakter błędu losowego, o praktycznie równomiernym rozkładzie funkcji gęstości prawdopodobieństwa, i zmienia się w zakresie $\pm q/2$, czyli jego graniczna wartość wynosi $q/2$. Dla równomiernego rozkładu funkcji gęstości prawdopodobieństwa błędu kwantowania Δx_q można wyznaczyć wartość skuteczną błędu kwantowania, która wynosi $q/\sqrt{12}$ [39]. Dynamika kwantyzatora określana jest dla stosunku sygnału zakresowego X_{zak} do przedziału kwantowania q i wyrażana w decybelach:

$$20 \log \frac{X_{zak}}{q} = 20 \log \frac{q \cdot 2^N}{q} = 6,02 \cdot N \text{ dB} \quad (2.26)$$

Zgodnie z tym na przykład 16-bitowy kwantyzator zapewnia dynamikę przetwarzania na poziomie 100 dB.

2.3. Kodowanie sygnałów pomiarowych

Kodowanie polega na tym, że każdej skwantowanej wartości wielkości analogowej przyporządkowuje się liczbę w określonym kodzie, np. w przypadku naturalnego kodu binarnego mającą postać ciągu cyfr dwójkowych.

Kodem nazywamy zbiór wszystkich ciągów cyfr odpowiadających liczbom danego systemu liczbowego oraz zasadę przyporządkowania tych ciągów liczbom. Liczby reprezentowane są w systemach pozycyjnych lub niepozycyjnych, wagowych lub bezwagowych. Przykładowo, do często stosowanych kodów należą: naturalny dwójkowy, heksagonalny, BCD, Graya (podrozdział 7.5), unitarny itp. Wszystkie liczby w komputerach i układach cyfrowych zapisywane są w jednym z dwóch formatów: stałoprzecinkowym lub zmiennoprzecinkowym [42].

W formacie stałoprzecinkowym binarnym, rozwinięcie pozycyjne (systematyczne) liczb całkowitych ma postać:

$$x = \sum_{i=0}^{N-1} b_i \cdot 2^i \quad (2.27)$$

gdzie bity b_i przyjmują wartości ze zbioru $\{0, 1\}$. Zespół 8 bitów nazywany jest bajtem, za pomocą 1 bajtu możemy reprezentować $2^8 = 256$ liczb całkowitych.

Rozszerzeniem jednostki bajt (B) jest kilobajt (kB), który zawiera $1 \text{ kB} = 2^{10} \text{ bitów} = 1024 \text{ bitów}$. Wynika stąd, że w N -bitowej reprezentacji liczb całkowitych dodatnich możemy zapisać 2^N liczb o wartościach od 0 do $2^N - 1$.

Jedną z metod uwzględnienia znaku liczby całkowitej jest stosowanie konwencji zapisu **znak-moduł**, w której najstarszy bit b_{N-1} zarezerwowany jest na reprezentowanie znaku liczby, przy czym $b_{N-1} = 0$ oznacza liczbę dodatnią, $b_{N-1} = 1$ liczbę ujemną, a zapis ten przyjmuje postać:

$$x = (-1)^{b_{N-1}} \sum_{i=0}^{N-2} b_i \cdot 2^i \quad (2.28)$$

W tabeli 2.1 zestawiono sposoby reprezentacji liczb całkowitych (*integer*) w binarnym systemie pozycyjnym oraz zakresy wartości reprezentowanych liczb całkowitych z uwzględnieniem (*signed*) i bez uwzględnienia (*unsigned*) ich znaku [7].

Tabela 2.1. Reprezentacja liczb całkowitych w binarnym systemie pozycyjnym

Typ reprezentacji	Liczba bajtów	Zakres reprezentowanych liczb
Unsigned Byte	1	$0 \div 255$
Signed Byte	1	$-128 \div 127$
Unsigned Short Integer	2	$0 \div 65535$
Signed Short Integer	2	$-32768 \div 32767$
Unsigned Long Integer	4	$0 \div 2^{32} - 1$
Signed Long Integer	4	$-2^{31} \div 2^{31} - 1$
Unsigned 64-bit Integer	8	$0 \div 2^{64} - 1$
Signed 64-bit Integer	8	$-2^{63} \div 2^{63} - 1$

W pozycyjnym systemie stałoprzecinkowym binarnym **znak-moduł**, można również zapisywać liczby ułamkowe, a zapis ten przyjmuje postać:

$$x = (-1)^{b_{K-1}} \left\{ \sum_{i=0}^{K-2} b_i \cdot 2^i + \sum_{j=1}^M c_j \cdot 2^{-j} \right\} \quad (2.29)$$

lub inaczej postać ciągu bitów:

$$x = \{b_{K-1} b_{K-2} b_{K-3} \dots b_1 b_0, c_1 c_2 \dots c_M\} \quad (2.30)$$

z uwzględnieniem wag poszczególnych pozycji:

$$\{2^{K-1} 2^{K-2} 2^{K-3} \dots 2^1 2^0, 2^{-1} 2^{-2} \dots 2^{-M}\} \quad (2.31)$$

Przykładowo, wyrażona binarnie w systemie stałoprzecinkowym liczba ułamkowa 0011, 1010 jest równa:

$$0011, 1010 = (-1)^0 \cdot (0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0, 1 \cdot 2^{-1} + 0 \cdot 2^{-2} + 1 \cdot 2^{-3}) = 3,625 \quad (2.32)$$

W formacie zmiennoprzecinkowym binarnym liczby rzeczywiste reprezentowane są zgodnie ze standardem ANSI/IEEE 754-1985 w jednym z dwóch formatów:

- w standardzie IEEE SP (*Single Precision*), pojedynczej precyzji, z wykorzystaniem 32 bitów na zapis liczby;
- w standardzie IEEE DP (*Double Precision*), podwójnej precyzji, z wykorzystaniem 64 bitów na zapis liczby.

Liczby rzeczywiste w standardzie IEEE SP przedstawiane są jako:

$$x = (-1)^{Znak} \cdot 2^{Wykładnik-127} \cdot (1 + Ułamek) \quad (2.33)$$

gdzie:

$$Ułamek = \sum_{i=1}^{23} b_{-i} \cdot 2^{-i} \quad (2.34)$$

a *Znak*, *Wykładnik* oraz *Ułamek* są zapisywane w następującym formacie:

$$Znak - 1 \text{ bit}, \quad Wykładnik - 8 \text{ bitów}, \quad Ułamek - 23 \text{ bity} \quad (2.35)$$

przy czym:

- *Znak* zawiera 1 bit zarezerwowany na reprezentację znaku liczby ($Znak = 0$ oznacza liczbę dodatnią, $Znak = 1$ liczbę ujemną);
- *Wykładnik* jest liczbą całkowitą wyrażoną za pomocą 8 bitów, z czego najstarszy bit zarezerwowany jest na znak wykładnika, stąd zakres zmienności wykładnika wynosi $(-126 \leq Wykładnik - 127 \leq 127)$;
- *Ułamek* jest dodatnią liczbą ułamkową, ma 23-bitowe rozwinięcie i zawiera się w przedziale $[0 \div 1)$, a zapisany binarnie $[0, 0000 \dots b \div 0, 1111 \dots b)$.

Wagi poszczególnych pozycji w binarnej reprezentacji liczby rzeczywistej w standardzie IEEE SP mają postać:

$$\left\{ \underbrace{2^0 2^7 2^6 \dots 2^1 2^0}_{Znak}, \underbrace{2^{-1} 2^{-2} \dots 2^{-23}}_{Ułamek} \right\} \quad (2.36)$$

Przykład

Rozpatrzmy przykład reprezentacji liczby w standardzie IEEE SP. Jej reprezentacja binarna ma postać:

$$\underbrace{0}_{Znak=0} \underbrace{10000000}_{Wykładnik=128}, \underbrace{11010000000000000000000}_{Ułamek=0,8125} \quad (2.37)$$

Uwzględniając (2.33) oraz (2.34), możemy wyrazić ją w kodzie dziesiętnym:

$$x = (-1)^0 \cdot 2^{128-127} \cdot (1 + (1 \cdot 2^{-1} + 1 \cdot 2^{-2} + 1 \cdot 2^{-4})) = 1 \cdot 2 \cdot (1 + 0,8125) = 3,625 \quad (2.38)$$

Liczby rzeczywiste w standardzie IEEE DP przedstawiane są jako:

$$x = (-1)^{Znak} \cdot 2^{Wykładnik-1023} \cdot (1 + Ułamek) \quad (2.39)$$

gdzie:

$$Ułamek = \sum_{i=1}^{52} b_{-i} \cdot 2^{-i} \quad (2.40)$$

a *Znak*, *Wykładnik* oraz *Ułamek* są zapisywane w następującym formacie:

$$Znak - 1 \text{ bit}, \quad Wykładnik - 11 \text{ bitów}, \quad Ułamek - 52 \text{ bity} \quad (2.41)$$

przy czym bit znaku odgrywa identyczną rolę jak w formacie IEEE SP, natomiast:

- *Wykładnik* jest liczbą całkowitą, wyrażoną za pomocą 11 bitów, z czego najstarszy bit zarezerwowany jest na znak wykładnika, stąd zakres zmienności wykładnika wynosi $(-1022 \leq Wykładnik - 1023 \leq 1023)$;
- *Ułamek* jest dodatnią liczbą ułamkową, ma 52-bitowe rozwinięcie i zawiera się w przedziale $[0 \div 1)$, a zapisany binarnie $[0,0000 \dots b \div 0,1111 \dots b)$.

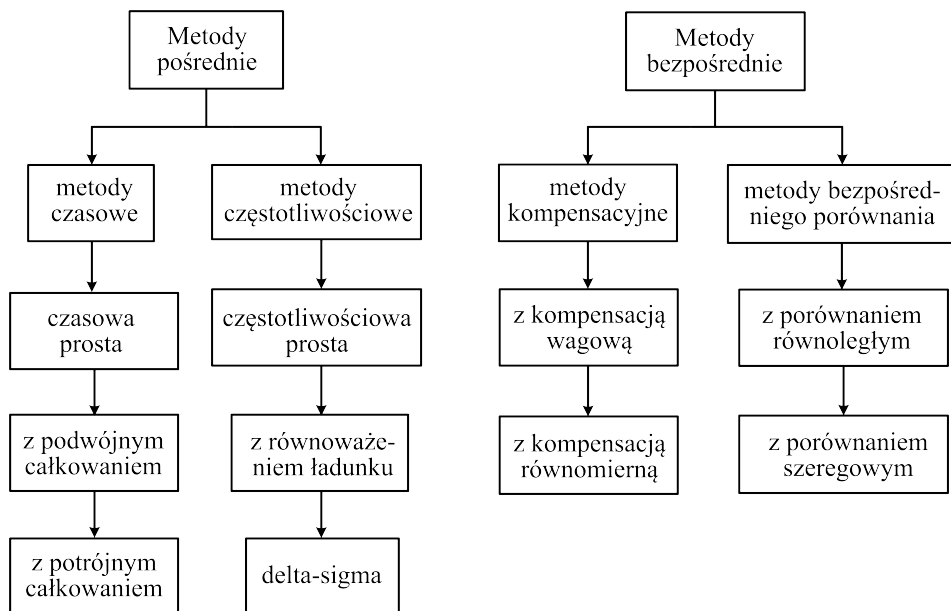
Wagi poszczególnych pozycji w binarnej reprezentacji liczby rzeczywistej w standardzie IEEE DP mają postać:

$$\left\{ \underbrace{2^0 \ 2^{10} \ 2^9 \ \dots \ 2^1 \ 2^0}_{Znak \quad Wykładnik}, \underbrace{2^{-1} \ 2^{-2} \ \dots \ 2^{-52}}_{Ułamek} \right\} \quad (2.42)$$

2.4. Przetwarzanie analogowo-cyfrowe

Operacje próbkowania, kwantowania i kodowania prowadzone są w przetwornikach analogowo-cyfrowych, które najczęściej przetwarzają napięcie na odpowiadającą mu liczbę ze znakiem wyrażoną w określonym kodzie. Jako przykład przetwornika wykonującego inny niż napięcie rodzaj przetwarzania analogowo-cyfrowego można przytoczyć cyfrowy przetwornik kąta, który analogową wartość kąta przetwarza wprost na wielkość cyfrową wyrażoną w kodzie Graya (podrozdział 7.5).

Istnieje wiele typów przetworników, a podstawowymi kryteriami je różnicującymi są maksymalne osiągnięte wartości częstotliwości próbkowania i rozdzielczości. Zasadniczo przetworniki dzieli się ze względu na metodę działania na bezpośrednie i pośrednie (rysunek 2.8).



Rysunek 2.8. Podział przetworników analogowo-cyfrowych ze względu na zasadę działania

Przetworniki wykorzystujące metody pośrednie przetwarzają napięcie na czas lub częstotliwość, które następnie mierzone są metodami cyfrowymi. Do grupy tej należą przetworniki: tzw. proste wprost przetwarzające napięcie na przedział czasu lub częstotliwość sygnału impulsowego, z podwójnym, potrójnym, a nawet czterokrotnym całkowaniem, oraz typu delta-sigma.

Do grupy metod bezpośrednich należą przetworniki, w których mierzone napięcie bezpośrednio porównywane jest z napięciem referencyjnym. Należą do nich metody kompensacyjne z kompensacją równomierną lub wagową (SAR – *Successive Approximation*) oraz szybkie przetworniki bezpośredniego, równoległego porównania typu *flash*. Obecnie w przyrządach pomiarowych stosowana jest ograniczona liczba typów przetworników analogowo-cyfrowych.

Do najpopularniejszych należą **przetworniki z kompensacją wagową** (SAR), powszechnie stosowane w typowych kartach pomiarowych i rejestratorach cyfrowych. Zapewniają one rozdzielczość pomiaru na poziomie 16 lub 18 bitów i maksymalne częstotliwości próbkowania sięgające 1 Msps (megaprobek na sekundę, ang. *megasamples per second*). Działają one na zasadzie wagowego dostrajania sumy napięć referencyjnych do napięcia przetwarzanego. Czas przetwarzania w zależności od liczby bitów przetwornika, osiąga wartości rzędu $1 \div 10 \mu\text{s}$.

W układach, w których wymagana jest większa częstotliwość próbkowania, na przykład w oscyloskopach cyfrowych, zastosowanie znajdują **przetworniki bezpośredniego równoległego porównania typu flash**, które zapewniają częstotliwości próbkowania sięgające 1 Gpsps. Działają na zasadzie równoczesnego porównania napięcia przetwarzanego z 2^N napięciami referencyjnymi, różniącymi się pomiędzy sobą o wartość kwantu q . Wadą tych przetworników jest wysoka cena, gdyż wymagają wykonania w strukturze układu komparatorów w liczbie 2^N dla zapewnienia N -bitowej rozdzielczości. Są za to bardzo szybkie, czas przetwarzania osiąga wartości rzędu 1 ns.

W razie potrzeby uzyskania wyższych rozdzielczości, do 24 bitów, stosowane są **przetworniki delta-sigma** realizujące próbkowanie jednobitowe, bardzo szybkie (właściwie jest to nadpróbkowanie z późniejszą decymacją) i przetwarzające napięcie na ciąg impulsów o jednakowej amplitudzie i zagęszczeniu zależnym od wartości przetwarzanego sygnału. Do zalet przetworników należą duża szybkość działania, wysoka rozdzielczość i niska cena.

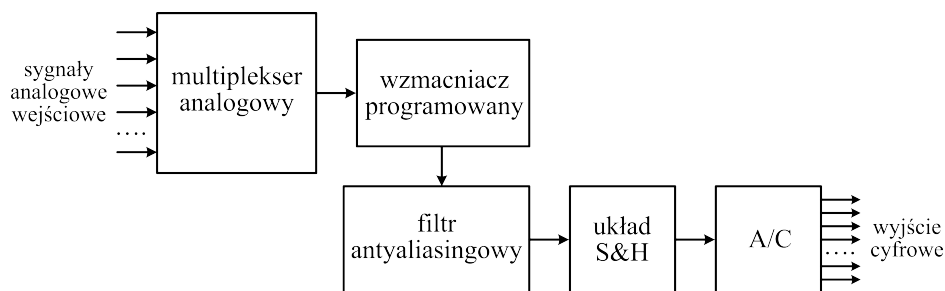
W miernikach, uniwersalnych multimetrach, do pomiaru napięć stałych lub wolnozmiennych w zdecydowanej większości stosowane są odporne na zakłócenia **przetworniki z podwójnym całkowaniem** (są też wersje z potrójnym, a nawet czterokrotnym całkowaniem).

Zasada ich działania opiera się na całkowaniu napięć w dwóch cyklach. W pierwszym, w zadanym czasie (zależnym od zakresu pomiarowego i pojemności licznika wyrażonej przez liczbę 2^N poziomów kwantowania) całkowane jest napięcie przetwarzane i ładowany jest kondensator układu całkowującego, przy czym wartość napięcia, do którego naładowany zostanie kondensator, jest zależna od wartości przetwarzanego napięcia. W drugim cyklu następuje rozładowanie kondensatora przez całkowanie napięcia referencyjnego o znaku przeciwnym do znaku napięcia przetwarzanego. Czas rozładowania kondensatora, czyli całkowania napięcia referencyjnego, jest wprost proporcjonalny do wartości napięcia przetwarzanego i stanowi wynik przetwarzania.

Przetworniki całkowujące stosowane są szczególnie chętnie w układach narażonych na oddziaływanie sieciowych zakłóceń przemysłowych. Przez odpowiedni dobór czasu całkowania napięcia przetwarzanego w pierwszym cyklu, jako wielokrotności okresu zakłóceń (np. 20 ms, 40 ms, ... 100 ms są wielokrotnościami okresu napięcia sieci energetycznej 50 Hz) następuje ich uśrednianie i eliminacja. Więcej informacji na temat przetworników analogowo-cyfrowych można znaleźć w [21, 25, 26, 39].

Układy akwizycji sygnałów pomiarowych, takie jak karty pomiarowe, rejestratory cyfrowe czy oscyloskopy cyfrowe, zawierają w kanałach pomiarowych dodatkowe elementy kondycjonowania sygnałów.

Na rysunku 2.9 przedstawiono tor przetwarzania analogowo-cyfrowego dla ogólnego przypadku pracy wielokanałowej.



Rysunek 2.9. Wielokanałowy tor przetwarzania analogowo-cyfrowego

Wielokanałowe przyrządy pomiarowe mogą zawierać oddzielne przetworniki A/C dla każdego kanału i jest to wersja droższa, wersje tańsze zawierają jeden przetwornik A/C oraz multiplexer analogowy, który przełącza kolejne kanały wejściowe do wejścia przetwornika A/C.

Należy pamiętać o następujących konsekwencjach takiego rozwiązania:

- tor z pojedynczym przetwornikiem A/C, przy trybie wielokanałowym, będzie miał ograniczoną częstotliwość próbkowania do wartości wynikającej z podziału maksymalnej częstotliwości próbkowania przetwornika przez liczbę kanałów;
- ze względu na czas przetwarzania niezbędny do pobrania i przetworzenia pojedynczej próbki sygnału przetwarzanie próbek sygnałów w kolejnych kanałach będzie opóźnione w czasie.

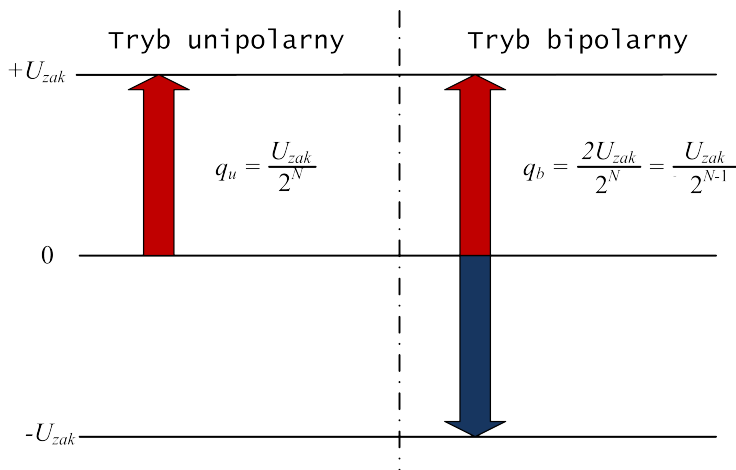
Wybrany przez multiplexer sygnał podawany jest na programowany wzmacniacz, którego zadaniem jest wzmocnienie sygnału wejściowego do zakresu pomiarowego przetwornika A/C. Jeżeli na przykład 16-bitowy przetwornik A/C ma zakres 10 V (tabela 2.2) i taki sam zakres mierzonych napięć dla kanału pomiarowego zostanie wybrany $U_{zak} = 10 \text{ V}$ w trybie unipolarnym, to wzmocnienie wzmacniacza wyniesie 1, a przedział kwantowania kanału (rozdzielczość przetwornika) przyjmie wartość:

$$q = \frac{U_{zak}}{2^N} = \frac{10 \text{ V}}{2^{16}} = 152,6 \mu\text{V} \quad (2.43)$$

Jeżeli wybrany zostanie zakres pomiarowy kanału dziesięciokrotnie mniejszy, tzn. $U_{zak} = 1 \text{ V}$, wówczas w celu wykorzystania pełnej rozdzielczości przetwornika A/C wzmocnienie wzmacniacza wyniesie 10, a przedział kwantowania będzie dziesięciokrotnie mniejszy:

$$q = \frac{U_{zak}}{2^N} = \frac{1 \text{ V}}{2^{16}} = 15,26 \mu\text{V} \quad (2.44)$$

Podobnie przedział kwantowania określany jest dla innych zakresów (tabela 2.2) oraz dla trybu bipolarnego (rysunek 2.10).

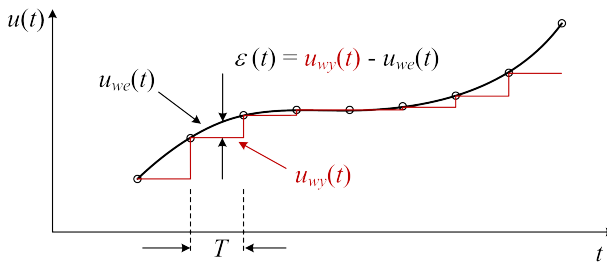


Rysunek 2.10. Przedział kwantowania kanału przetwarzania analogowo-cyfrowego w trybie unipolarnym i bipolarnym

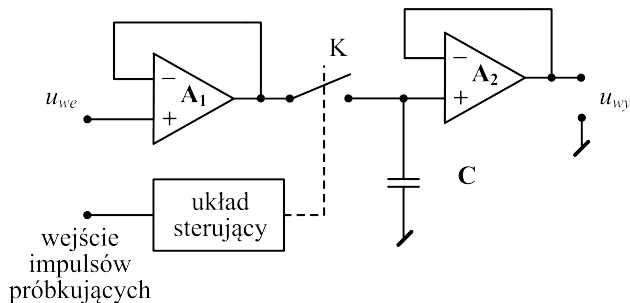
Tabela 2.2. Rozdzielczość kanału pomiarowego z 16-bitowym przetwornikiem A/C dla różnych zakresów pomiarowych.

Tryb unipolarny		Tryb bipolarny	
U_{zak} [V]	q_u [μ V]	U_{zak} [V]	q_b [μ V]
10	152,6	± 10	305,2
5	76,3	± 5	152,6
1	15,26	± 1	30,52
0,2	3,05	$\pm 0,2$	6,10

Sygnał wzmacniony we wzmacniaczu (rysunek 2.9) powinien zostać najpierw poddany operacji filtracji antyaliasingowej, a następnie przekazany do przetwornika analogowo-cyfrowego za pośrednictwem, w przypadku niektórych typów przetworników A/C, układu próbkująco-pamiętającego S&H (*Sample & Hold*). Podczas przetwarzania próbki sygnału analogowego do postaci cyfrowej wartość sygnału analogowego może ulegać zmianie, co pokazano na rysunku 2.11.

**Rysunek 2.11.** Błąd dynamiczny przetwarzania analogowo-cyfrowego

W niektórych typach przetworników, na przykład kompensacyjnych, powodowałoby to brak zbieżności procedury porównywania przetwarzanego napięcia z sekwencją napięć referencyjnych. Aby zapewnić niezmienną wartość przetwarzanego napięcia podczas kompensacji stosuje się układy podtrzymujące wartość napięcia na czas niezbędny do jego przetworzenia (rysunek 2.12).

**Rysunek 2.12.** Schemat układu próbkująco-pamiętającego

Układ S&H działa w dwóch cyklach. W pierwszym cyklu, zwanym fazą próbkowania, przy zamkniętym przez układ sterujący kluczu K , następuje szybkie ładowanie kondensatora pamiętającego do wartości napięcia przetwarzanego U_{we} . W drugim cyklu, nazywanym fazą pamiętania, po rozłączeniu klucza przez układ sterujący, napięcie to jest pamiętane przez kondensator i powielane na wyjściu układu jako napięcie U_{wy} , przy czym wzmacniacz A_2 o dużej rezystancji wejściowej zapewnia równocześnie bardzo wolne rozładowywanie kondensatora. W ten sposób napięcie wyjściowe U_{wy} układu S&H ma kształt schodkowy i różni się od napięcia przetwarzanego. Różnicę tę, oznaczoną na rysunku $\varepsilon(t)$, nazywamy błędem dynamicznym przetwarzania analogowo-cyfrowego. Dzięki zapewnieniu niezmienności napięcia w trakcie przetwarzania, procedura kompensacji jest zbieżna. Pomiedzy fazami próbkowania i pamiętania znajdują się dwie fazy przejściowe: od próbkowania do pamiętania (otwieranie klucza) oraz od fazy pamiętania do próbkowania (zamykanie klucza). Z procesami przejściowymi związana jest szybkość działania układu, a określają ją czasy przejścia od momentu czasu, w którym pojawia się impuls sterujący otwieraniem (zamykaniem) klucza w fazie przejściowej do pamiętania (próbkowania), a momentem czasu, w którym otwarcie (zamknięcie) to rzeczywiście wystąpiło (dla przypadku otwierania klucza nosi on nazwę czasu apertury).

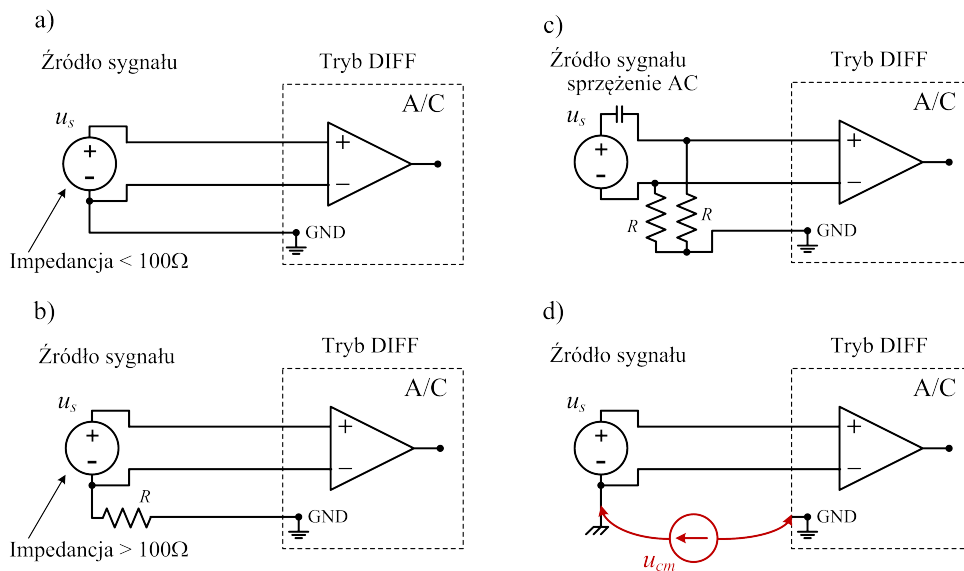
Popularnie stosowane tanie karty pomiarowe zawierają wszystkie elementy toru pomiarowego z rysunku 2.9, z wyjątkiem rzadko wbudowywanych w kartę, ze względu na koszty, filtrów antyaliasingowych. Przeważnie na płytach przyłączeniowych sygnałów wejściowych znajdują się miejsca umożliwiające samodzielne wmontowanie elementów elektronicznych antyaliasingowego filtra analogowego.

2.5. Metody podłączania źródeł napięcia do karty pomiarowej

Karty pomiarowe, ze względu na sposób przyłączania napięć wejściowych, mogą pracować w trybach: symetrycznym (różnicowym, ang. *differential*), oznaczanym DIFF, oraz niesymetrycznym (względem wspólnej masy, ang. *referenced single ended*) oznaczanym RSE. Wybór odpowiedniego trybu pracy zależy od właściwości źródła sygnału. Możemy mieć do czynienia ze źródłem pływającym (ang. *floating signal source*), nieuziemiałym, a przykładem tego typu źródeł mogą być: napięcie wyjściowe termometru termoelektrycznego, wyjście transformatorowe, sygnały wyjściowe układów zasilanych akumulatorem, wyjścia wzmacniaczy izolowanych. Możemy mieć również do czynienia ze źródłem sygnału uziemiałym (ang. *ground referenced signal source*). W zależności od rodzaju źródła oraz zastosowanej metody jego połączenia z kartą pomiarową otrzymujemy układy bardziej lub mniej podatne na wpływ zakłóceń i szumów. Na rysunku 2.13 pokazano metody łączenia różnych źródeł sygnału z kartą pomiarową w trybie różnicowym (DIFF) [49].

Źródło pływające ze sprzężeniem typu DC, którego impedancja wewnętrzna jest mniejsza niż $100\ \Omega$ (rysunek 2.13a), łączymy bezpośrednio do wejścia różnicowego karty pomiarowej, przy czym dodatkowym, trzecim przewodem łączymy masę karty pomiarowej z ujemnym potencjałem źródła. Równoważy to układ i zabezpiecza przed przekroczeniem maksymalnego zakresu napięcia wejściowego. W przypadku gdy impedancja wewnętrzna źródła jest większa

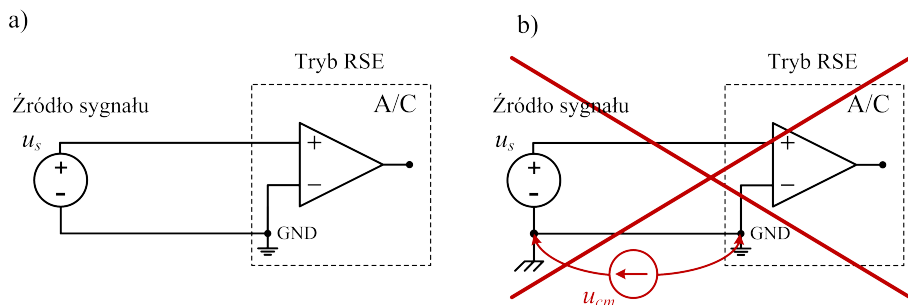
niż $100\ \Omega$ (rysunek 2.13b), łączymy masę karty pomiarowej z ujemnym potencjałem źródła za pomocą dodatkowego rezystora polaryzacyjnego R , którego wartość przyjmowana jest w zakresie $100\ \text{k}\Omega \div 1\ \text{M}\Omega$, bądź dla pełnego zrównoważenia łączymy dodatkowo masę karty pomiarowej z dodatnim potencjałem źródła również za pomocą rezystora o takiej samej wartości. Połączenie z wykorzystaniem dwóch rezystorów polaryzacyjnych musi być wykonane, jeżeli mamy do czynienia ze źródłem pływającym o dużej impedancji ze sprzężeniem typu AC (rysunek 2.13c). W przypadku gdy źródło sygnału jest uziemione (rysunek 2.13d), wystarczy ograniczyć się do dwuprzewodowego, bezpośredniego połączenia źródła sygnału z różnicowym wejściem karty pomiarowej.



Rysunek 2.13. Schematy układów połączeń analogowych źródeł sygnału do wejścia kart pomiarowych w trybie różnicowym DIFF: a) źródło pływające o niskiej impedancji; b) źródło pływające o wysokiej impedancji; c) źródło pływające ze sprzężeniem typu AC; d) źródło uziemione, pomiędzy masami o różnych potencjałach występuje napięcie zakłócające wspólne u_{cm}

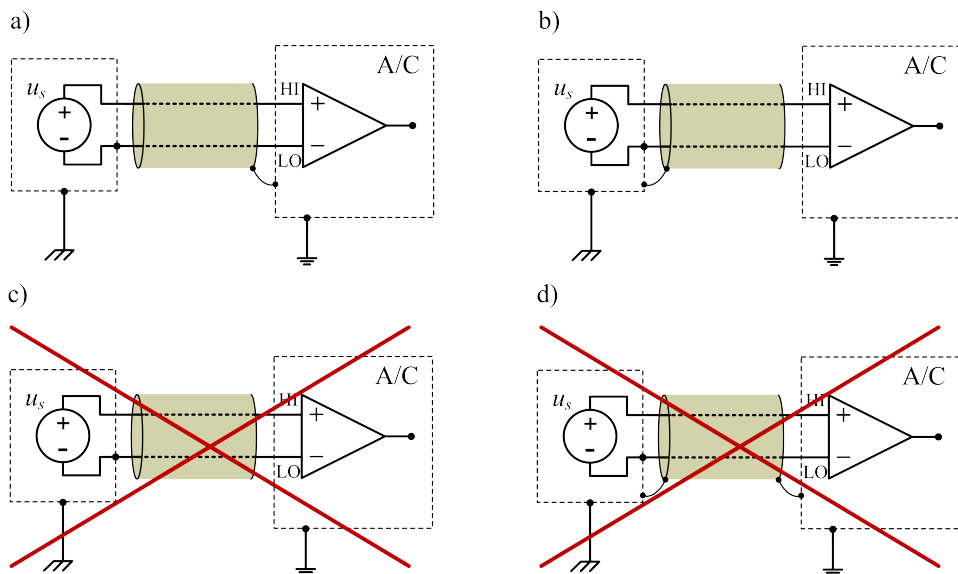
Na rysunku 2.14 pokazano metody łączenia różnych źródeł sygnału z kartą pomiarową w trybie niesymetrycznym (RSE) [49]. Dodatni potencjał źródła pływającego łączy się z wejściem nieodwracającym przetwornika, natomiast ujemny potencjał źródła łączymy bezpośrednio z masą karty pomiarowej. Jest to jedyny, poprawny sposób łączenia źródeł sygnału w trybie RSE, gdyż niezalecane jest łączenie źródeł uziemionych z kartą w trybie RSE. Powstaje bowiem wtedy pętla zwarciorowa pomiędzy masami o różnych potencjałach, a prąd zwarciorowy generuje na rezystancji przewodu masowego napięcie zakłócające, które sumuje się z przetwarzanym sygnałem i staje się źródłem zakłóceń.

Łączenie źródeł sygnałów z kartą pomiarową, szczególnie w warunkach przemysłowych, wymaga ekranowania przewodów łączących. Ekranowanie dotyczy zwłaszcza przypadków, gdy napięcia przetwarzane mają małe wartości (na przykład napięcia termoelektryczne termometrów), a przewody łączące są długie. Istnieją zasady poprawnego ekranowania, jednak w konkretnych przypadkach, bardzo często o właściwym i skutecznym sposobie ekranowania decyduje doświadczenie inżynierskie.



Rysunek 2.14. Schematy układów połączeń analogowych źródeł sygnału do wejścia kart pomiarowych w trybie niesymetrycznym RSE: a) źródło pływające; b) źródło uziemione, pomiędzy masami o różnych potencjałach występuje napięcie zakłócające wspólne u_{cm}

Na rysunku 2.15 zilustrowano poprawne i niepoprawne sposoby ekranowania połączeń źródeł sygnału z kartą pomiarową.



Rysunek 2.15. Sposoby ekranowania przewodów łączących źródło sygnału z przetwornikiem A/C karty pomiarowej: a) uziemianie ekranu od strony przyrządu; b) uziemianie ekranu od strony źródła; c) i d) niepoprawne sposoby ekranowania

Zasady ekranowania są następujące:

- żaden ekran nie może pozostać niedołączony do masy układu,
- ekran powinien być możliwie szczelny i obejmować wszystkie elementy chronionego obwodu,
- ekranowany obwód może być uziemiony tylko w jednym punkcie.

2.6. Metody podłączania czujników ilorazowych do przetworników A/C

W dziedzinie pomiaru wielkości nieelektrycznych z wykorzystaniem zintegrowanych przetworników pomiarowych, dużą popularność zyskały łatwe w użyciu, niedrogie, a w przypadku zastosowania dodatkowej kalibracji również dokładne przetworniki z wyjściem ilorazowym (przetworniki temperatury, ciśnienia, wilgotności, przyspieszenia itp.). W przetwornikach tych wielkość mierzona jest przetwarzana na iloraz napięcia wyjściowego U_{wy} do jego napięcia zasilania U_Z . Wyznaczanie wielkości mierzonej na podstawie pomiaru ilorazu napięć pozwala na uniezależnienie wyniku pomiaru od ewentualnych zmian parametrów elementów elektronicznych układów pomiarowych spowodowanych niestabilnością czasową i termiczną (w szczególności podatnego na wpływy temperatury wewnętrznego źródła referencyjnego przetwornika A/C bądź też wahań napięcia zasilającego przetwornik). Zintegrowany przetwornik z wyjściem ilorazowym ROS (*Ratiometric Output Sensor*) przetwarza mierzoną wielkość x według funkcji przetwarzania f :

$$\frac{U_{wy}}{U_Z} = f(x) \quad (2.45)$$

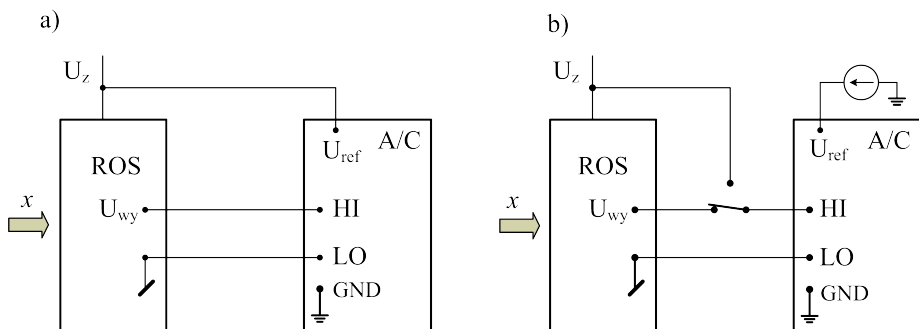
przy czym jest to najczęściej funkcja prawie liniowa. Wyznaczenie wielkości mierzonej x wymaga zatem określenia, poprzez wykonanie wstępnej kalibracji, współczynników funkcji przetwarzania f (kalibracja taka przeprowadzana jest na ogół przez producenta przetworników, bądź też przez użytkownika na etapie montażu lub okresowej kontroli systemu pomiarowego), oraz każdorazowo w trakcie pomiarów ilorazu napięć.

Napięcie wyjściowe U_{wy} przetwornika jest zawsze mniejsze od napięcia zasilającego U_Z i osiąga przeciętnie w przypadku czujników ROS od kilkunastu do kilkudziesięciu procent jego wartości. Zwykle napięcia te podłącza się w systemie pomiarowym bezpośrednio do przetwornika A/C jako napięcie wejściowe i referencyjne (rysunek 2.16a), a wynik przetwarzania jest wówczas wprost proporcjonalny do ilorazu napięć. Iloraz ten może być wyznaczany również pośrednio (rysunek 2.16b) przez oddzielny pomiar napięć U_{wy} i U_Z . Źródło referencyjne może mieć w takim przypadku przeciętne parametry, zarówno co do dokładności, jak i temperaturowej stabilności. Mamy bowiem w przypadku obydwu metod pomiarowych sytuację, w której wahania napięcia zasilającego lub referencyjnego, spowodowane na przykład wpływem temperatury, wywołują błędny pomiar napięć U'_{wy} oraz U'_Z , natomiast ich iloraz pozostaje niezmienny.

Jeżeli błąd pomiaru każdego z napięć stanowi k procent wielkości mierzonej, to ich iloraz, będący miarą wyznaczanej wielkości nieelektrycznej x' , wynosi:

$$x' = f\left(\frac{U'_{wy}}{U'_Z}\right) = f\left(\frac{U_{wy} \pm k \cdot U_{wy}}{U_Z \pm k \cdot U_Z}\right) = f\left(\frac{U_{wy}}{U_Z}\right) = x \quad (2.46)$$

Oznacza to, że pomimo błędnego pomiaru napięć ich iloraz określany jest poprawnie i poprawnie wyznaczana jest również na jego podstawie wartość wielkości nieelektrycznej x .



Rysunek 2.16. Schematy połączenia czujnika ilorazowego ROS (*Ratiometric Output Sensor*) z przetwornikiem analogowo-cyfrowym: a) bezpośredni pomiar stosunku napięć z wykorzystaniem np. całkującego przetwornika A/C; b) pomiar stosunku napięć przez niezależny pomiar napięć składowych z wykorzystaniem np. kompensacyjnego przetwornika A/C

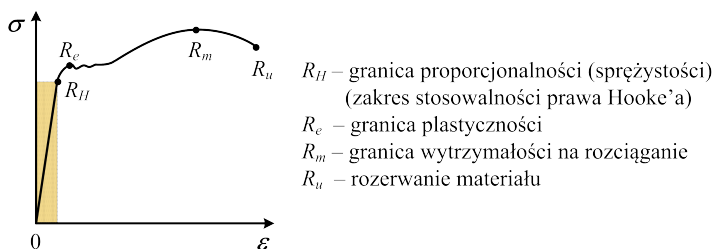
ROZDZIAŁ 3

Tensometryczne metody pomiarowe

3.1. Budowa i zasada działania czujników tensometrycznych

W pomiarach wielkości nieelektrycznych w mechanice istotne znaczenie mają tensometryczne czujniki odkształcenia. Znajdują one zastosowanie zarówno w klasycznych, jak i zintegrowanych mikromechanicznych konstrukcjach przetworników (MEMS – *Micro-Electro-Mechanical Systems*) do pomiarów odkształceń i naprężeń elementów konstrukcyjnych, sił, momentów sił, przyspieszenia, masy, ciśnień, jako przetworniki sygnału odkształcenia przetworników mechaniczno-mechanicznych na sygnał elektryczny względnej zmiany rezystancji (ang. *load cell*). W konstrukcjach klasycznych stosowane są tensometry rezystancyjne metalowe na podłożu foliowym lub piezorezystywne, natomiast w konstrukcjach mikromaszynowych tensometry piezorezystywne. Zgodnie ze schematem toru przetwarzania mierzonej wielkości nieelektrycznej (rysunek 1.1) wstępny przetwornik mechaniczno-mechaniczny ma za zadanie zamianę mierzonej wielkości mechanicznej na inną wielkość mechaniczną – w tym przypadku odkształcenie. Funkcję przetwornika N/N spełnia obciążany wielkością mierzoną element sprężysty wykonany z materiału plastycznego (np. wykonana ze stali, gięta, rozciągana, ścisłana, ścinana lub skręcana belka, membrana, element konstrukcyjny itp). Element sprężysty obciążany jest w zakresie liniowej zależności naprężenia σ w funkcji odkształcenia ε , w którym obowiązuje prawo Hooke’a (rysunek 3.1), a do konstrukcji przetwornika wykorzystywane są różne materiały, np. stal, aluminium, kwarc, tytan, molibden.

Materiały plastyczne w zakresie naprężeń nieprzekraczających granicy plastyczności zachowują się przy ściskaniu tak, jak przy rozciąganiu. W zintegrowanych przetwornikach mikromaszynowych MEMS cała konstrukcja – zarówno wstępny przetwornik mechaniczny, tensometry piezorezystywne, jak i przetwornik elektroniczny – wykonana jest w krzemie w postaci zintegrowanej.



Rysunek 3.1. Krzywa rozciągania materiału plastycznego (np. stal) – naprężenie w funkcji odkształcenia, R_H , R_e , R_m , R_u – naprężenia graniczne

Podstawą konstrukcji czujników tensometrycznych jest zjawisko fizyczne polegające na zmianie elektrycznej rezystancji przewodników lub materiałów półprzewodnikowych pod wpływem naprężeń mechanicznych. Funkcję przetwarzania tensometru opisuje równanie [16, 23, 31]:

$$\frac{dR}{R} = \varepsilon \cdot (1 + 2\nu) + \frac{d\rho}{\rho} \quad (3.1)$$

gdzie:

- R – rezystancja elektryczna,
- ε – odkształcenie definiowane jako względne wydłużenie, $\varepsilon = \frac{dl}{l}$,
- ν – współczynnik Poissona, określający stosunek pomiędzy odkształceniem poprzecznym a wzdłużnym (dla stali $\nu \approx 0,3$),
- ρ – rezystywność materiału rezystora.

Równanie (3.1) określa zmianę rezystancji dR w odniesieniu do rezystancji początkowej R , przy czym pierwszy składnik sumy uwzględnia wpływ deformacji geometrycznej materiału rezystora (wydłużenie ε oraz określoną przez współczynnik Poissona ν zmianę przekroju), a drugi – zmiany rezystywności spowodowane zjawiskami zachodzącymi w strukturze materiału rezystora na skutek naprężeń. Czułość tensometru definiujemy, zgodnie z (1.2), jako stosunek względnej zmiany rezystancji ε_R do wywołującego ją względnego wydłużenia ε tensometru. Wartość czułości określana jest w literaturze jako stała tensometru albo współczynnik czułości odkształceniowej i oznaczana symbolem k :

$$k = \frac{\frac{dR}{R}}{\frac{dl}{l}} = \frac{\varepsilon_R}{\varepsilon} \quad (3.2)$$

Uwzględniając (3.1), możemy zapisać:

$$k = \frac{\varepsilon_R}{\varepsilon} = (1 + 2 \cdot \nu) + \frac{\frac{d\rho}{\rho}}{\varepsilon} \quad (3.3)$$

W przypadku tensometrów metalowych dominujący wpływ na stałą tensometru ma pierwszy składnik sumy w zależności (3.3), czyli efekt deformacji geometrycznej przewodnika. Wpływ drugiej składowej uwzględniającej zmiany rezystywności spowodowanej zmianami mikrostruktury metali jest niewielki. Dla uzyskania stałej wartości czułości k , w ramach zakresu pomiarowego czujnika, stosuje się stopy różnych metali, na przykład popularny jest stop miedzi i niklu nazywany konstantanem. Typowe wartości stałej tensometrów metalowych wahają się, w zależności od zastosowanego metalu lub stopu, w zakresie od 1 do 4, przy czym najczęściej, jak np. dla konstantanu, jest zbliżona do wartości 2. Konstantan ma małą wartość temperaturowego współczynnika rezystancji (co jest szczególnie korzystne, ze względu na ograniczenie niekorzystnego wpływu temperatury), a co najważniejsze, praktycznie stałą wartość współczynnika czułości k w pełnym zakresie pomiarowym. Rezystancja R_0 produkowanych tensometrów osiąga wartości od 100 Ω do 1000 Ω , a typowe wartości w szeregu to 120 Ω i 350 Ω . Wymiary tensometrów związane są z długością bazy tensometru b_t (rysunek 3.2a), która może osiągać wartości od 0,2 mm do 150 mm. Wartość prądu zasilającego czujniki powinna być tak dobrana, aby zapewnić odpowiednią czułość pomiaru i równocześnie nie wprowadzać błędów wynikającego z samonagrzewania, przepływający prąd powoduje bowiem wydzielanie ciepła Joule’a, wzrost temperatury i w efekcie wzrost rezystancji tensometru. Prąd zasilający należy dobierać zgodnie z zaleceniami producenta i na ogół przyjmuje on wartość rzędu 10 mA. W całkowitym bilansie cieplnym istotną rolę odgrywają także warunki odprowadzania ciepła (np. rodzaj podłoża, na którym naklejony jest tensometr). Deklarowana przez producentów tolerancja wykonania rezystancji R_0 czujników tensometrycznych metalowych osiąga wartości rzędu 0,35%, a stałą k – poniżej 1%.

Istotną rolę w pracy czujnika tensometrycznego odgrywa kwestia kompensacji zakłócającego wpływu zmian temperatury. Zasada działania skompensowanych temperaturowo tensometrów przewiduje dobór właściwości przetwornika względem podłoża, na którym będzie on klejony, z uwzględnieniem ich temperaturowych współczynników rozszerzalności liniowej oraz temperaturowego współczynnika zmian rezystancji metalu, z którego tensometr jest wykonany. Przybliżoną reakcję tensometru ε_T na zmianę temperatury można wyrazić za pomocą równania [16]:

$$\varepsilon_T = \left(\frac{\alpha_R}{k} + \alpha_s - \alpha_t \right) \cdot \Delta T \quad (3.4)$$

gdzie:

- ΔT – zmiana temperatury wywołująca reakcję tensometru ε_T ,
- α_R – temperaturowy współczynnik zmian rezystancji elektrycznej czujnika,
- α_s – temperaturowy współczynnik liniowej rozszerzalności materiału elementu sprężystego,
- α_t – temperaturowy współczynnik liniowej rozszerzalności czujnika tensometrycznego.

Wartości współczynników temperaturowych definiowane są następująco:

$$\alpha_R = \frac{dR}{RdT} = \frac{\varepsilon_R}{dT}, \quad \alpha_s = \frac{dl_s}{l_s dT} = \frac{\varepsilon_s}{dT}, \quad \alpha_t = \frac{dl_t}{l_t dT} = \frac{\varepsilon_t}{dT} \quad (3.5)$$

Przez odpowiedni dobór parametrów tensometru na etapie produkcji minimalizuje się jego reakcję ε_T spowodowaną wpływem zmian temperatury. W tym celu dodaje się odpowiednie domieszki uzupełniające do stopu konstantanu, zmieniając jego temperaturowy współczynnik zmian rezystancji α_R w taki sposób, aby spełnione było równanie:

$$\alpha_R = k \cdot (\alpha_t - \alpha_s) \quad (3.6)$$

Pełne skompensowanie wpływu zmian temperatury na reakcję tensometrów metalowych nie jest możliwe. Jest to spowodowane wieloma przyczynami. Po pierwsze, będąca podstawą metody kompensacji zależność (3.6) jest tylko przybliżeniem opisu rzeczywistych zjawisk, mających charakter nieliniowy. Po drugie, warunkiem kompensacji jest zgodność współczynników rozszerzalności liniowej α_s stosowanego elementu sprężystego, ze współczynnikami materiału, dla którego wyznaczane były charakterystyki temperaturowe w procesie projektowania czujników. Na przykład istnieją różne gatunki stali, o różnych właściwościach fizycznych, które różnią się również wartościami współczynników rozszerzalności liniowej α_s . Eliminacja nieskompensowanej pozostałości błędu temperaturowego jest możliwa przy wykorzystaniu właściwości układu pomiarowego mostka tensometrycznego, a szerzej problem ten zostanie omówiony w podrozdziale 3.2.

Innym, stosowanym w praktyce rozwiązaniem są tensometry półprzewodnikowe, które wykorzystują efekt zmiany rezystywności ϱ (3.1) spowodowanej zmianami mikrostruktury materiału pod wpływem naprężeń mechanicznych. Wykonywane są one z materiałów piezorezystywnych, których właściwości określa współczynnik piezorezystywności wzdłużnej p_p , definiowany jako stosunek względnej zmiany rezystywności ϱ , wywołanej działaniem naprężenia σ [6, 23]:

$$p_p = \frac{d\varrho}{\varrho} \cdot \frac{1}{\sigma} \quad (3.7)$$

Uwzględniając (3.7) w (3.1) oraz fakt, iż w sprężystym zakresie pracy materiału, którego moduł elastyczności Younga wynosi E , obowiązuje prawo Hooke'a:

$$\sigma = E \cdot \varepsilon \quad (3.8)$$

otrzymujemy:

$$\frac{dR}{R} = \varepsilon \cdot (1 + 2\nu) + p_p \cdot E \cdot \varepsilon \quad (3.9)$$

Dominujący wpływ na względną zmianę rezystancji tensometru piezorezystywnego ma drugi składnik sumy w zależności (3.9), który uwzględnia zmiany rezystywności ϱ spowodowane zmianami mikrostruktury półprzewodników.

Można przyjąć, że:

$$(1 + 2 \cdot \nu) \ll p_p \cdot E \quad (3.10)$$

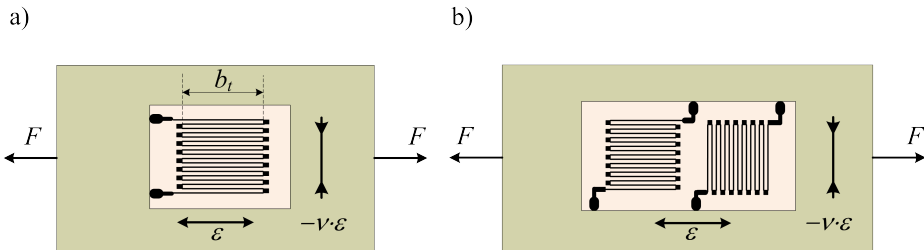
i wówczas stała tensometru piezorezystywnego wynosi:

$$k = \frac{\frac{dR}{R}}{\varepsilon} = p_p \cdot E \quad (3.11)$$

Tensometry piezorezystywne wykonywane są z półprzewodnika: krzemu lub germanu domieszkowanego w kierunku przewodnictwa typu p lub n . W przypadku domieszkowania typu p i dodatniego odkształcenia (rozciąganie) rośnie wartość rezystywności i co za tym idzie – rezystancja tensometru, natomiast przy domieszkowaniu typu n rezystywność (i rezystancja) maleje. Wartość rezystywności piezorezystora jest funkcją koncentracji nośników ładunku oraz ich ruchliwości, zależnej od wielkości naprężenia, a także jego kierunku względem osi krystalicznych. Rezystywność rezystorów piezoelektrycznych jest wielokrotnie większa niż rezystywność metali, co sprzyja miniaturyzacji czujników, a wartość bezwzględna ich stałej przetwarzania k wynosi od 40 do 300. Wadą tensometrów półprzewodnikowych jest silna zależność efektu piezorezystywnego od temperatury.

W przetwornikach zintegrowanych, w których najczęściej tensometry te znajdują zastosowanie, wykonuje się je przez wdyfundowywanie lub implantowanie jonów domieszki w strukturę krzemu, z którego wykonuje się również pozostałe elementy przetwornika, mikromechaniczny przetwornik N/N i elektroniczny przetwornik E/E zawierający najczęściej również układy do kompensacji wpływu temperatury. Do najbardziej popularnych przetworników wykonywanych w tej technologii należą piezorezystywne czujniki ciśnienia i przyspieszenia.

Na rysunku 3.2 przedstawiono przykłady konstrukcji tensometrów metalowych na podłożu foliowym (tensometr pojedynczy i podwójny) oraz ich zastosowanie do pomiaru siły.

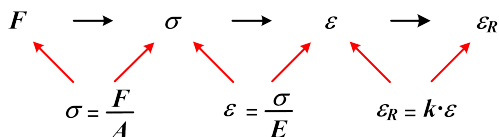


Rysunek 3.2. Pomiary z wykorzystaniem tensometrów foliowych: a) tensometr pojedynczy; b) tensometr podwójny

Tensometry przetwarzają uśrednione odkształcenie wzdłuż długości bazy pomiarowej b_t przetwornika. Czujniki naklejone są na elemencie sprężystym, na który działa siła rozciągająca F (rysunek 3.3). Siła powoduje powstanie naprężeń normalnych σ , których wartość zależy również od przekroju poprzecznego A elementu sprężystego. Zgodnie z kierunkiem działania siły rozciągającej pojawi się odkształcenie ε o znaku dodatnim i wartości zależnej od właściwości sprężystych materiału wyrażonych przez moduł elastyczności Younga E .

W kierunku prostopadłym do działającej siły wystąpi odkształcenie poprzeczne $\varepsilon_{\perp}$ o znaku przeciwnym i wartości wynikającej ze współczynnika Poissona ν materiału elementu sprężystego:

$$\varepsilon_{\perp} = -\nu \cdot \varepsilon \quad (3.12)$$



Rysunek 3.3. Tor przetwarzania tensometrycznego przetwornika siły

Element sprężysty spełnia zatem funkcję przetwornika N/N siły na odkształcenie. Tensometry nakleja się na elemencie sprężystym w taki sposób, aby ich bazy b_t pokryły się z kierunkiem odkształcenia ε lub $\varepsilon_{\perp}$. Klej winien wiernie przenosić odkształcenia podłoża sprężystego na tensometr. Tensometr przetwarza nieelektryczną wielkość odkształcenia ε na wielkość elektryczną względną zmiany rezystancji ε_R z czułością k (3.2). Stanowi zatem przetwornik N/E , zgodnie ze schematem na rysunku 1.1. W dalszej części toru pomiarowego po czujniku tensometrycznym znajduje się przetwornik E/E względnej zmiany rezystancji na sygnał napięciowy. Granica liniowej zależności naprężenia w funkcji odkształcenia (rysunek 3.1) dla stali osiąga wartość rzędu $1 \div 2\%$ w zależności od gatunku stali, a stała k typowych tensometrów metalowych osiąga wartości zbliżone do 2. Względna zmiana rezystancji tensometrów dla granicznych odkształceń przyjmuje zatem wartości rzędu $2 \div 4\%$. Są to bardzo małe zmiany rezystancji w stosunku do wartości początkowej rezystancji R_0 czujników. Dlatego do przetwarzania małych zmian rezystancji ε_R na sygnał napięciowy stosuje się układ rezystancyjnego mostka Wheatstone’a.

3.2. Właściwości mostka tensometrycznego

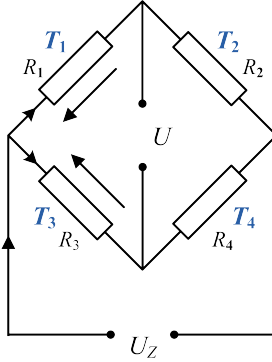
Na rysunku 3.4 przedstawiono schemat rezystancyjnego mostka Wheatstone’a z umieszczonymi w poszczególnych ramionach czujnikami tensometrycznymi $T_1 \div T_4$, o wartościach rezystancji $R_1 \div R_4$. Zakładając tryb pracy mostka z zasilaniem napięciowym U_Z i nieobciążonym wyjściem napięciowym, wartość napięcia nierównowagi mostka U wyraża się zależnością:

$$U = U_Z \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \quad (3.13)$$

Ponieważ w praktyce należy stosować w mostku czujniki tensometryczne tego samego typu, o takich samych wartościach parametrów, możemy przyjąć, że początkowe wartości rezystancji czujników tensometrycznych niepoddanych odkształceniom wynoszą:

$$R_{10} \cong R_{20} \cong R_{30} \cong R_{40} \cong R_0 \quad (3.14)$$

a przybliżona równość wynika z tolerancji wykonania czujników.



Rysunek 3.4. Schemat mostka tensometrycznego

Wstępny rozrzut rezystancji powoduje, że napięcie wyjściowe mostka będzie niezerowe, a jego wartość nazywana offsetem wynosi:

$$U_0 = U_Z \cdot \left(\frac{R_{10}}{R_{10} + R_{20}} - \frac{R_{30}}{R_{30} + R_{40}} \right) \quad (3.15)$$

Jeżeli czujniki zostaną poddane odkształceniom, zmianie ulegną wartości ich rezystancji:

$$R_i = R_{i0} + \Delta R_i, \quad \text{gdzie } i = 1 \div 4 \quad (3.16)$$

przy czym wartości ΔR_i mogą mieć znak dodatni lub ujemny w zależności od kierunku odkształcenia czujników.

Uwzględniając w (3.13) zależność (3.16), otrzymamy:

$$U = U_Z \cdot \left(\frac{R_{10} + \Delta R_1}{R_{10} + \Delta R_1 + R_{20} + \Delta R_2} - \frac{R_{30} + \Delta R_3}{R_{30} + \Delta R_3 + R_{40} + \Delta R_4} \right) \quad (3.17)$$

Zdefiniujmy względną zmianę napięcia nierównowagi mostka jako stosunek bezwzględnej zmiany napięcia wyjściowego mostka spowodowanej odkształceniem czujników, odniesionej do napięcia zasilania:

$$\frac{\Delta U}{U_Z} = \frac{U - U_0}{U_Z} \quad (3.18)$$

Uwzględnijmy w równaniu (3.18) zależności (3.15) oraz (3.17), a następnie dokonajmy jego przekształcenia przy uwzględnieniu dwóch założeń upraszczających:

- przybliżenie wyrażone przez równanie (3.14),
- przyjęcie wartości iloczynów przyrostów rezystancji ΔR_i , jako dużo mniejszych, niż iloczyny rezystancji R_i , i pominięcie ich w wyprowadzeniu (zmiany rezystancji czujników tensometrycznych są na poziomie promili rezystancji początkowej, stąd ich kwadraty są na poziomie 10^{-6}), tzn.:

$$\Delta R_i \cdot \Delta R_j \ll R_i \cdot R_j, \quad \text{gdzie } i, j = 1 \div 4 \quad (3.19)$$

Po przekształceniach otrzymamy równanie wyrażające względną zmianę napięcia nierównowagi mostka:

$$\frac{\Delta U}{U_Z} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\varepsilon_{R1} - \varepsilon_{R2} - \varepsilon_{R3} + \varepsilon_{R4}}{2 + \sum_{i=1}^4 \varepsilon_{Ri}} \quad (3.20)$$

Równanie to stanowi podstawę projektowania przetworników pomiarowych z czujnikami tensometrycznymi. Licznik wyrażenia zawiera sumę względnej zmiany rezystancji tensometrów ε_{Ri} , przy czym sumowanie to przebiega w taki sposób, że względne zmiany rezystancji czujników znajdujących się w przeciwnych ramionach mostka sumują się z tym samym znakiem, a w sąsiednich ramionach mostka sumują się z przeciwnymi znakami (rysunek 3.4).

Taki sposób sumowania jest wykorzystywany podczas konstruowania czujników wielkości mechanicznych, w wyniku sumowania odkształceń tensometrów wywoływanych przez oddziaływanie składowej wielkości mierzonej i równocześnie odejmowanie odkształceń pochodzących od składowej wielkości niemierzonej bądź zakłócającej (np. eliminacja niemierzonej składowej mierzonej siły przy jej nieosiowym przyłożeniu do czujnika lub eliminacja zakłócającego wpływu zmieniającej się w trakcie pomiaru temperatury).

Występująca w mianowniku wyrażenia (3.20) suma zmian rezystancji ε_{Ri} czyni go nieliniowym, jednak w czujnikach tensometrycznych jest to nieliniowość, którą można zaniedbać, ponieważ względne zmiany rezystancji tensometrów są rzędu pojedynczych promili i są dużo mniejsze od występującej w mianowniku liczby 2:

$$\sum_{i=1}^4 \varepsilon_{Ri} \ll 2 \quad (3.21)$$

W pewnych konfiguracjach pracy czujnika, przy stosowaniu dwóch lub czterech czynnych tensometrów, błąd nieliniowości może w ogóle nie występować. Przypadek taki ma miejsce, gdy użyjemy dwóch czynnych czujników, których odkształcenia mają taką samą wartość co do modułu, a przeciwny znak i znajdują się w sąsiednich ramionach mostka, lub wykorzystamy dwie pary takich czujników. Suma względnych zmian rezystancji w mianowniku wyrażenia (3.20) wynosi wówczas zero. Korzystając z założenia (3.21) w mianowniku równania (3.20), względną zmianę napięcia nierównowagi mostka możemy w sposób przybliżony wyrazić w postaci:

$$\frac{\Delta U}{U_Z} = \frac{1}{4} \cdot (\varepsilon_{R1} - \varepsilon_{R2} - \varepsilon_{R3} + \varepsilon_{R4}) \quad (3.22)$$

lub uwzględniając (3.2), możemy przedstawić ją za pomocą odkształceń ε_i :

$$\frac{\Delta U}{U_Z} = \frac{1}{4} \cdot k \cdot (\varepsilon_1 - \varepsilon_2 - \varepsilon_3 + \varepsilon_4) \quad (3.23)$$

Jak już wspomniano w podrozdziale 3.1, istotną rolę w pracy mostkowego przetwornika tensometrycznego odgrywa kwestia kompensacji zakłócającego wpływu zmian temperatury na pracę czujnika.

Kompensacja opracowana przez producenta tensometrów nie zapewnia pełnej eliminacji wpływu temperatury, gdyż przewiduje dobór przetwornika pod kątem właściwości elementu sprężystego, na którym będzie on klejony, z uwzględnieniem ich temperaturowych współczynników rozszerzalności liniowej tensometrów oraz temperaturowego współczynnika zmian rezystancji metalu, z którego tensometr jest wykonany (3.4).

Wartości rzeczywiste tych współczynników najczęściej odbiegają od wartości przyjmowanych w fazie projektowania tensometru. Względną zmianę rezystancji czujnika wywołaną działaniem mierzonego odkształcenia ε oraz nieskompensowaną składową wpływu zmian temperatury ε_T (3.4) wyraża się sumą algebraiczną ich wpływu, tzn.:

$$\varepsilon_{Ri} = k \cdot \varepsilon_i + k_1 \cdot \varepsilon_{Ti}, \quad \text{gdzie } i = 1 \div 4 \quad (3.24)$$

W zależności od zastosowanej konfiguracji mostka można eliminować zakłócający wpływ temperatury.

Uwzględniając zależności (3.22) oraz (3.24), rozpatrzmy trzy przypadki konfiguracji mostka tensometrycznego pod kątem skuteczności kompensacji wpływu temperatury na pracę przetwornika:

- układ „ $1/4$ mostka” z jednym czynnym tensometrem,
- układ „ $1/2$ mostka” z dwoma czynnymi tensometrami, w dwóch różnych konfiguracjach,
- układ „pełnego mostka” z czterema czynnymi tensometrami.

Układ „ $1/4$ mostka”

W konfiguracji tej stosowany jest jeden czynny tensometr. Jeżeli włączymy go, np. do pierwszego ramienia mostka, to na podstawie (3.22) oraz (3.24) otrzymamy:

$$\frac{\Delta U}{U_Z} = \frac{1}{4} \cdot \varepsilon_{R1} = \frac{1}{4} \cdot k \cdot \varepsilon_1 + \frac{1}{4} \cdot k_1 \cdot \varepsilon_{T1} \quad (3.25)$$

Na podstawie tego równania widać, że układ mostka nie będzie korygował wpływu zmian temperatury.

Układ „ $1/2$ mostka”

W konfiguracji tej stosowane są dwa czynne tensometry. Jeżeli włączymy je do sąsiednich ramion mostka, np. do pierwszego i trzeciego ramienia mostka, to na podstawie (3.22) oraz (3.24) otrzymamy:

$$\frac{\Delta U}{U_Z} = \frac{1}{4} \cdot (\varepsilon_{R1} - \varepsilon_{R3}) = \frac{1}{4} \cdot k \cdot (\varepsilon_1 - \varepsilon_3) + \frac{1}{4} \cdot k_1 \cdot (\varepsilon_{T1} - \varepsilon_{T3}) \quad (3.26)$$

Jeżeli tensometry pracują w tych samych warunkach termicznych, to możemy przyjąć, że $\varepsilon_{T1} = \varepsilon_{T3}$, i wówczas skompensowany zostanie wpływ temperatury, a względna zmiana napięcia nierównowagi mostka pozostanie funkcją mierzonych odkształceń:

$$\frac{\Delta U}{U_Z} = \frac{1}{4} \cdot k \cdot (\varepsilon_1 - \varepsilon_3) \quad (3.27)$$

Jeżeli dwa tensometry włączymy w przeciwnych ramionach mostka, np. do pierwszego i czwartego ramienia mostka, wówczas:

$$\frac{\Delta U}{U_Z} = \frac{1}{4} \cdot (\varepsilon_{R1} + \varepsilon_{R4}) = \frac{1}{4} \cdot k \cdot (\varepsilon_1 + \varepsilon_4) + \frac{1}{4} \cdot k_1 \cdot (\varepsilon_{T1} + \varepsilon_{T4}) \quad (3.28)$$

i nie zostanie skompensowany wpływ temperatury, a względna zmiana napięcia nierównowagi mostka pozostanie funkcją mierzonych odkształceń i temperatury.

Układ „pełnego mostka”

W konfiguracji tej stosowane są cztery czynne tensometry, które włączamy pojedynczo w ramiona mostka, i na podstawie (3.22) oraz (3.24) otrzymamy:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta U}{U_Z} &= \frac{1}{4} \cdot (\varepsilon_{R1} - \varepsilon_{R2} - \varepsilon_{R3} + \varepsilon_{R4}) = \\ &= \frac{1}{4} \cdot k \cdot (\varepsilon_1 - \varepsilon_2 - \varepsilon_3 + \varepsilon_4) + \frac{1}{4} \cdot k_1 \cdot (\varepsilon_{T1} - \varepsilon_{T2} - \varepsilon_{T3} + \varepsilon_{T4}) \end{aligned} \quad (3.29)$$

Jeżeli tensometry pracują w tych samych warunkach termicznych, to możemy przyjąć, że $\varepsilon_{T1} = \varepsilon_{T2} = \varepsilon_{T3} = \varepsilon_{T4}$, i wówczas skompensowany zostanie wpływ temperatury, a względna zmiana napięcia nierównowagi mostka pozostanie funkcją mierzonych odkształceń:

$$\frac{\Delta U}{U_Z} = \frac{1}{4} \cdot k \cdot (\varepsilon_1 - \varepsilon_2 - \varepsilon_3 + \varepsilon_4) \quad (3.30)$$

Problem braku kompensacji wpływu temperatury w konfiguracjach „ $1/4$ mostka” oraz „ $1/2$ mostka” z tensometrami umieszczonymi w przeciwnych ramionach mostka można rozwiązać przez zastosowanie tzw. tensometrów biernych, które umieszczamy, odpowiednio jeden lub dwa zależnie od konfiguracji, w odpowiednich ramionach mostka. Montujemy je w pobliżu tensometrów czynnych, w tych samych warunkach termicznych, lecz nie naklejamy ich na elemencie sprężystym. Czujniki bierne nie będą reagować na mierzone sygnały odkształceń, a jedynie umożliwią kompensację wpływu temperatury.

Na podstawie przeprowadzonej analizy można sformułować następujące wnioski:

- W mostku powinna się znajdować parzysta liczba czujników, przy czym każda para sąsiadująca kompensuje wpływ zmian temperatury (para ułożona po przekątnej względem siebie nie kompensuje wpływu temperatury).
- Czujniki w sąsiednich ramionach winny mieć przeciwne znaki odkształcenia (para ułożona po przekątnej winna mieć takie same znaki odkształcenia), aby sygnały pomiarowe sumowały się.

Tensometryczne przetworniki mostkowe mogą pracować w trybach mostka zrównoważonego (metoda „zerowa”) lub niezrównoważonego. Tryb mostka zrównoważonego eliminuje problem nieliniowości przetwornika mostkowego (3.20) oraz ewentualnych błędów czułości,

gdyż wynik pomiaru wyznaczany jest dla mostka w stanie zrównoważenia, przy zerowym napięciu wyjściowym, na podstawie odczytu nastaw elementów regulacyjnych mostka. Z warunku równowagi mostka można wprost wyznaczyć zmianę rezystancji czujników tensometrycznych, z dokładnością określoną przez dokładność wzorcowych rezystorów regulacyjnych, a jej wartość nie zależy od wartości napięcia zasilającego. Przeprowadzenie pomiaru przy stosowaniu procedur ręcznego równoważenia mostka jest możliwe jedynie wtedy, gdy wielkość mierzona jest niezmienna lub wolnozmienna w czasie, a pomiar odbywa się w warunkach laboratoryjnych. W trybie tym jest możliwe również zastosowanie procedur równoważenia automatycznego przy zastosowaniu układów ze sprzężeniem zwrotnym.

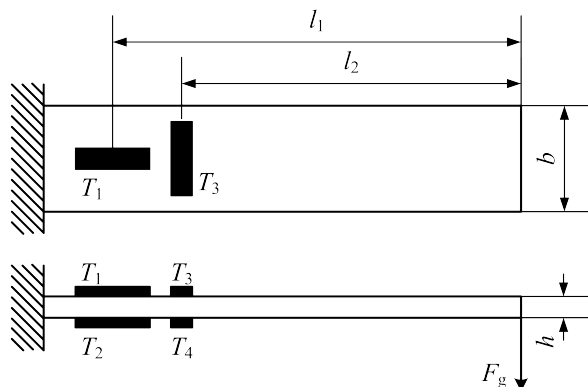
W trybie mostka niezrównoważonego wartość napięcia wyjściowego jest miarą wielkości mierzonej, ale zależy również od wartości napięcia zasilającego. Dlatego czułość przetwarzania przetwornika mostkowego definiowana jest jako stosunek, wywołanej działaniem wielkości mierzonej, zmiany napięcia nierównowagi mostka do jego napięcia zasilania (3.31). Podczas analizy błędu pomiaru trzeba uwzględnić wpływ błędu nieliniowości mostka, dokładność funkcji przetwarzania oraz czasową i temperaturową stabilność czułości toru pomiarowego.

Przetworniki mostkowe mogą być zasilane zarówno napięciem stałym, jak i zmiennym. Zasilanie mostka tensometrycznego napięciem stałym powoduje, że układ pomiarowy staje się wrażliwy na działanie przemysłowych zakłóceń pochodzących od pól elektromagnetycznych oraz sił termoelektrycznych. Zaletą takiego zasilania mostka jest szerokie, częstotliwościowe pasmo pracy przetwornika, a o częstotliwości granicznej najczęściej decydują właściwości rezonansowe mechanicznych przetworników sprężystych.

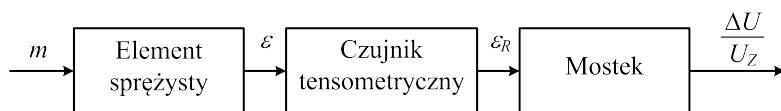
Zasilanie mostka tensometrycznego napięciem sinusoidalnie zmiennym powoduje, że mostek staje się modulatorem amplitudy, sygnał mierzony sygnałem modulującym, a zasilający nośnym (podrozdział 3.4.1). Z warunków poprawnego działania układów modulacji amplitudy wynika ograniczenie częstotliwościowego pasma pracy przetwornika. Zaletą takiego zasilania jest łatwiejsze uzyskanie wzmocnienia sygnału niezrównoważenia mostka oraz możliwość eliminacji w torze pomiarowym zakłóceń pochodzenia przemysłowego, zarówno stałych w czasie napięć termoelektrycznych, jak i zakłóceń pochodzących od zmiennych w czasie pól elektromagnetycznych.

3.3. Metody projektowania przetworników z czujnikami tensometrycznymi

Rozpatrzmy metody projektowania przetworników z czujnikami tensometrycznymi na przykładzie przetwornika do pomiaru masy, przy zastosowaniu trzech konfiguracji rozmieszczenia tensometrów na elemencie sprężystym i ich połączenia w mostku. Wykorzystamy w tym celu belkę giętą jako sprężysty przetwornik siły zginającej na odkształcenie, której schemat wraz z rozmieszczeniem czujników tensometrycznych przedstawiono na rysunku 3.5. W przetworniku pomiarowym występują trzy stopnie przetwarzania. W pierwszym stopniu element sprężysty realizuje przetwarzanie typu N/N masy na odkształcenie ε belki (siła zginająca $F_g = m \cdot g$), w drugim stopniu tensometry przetwarzają odkształcenie ε belki na względną zmianę rezystancji ε_R , w trzecim stopniu mostek rezystancyjny przetwarza względną zmianę rezystancji tensometrów na sygnał napięciowy (rysunek 3.6).



Rysunek 3.5. Schemat budowy belki giętej oraz rozmieszczenie tensometrów



Rysunek 3.6. Rodzaje przetwarzania w przetworniku pomiarowym masy

Zgodnie z (1.2) czułość toru pomiarowego możemy określić za pomocą równania:

$$S = \frac{d\left(\frac{\Delta U}{U_z}\right)}{dm} = \frac{\partial\left(\frac{\Delta U}{U_z}\right)}{\partial \varepsilon_R} \cdot \frac{\partial \varepsilon_R}{\partial \varepsilon} \cdot \frac{\partial \varepsilon}{\partial m} = S_M \cdot S_t \cdot S_s \quad (3.31)$$

Wykazaliśmy zatem, że czułość całkowita przetwornika pomiarowego S jest iloczynem czułości poszczególnych stopni przetwarzania szeregowego: czułości mostka tensometrycznego S_M , czułości tensometru S_t , oraz czułości S_s przetwarzania realizowanego przez element sprężysty.

Rozpatrzmy teraz trzy konfiguracje połączeń naklejonych na belce tensometrów:

- konfiguracja „ $1/2$ mostka” z dwoma tensometrami wzdłużnymi względem osi belki,
- konfiguracja „ $1/2$ mostka” z dwoma tensometrami, jednym wzdłużnym i jednym poprzecznym,
- konfiguracja „pełnego mostka” z czterema tensometrami, dwoma wzdłużnymi i dwoma poprzecznymi.

Konfiguracja „ $1/2$ mostka” – dwa tensometry wzdłużne

Wykorzystujemy dwa wzdłużne tensometry T_1 oraz T_2 . W przypadku działania siły zginającej F_g (rysunek 3.5) tensometr T_1 doznaje odkształcenia o dodatnim znaku, a na tensometr T_2 o znaku ujemnym. Zgodnie z wnioskami przedstawionymi w rozdziale 3.2 tensometry te winny być umieszczone w sąsiednich ramionach mostka. Pozostałe ramiona mostka uzupełniają się rezystorami o stałej wartości rezystancji.

Stąd zgodnie z (3.30) mamy:

$$\frac{\Delta U}{U_Z} = \frac{1}{4} \cdot k \cdot (\varepsilon_1 - \varepsilon_2) \quad (3.32)$$

Ponieważ czujniki położone są symetrycznie, wartości ich odkształceń będą miały tę samą wartość i przeciwny znak, tzn.:

$$\varepsilon_1 = -\varepsilon_2 = \frac{\sigma}{E} \quad (3.33)$$

gdzie:

- E – moduł elastyczności Younga materiału belki,
- σ – naprężenie belki, wywołane działaniem momentu siły zginającej $F_g = m \cdot g$:

$$\sigma = \frac{F_g \cdot l_1}{w_g} \quad (3.34)$$

gdzie w_g – wskaźnik wytrzymałości przekroju belki na zginanie w miejscu naklejenia czujników tensometrycznych, który dla prostokątnego przekroju o znanych wymiarach wynosi:

$$w_g = \frac{b \cdot h^2}{6} \quad (3.35)$$

Uwzględniając (3.34) i (3.35) w (3.33), otrzymujemy:

$$\varepsilon_1 = -\varepsilon_2 = \frac{6 \cdot m \cdot g \cdot l_1}{E \cdot b \cdot h^2} \quad (3.36)$$

i ostatecznie czułość przetwornika pomiarowego masy wyznaczamy na podstawie (3.31) oraz (3.32):

$$S = \frac{3 \cdot k \cdot g \cdot l_1}{E \cdot b \cdot h^2} \quad (3.37)$$

Czujnik w konfiguracji półmostka z dwoma wzdłużnymi tensometrami w sąsiednich ramionach kompensuje równocześnie wpływ zmian temperatury.

Konfiguracja „1/2 mostka” – tensometr wzdłużny i poprzeczny

Wykorzystujemy dwa tensometry, wzdłużny T_1 oraz poprzeczny T_3 . W przypadku działania siły zginającej F_g (rysunek 3.5) tensometr T_1 doznaje odkształcenia o dodatnim znaku, a tensometr T_3 o znaku ujemnym. Tensometry te umieszczane są w sąsiednich ramionach mostka. Pozostałe ramiona mostka uzupełnia się rezystorami o stałej wartości rezystancji, stąd zgodnie z (3.30) otrzymujemy:

$$\frac{\Delta U}{U_Z} = \frac{1}{4} \cdot k \cdot (\varepsilon_1 - \varepsilon_3) \quad (3.38)$$

Ponieważ czujniki położone są niesymetrycznie, wartości ich odkształceń będą miały różne wartości i przeciwne znaki, odkształcenie ε_1 określone jest zależnością (3.36), natomiast wartość odkształcenia ε_3 przy uwzględnieniu (3.12) określa równanie:

$$\varepsilon_3 = -\nu \cdot \frac{6 \cdot m \cdot g \cdot l_2}{E \cdot b \cdot h^2} \quad (3.39)$$

Uwzględniając (3.36) i (3.39) w (3.38), czułość przetwornika pomiarowego masy wyznaczamy na podstawie (3.31):

$$S = \frac{3 \cdot k \cdot g \cdot (l_1 + \nu \cdot l_2)}{2 \cdot E \cdot b \cdot h^2} \quad (3.40)$$

Czujnik w takiej konfiguracji również kompensuje wpływ zmian temperatury.

Konfiguracja „pełnego-mostka” – dwa tensometry wzdłużne i dwa poprzeczne

Wykorzystujemy dwa tensometry wzdłużne T_1 oraz T_2 i dwa poprzeczne T_3 oraz T_4 . W przypadku działania siły zginającej F_g (rysunek 3.5) tensometry T_1 i T_2 doznają jednakowej wartości odkształceń o przeciwnych znakach, określonej zależnością (3.36), a T_3 i T_4 doznają odkształceń określonych równaniem:

$$\varepsilon_3 = -\varepsilon_4 = -\nu \cdot \frac{6 \cdot m \cdot g \cdot l_2}{E \cdot b \cdot h^2} \quad (3.41)$$

Tensometry te umieszczane są w ramionach mostka zgodnie z ich numeracją (rysunek 3.4). Po podstawieniu w równaniu (3.30) zależności (3.36) i (3.41) czułość przetwornika pomiarowego masy na podstawie (3.31) wynosi:

$$S = \frac{3 \cdot k \cdot g \cdot (l_1 + \nu \cdot l_2)}{E \cdot b \cdot h^2} \quad (3.42)$$

Przetwornik masy w takiej konfiguracji również kompensuje wpływ zmian temperatury.

Przedstawione przykłady projektowania przetworników pomiarowych z czujnikami tensometrycznymi pokazują metodę postępowania, a także istotne elementy, które należy uwzględniać na etapie projektu w jednoosiowym układzie naprężeń (układowe kompensacje wpływu temperatury i niemierzonych składowych na wynik przetwarzania, sumowanie sygnałów mierzonych odkształceń, które zwiększa czułość przetwarzania).

Nie przedstawiono innych, również ważnych zagadnień, które wykraczają poza zakres niniejszego opracowania, takich jak pomiar odkształceń w dwu- i trójosiowym układzie naprężeń, zarówno dla układów izotropowych, jak i anizotropowych.

Zagadnienia dotyczące płaskiego układu naprężeń w układzie dwuosiowym będą w ograniczonym zakresie poruszone w dalszych rozdziałach, przy okazji omawiania pomiarów momentu skręcającego i ciśnień z wykorzystaniem membranowego przetwornika różnicy ciśnień.

3.4. Tor pomiarowy z modulacją amplitudy

3.4.1. Modulacja amplitudy w mostku tensometrycznym

Mostek zasilany jest napięciem przemiennym. Modulacja amplitudy *AM* polega na zmianie chwilowej wartości amplitudy sygnału nośnego, zgodnie ze zmianami chwilowej wartości sygnału modulującego, z szybkością zmian określoną przez częstotliwość zmian sygnału modulującego.

Rozpatrzmy przypadek najczęściej stosowanej w warunkach przemysłowych konfiguracji pracy mostka tensometrycznego (rysunek 3.4): zasilanie harmonicznym napięciem zmiennym $u_Z(t)$ oraz tryb pracy mostka niezrównoważonego. Mostek tensometryczny pełni funkcję dzielnika napięcia o silnym tłumieniu, to znaczy amplituda napięcia sygnału wyjściowego $u(t)$ stanowi niewielki ułamek amplitudy napięcia zasilającego. Jeżeli rezystancje czujników tensometrycznych znajdujących się w ramionach mostka będą się zmieniać w czasie, to chwilowa wartość amplitudy sygnału wyjściowego będzie się również zmieniać, zgodnie ze zmianami rezystancji, tak więc mostek tensometryczny jest modulatorem amplitudy. W celu łatwiejszej analizy pracy toru pomiarowego z modulacją amplitudy przyjmijmy upraszczające założenie, które nie zmienia istoty działania mostka:

$$\varepsilon_1(t) = -\varepsilon_2(t) = -\varepsilon_3(t) = \varepsilon_4(t) = \varepsilon(t) \quad (3.43)$$

Zależność taka obowiązywać będzie na przykład dla przypadku, gdy na belce zginanej umieścimy wzdłużnie dwa tensometry T_1 i T_4 na górnej powierzchni belki oraz wzdłużnie dwa tensometry T_2 i T_3 na dolnej powierzchni belki giętej. Uwzględniając równanie (3.43) w (3.23) oraz zależność (3.18), otrzymujemy dla zmiennego w czasie sygnału zasilającego $u_Z(t)$ chwilową wartość napięcia nierównowagi mostka:

$$\frac{\Delta u(t)}{u_Z(t)} = \frac{u(t) - u_0(t)}{u_Z(t)} = \frac{1}{4} \cdot k \cdot [\varepsilon_1(t) - \varepsilon_2(t) - \varepsilon_3(t) + \varepsilon_4(t)] = k \cdot \varepsilon(t) \quad (3.44)$$

Będący wynikiem działania wielkości mierzonej sygnał odkształcenia belki może być stały w czasie (przypadek pomiaru statycznego), okresowo zmienny w czasie (harmoniczny lub poliharmoniczny) bądź może to być sygnał nieokresowy, o ciągłym, ograniczonym widmie częstotliwościowym. W celu uproszczenia analizy rozpatrzmy przypadek, gdy odkształcenie jest sygnałem okresowym harmonicznym, a następnie rozszerzymy interpretację na szerszą klasę sygnałów. Przyjmijmy, że sygnał zasilający $u_Z(t)$, nazywany również w procesie modulacji sygnałem nośnym, oraz przykładowy sygnał odkształcenia $\varepsilon(t)$ mają postać:

$$u_Z(t) = U_N \cdot \cos \Omega t \quad (3.45)$$

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_M \cdot \cos \omega t \quad (3.46)$$

gdzie U_N oraz ε_M są amplitudami, odpowiednio, sygnału zasilającego i mierzonego odkształcenia, a Ω oraz ω są, odpowiednio, pulsacjami zmian sygnałów.

Spełniony jest przy tym warunek poprawnej modulacji:

$$\omega \leq \left(\frac{1}{3} \div \frac{1}{10} \right) \cdot \Omega \quad (3.47)$$

Wyznaczymy z równania (3.44) wartość napięcia wyjściowego z mostka:

$$u(t) = u_0(t) + k \cdot \varepsilon(t) \cdot u_Z(t) \quad (3.48)$$

Ponieważ amplituda sygnału wstępnego niezrównoważenia mostka $u_0(t)$ stanowi niewielki, wyrażony liczbą p , ułamek amplitudy napięcia zasilającego $u_Z(t)$, przyjmiemy, że:

$$u_0(t) = p \cdot u_Z(t) \quad (3.49)$$

Podstawiając (3.45), (3.46) oraz (3.49) w zależności (3.48), otrzymujemy równanie modulacji:

$$u(t) = p \cdot U_N \cdot \cos \Omega t + k \cdot \varepsilon_M \cdot U_N \cdot \cos \omega t \cdot \cos \Omega t \quad (3.50)$$

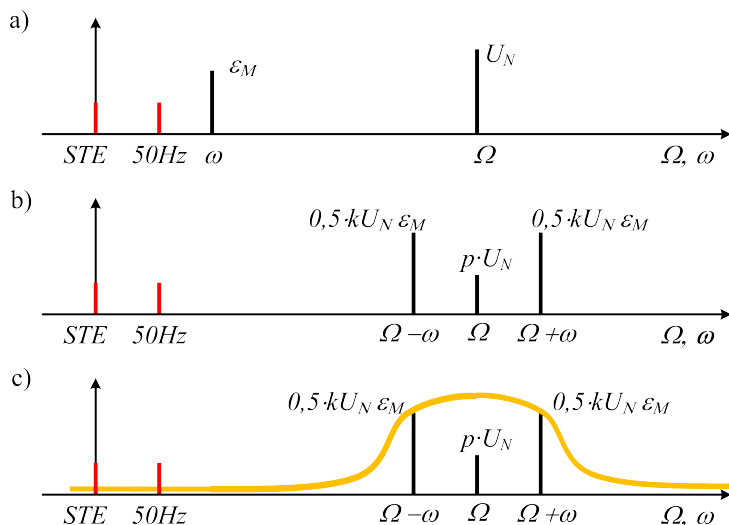
Korzystając ze wzorów redukcyjnych, przedstawimy iloczyn kosinusów jako sumę kosinusów sumy i różnicy kątów. Otrzymamy wówczas równanie:

$$\begin{aligned} u(t) = p \cdot U_N \cdot \cos \Omega t + \frac{1}{2} \cdot k \cdot \varepsilon_M \cdot U_N \cdot \cos(\Omega + \omega) \cdot t + \\ + \frac{1}{2} \cdot k \cdot \varepsilon_M \cdot U_N \cdot \cos(\Omega - \omega) \cdot t \end{aligned} \quad (3.51)$$

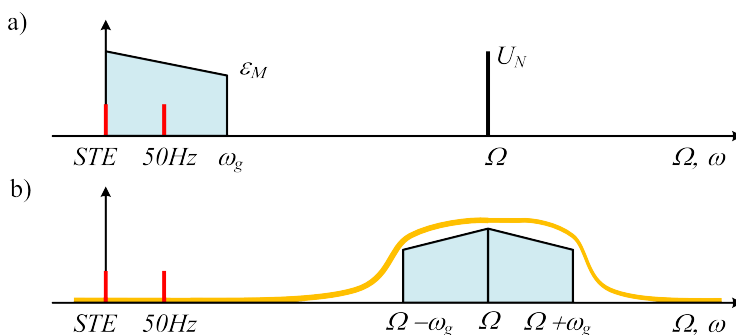
Z równania tego wynika, że sygnał wyjściowy $u(t)$ mostka może zawierać trzy składowe: sygnał o pulsacji nośnej oraz dwa prążki boczne o pulsacjach będących różnicą i sumą pulsacji nośnej oraz sygnału. Sygnał o pulsacji nośnej wystąpi tylko wtedy, gdy wstępne napięcie nierównowagi mostka $u_0(t)$ będzie niezerowe, tzn. gdy $p \neq 0$. Na rysunku 3.7a pokazano charakterystykę widmową sygnału nośnego, mierzonego oraz dodatkowo, addytywne, sumujące się z sygnałem $u(t)$, typowe dla warunków przemysłowych zakłócenia: sieciowe o pulsacjach 50 Hz, i termoelektryczne STE, które mogą się pojawić w obwodzie mostka. W procesie modulacji widmo sygnału zostaje przeniesione w zakres wyższych pulsacji, w otoczenie pulsacji nośnej $(\Omega - \omega)$ oraz $(\Omega + \omega)$ (rysunek 3.7b). Zauważmy, że przeniesieniu ulega wyłącznie widmo sygnału modulującego, natomiast sygnały zakłócenia, które nie modulują sygnału nośnego, dodają się tylko do sygnału zmodulowanego i pozostają w zakresie niskich pulsacji.

Na rysunku 3.8 pokazano charakterystykę widmową procesu modulacji amplitudy dla dolnopasmowego sygnału mierzonego o paśmie częstotliwościowym $(0 \div \omega_g)$, przy założeniu, że ω_g spełnia warunek (3.47). W tym przypadku widmo sygnału przeniesione zostanie w zakres wyższych pulsacji, w otoczenie pulsacji nośnej $(\Omega - \omega_g) \div (\Omega + \omega_g)$. Podstawową zaletą toru pomiarowego z modulacją amplitudy jest zatem możliwość rozdzielenia w dziedzinie pulsacji sygnałów pomiarowego i zakłócających, które pozwoli odfiltrować zakłócenia za pomocą filtru pasmowoprzepustowego (rysunki 3.7c, 3.8b).

W dalszej części toru pomiarowego zmodulowany w mostku sygnał jest przesyłany za pomocą wielożyłowego przewodu do elektronicznej aparatury pomiarowej zawierającej pozostałe elementy toru przetwarzania z modulacją amplitudy.



Rysunek 3.7. Charakterystyka widmowa procesu modulacji AM dla harmonicznego sygnału mierzonego: a) widmo sygnałów przed modulacją; b) widmo sygnałów po modulacji; c) filtracja zakłóceń za pomocą filtru pasmowoprzepustowego

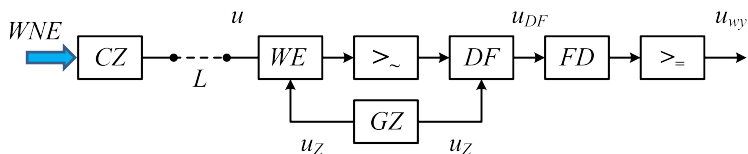


Rysunek 3.8. Charakterystyka widmowa procesu modulacji AM dla dolnoprasmowego sygnału mierzonego: a) widmo sygnałów przed modulacją; b) widmo sygnałów po modulacji wraz z charakterystyką filtru pasmowoprzepustowego

3.4.2. Aparatura pomiarowa w torze z modulacją amplitudy

Schemat toru pomiarowego, w którym w procesie przetwarzania sygnału pomiarowego wykorzystywany jest efekt modulacji amplitudy, przedstawiono na rysunku 3.9. Pierwszym elementem toru pomiarowego jest przetwornik pomiarowy (czujnik) CZ, zasilany z generatora zasilającego GZ poprzez obwody wejściowe WE oraz przewód L , który nieelektryczną wielkość mierzoną WNE przetwarza na zmodulowany w amplitudzie sygnał napięciowy $u(t)$. Sposób takiego przetwarzania i modulacji pokazano w podrozdziale 3.4.1 na przykładzie mostkowego układu z czujnikami tensometrycznymi do pomiarów wielkości mechanicznych: sił, momentów

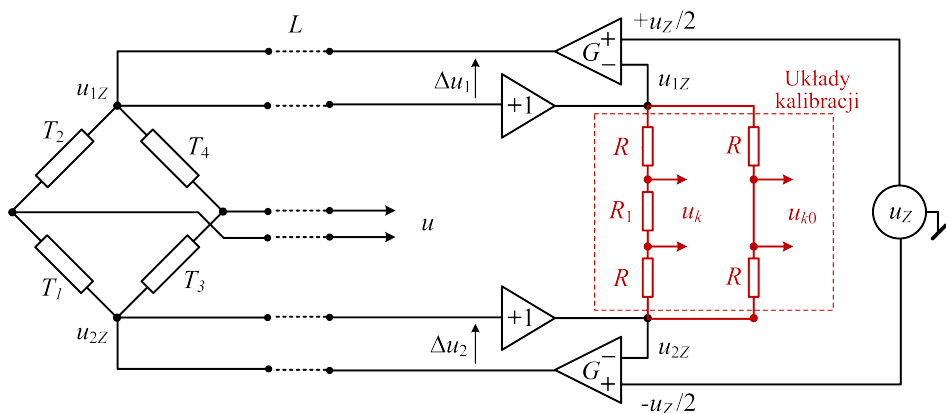
sił, ciśnień, przyspieszeń, odkształceń i naprężeń. W praktyce można spotkać również konstrukcje innego typu, na przykład pracujące w układach mostkowych indukcyjnościowe przetworniki przemieszczenia liniowego, bądź w układach różnicowych transformatorowe przetworniki przemieszczenia liniowego lub kąтового (LVDT – *Linear Variable Differential Transformers*, RVDT – *Rotary Variable Differential Transformers*). Przetworniki takie mogą pracować samodzielnie w układach do pomiarów przemieszczeń bądź jako końcowe przetworniki sygnału przemieszczenia na sygnał elektryczny w przetwornikach do pomiarów innych wielkości nieelektrycznych, na przykład ciśnień, przyspieszeń itp.



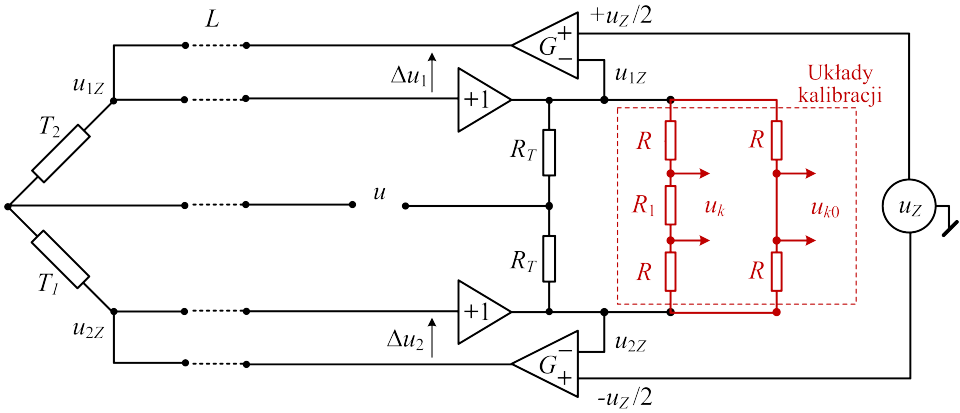
Rysunek 3.9. Schemat toru pomiarowego z modulacją amplitudy:

WNE – mierzona wielkość nieelektryczna, CZ – przetwornik (czujnik) pomiarowy, L – przewód wielożyłowy, WE – obwody wejściowe, DF – demodulator fazoczuły, FD – filtr dolnoprzepustowy, GZ – generator sygnału zasilającego, $>_{\sim}$ i $>_{=}$ – wzmacniacze zmiennie- i stałoprądowy

Zmodulowany napięciowy sygnał wyjściowy $u(t)$ z przetwornika CZ przekazywany jest do obwodów wejściowych WE elektronicznej aparatury pomiarowej, za pomocą wielożyłowego przewodu L o maksymalnej długości od kilkudziesięciu do kilkuset metrów. Zaletą stosowania długich przewodów łączących jest możliwość wykonywania wielopunktowych, rozproszonych pomiarów tensometrycznych z wykorzystaniem jednego, wielokanałowego przyrządu pomiarowego (na przykład pomiar odkształceń i naprężeń konstrukcji stalowego mostu, wielkogabarytowych zbiorników stalowych itp.).



Rysunek 3.10. Metoda 6-przewodowego łączenia układu mostka



Rysunek 3.11. Metoda 5-przewodowego łączenia układu półmostka

Na rysunkach 3.10 oraz 3.11 pokazano przykładowy sposób łączenia mostkowych i półmostkowych przetworników tensometrycznych z obwodami wejściowymi WE przyrządu pomiarowego. Szczegółowy opis metody, uwzględniającej również podłączanie układów ćwierćmostków tensometrycznych, został przedstawiony w [16] i dotyczy opatentowanej metody tzw. **obwodu Kreuzera** [20] oraz jej modyfikacji. Przedstawione na rysunkach układy połączeń mogą być stosowane zarówno przy zasilaniu stałoprądowym DC, jak i zmiennoprądowym z częstotliwością nośną.

Symetryczne napięcie zasilające u_Z stanowi dla wzmacniaczy różnicowych napięcie referencyjne, o wartości równej połowie napięcia zasilania względem masy i o przeciwnej biegunowości. Wzmacniacze pracują w układzie ujemnego sprzężenia zwrotnego w celu kompensacji spadków napięć Δu_1 oraz Δu_2 na przewodach zasilających mostek. Spadek napięcia wynika z przepływu prądu zasilającego mostek przez przewody zasilające o stosunkowo dużej wartości rezystancji (dla długich przewodów), które dodatkowo mogą zmieniać swoją wartość wraz ze zmianą temperatury. Stąd wynika konieczność stosowania układów automatycznej kompensacji. Ujemne sprzężenie zwrotne uzyskiwane jest przez podanie na wejścia odwracające wzmacniaczy napięcia zasilającego mostek u_{1Z} oraz u_{2Z} , przez zastosowanie dodatkowych przewodów zwrotnych. Na przewodach tych nie występuje spadek napięcia, gdyż praktycznie płynie przez nie prąd o pomijalnej wartości, ze względu na dużą wartość rezystancji wejściowej wzmacniaczy oraz wtórników.

Zapiszmy zatem równania obwodów sprzężeń zwrotnych:

$$\left(\frac{u_Z}{2} - u_{1Z}\right) \cdot G - \Delta u_1 = u_{1Z} \quad \text{oraz} \quad \left(-\frac{u_Z}{2} - u_{2Z}\right) \cdot G + \Delta u_2 = u_{2Z} \quad (3.52)$$

skąd po przekształceniach otrzymujemy:

$$u_{1Z} = \frac{u_Z}{2} \cdot \frac{G}{1+G} - \Delta u_1 \cdot \frac{1}{1+G} \quad \text{oraz} \quad u_{2Z} = -\frac{u_Z}{2} \cdot \frac{G}{1+G} + \Delta u_2 \cdot \frac{1}{1+G} \quad (3.53)$$

Dla dużej wartości wzmocnienia G wzmacniaczy zachodzi:

$$\text{jeżeli } G \rightarrow \infty \Rightarrow u_{1Z} \rightarrow \frac{u_Z}{2} \quad \text{i} \quad u_{2Z} \rightarrow -\frac{u_Z}{2} \quad (3.54)$$

Symetryczne napięcie $u_{1Z} - u_{2Z}$ zasilające mostek oraz wewnętrzne układy kalibracji wynosi zatem:

$$u_{1Z} - u_{2Z} = u_Z \quad (3.55)$$

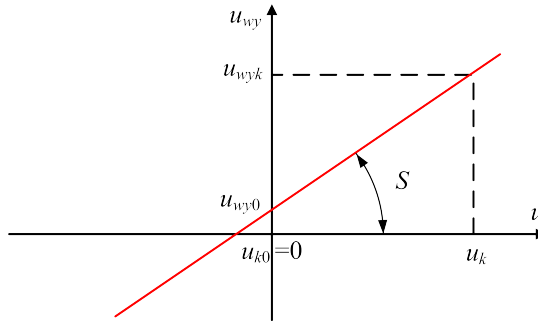
i nie zależy od spadków napięć oraz ich ewentualnych zmian na przewodach zasilających mostek.

W obwodach wejściowych WE toru pomiarowego znajduje się również (rysunek 3.11) układ uzupełniający konfigurację pracy czujnika półmostkowego. Dwa dodatkowe rezystory R_T zasilane są takim samym, jak czujniki T_1 i T_2 , napięciem symetrycznym $u_{1Z} - u_{2Z}$, dzięki zastosowaniu dodatkowych wtórników, zapobiegających powstawaniu spadku napięcia na przewodzie zwrotnym. Rezystory te wraz z czujnikami tworzą pełny mostek.

Trzecią funkcję, jaką pełnią układy obwodu wejściowego WE , jest zapewnienie możliwości przeprowadzania kalibracji elektrycznej części toru pomiarowego. Skalowanie całego toru pomiarowego wymaga zastosowania wzorca mierzonej wielkości nieelektrycznej i dlatego jest możliwe do przeprowadzenia w specjalistycznych laboratoriach wyposażonych w odpowiednie wzorce. W związku z tym procedurę kalibracji toru rozdziela się w praktyce na dwie oddzielne procedury kalibracji: przetwornika wielkości nieelektrycznej, która wymaga zadawania wzorcowej wartości wielkości nieelektrycznej i części elektrycznej przyrządu pomiarowego. Ta druga kalibracja może być przeprowadzana na bieżąco przez zastosowanie odpowiednich wewnętrznych układów kalibracyjnych w przyrządzie pomiarowym. Przykład realizacji układów kalibracyjnych pokazano na rysunkach 3.10 i 3.11. Symetryczne dzielniki napięcia dostarczają dwa napięcia: u_{k0} – napięcie o wartości zerowej i u_k – napięcie o wartości będącej ułamkową częścią napięcia zasilającego u_Z , zgodnie z (3.55). Wartość napięcia kalibrującego u_k wynika z zakresu pomiarowego znajdującego się w następnej kolejności w torze pomiarowym (rysunek 3.9) wzmacniacza pasmowoprzepustowego, który jest dostosowany do zakresu zmian napięcia wyjściowego z mostka, na ogół nieprzekraczającego kilku promili napięcia zasilającego. Dzielniki kalibracyjne są wykonywane z wysoko stabilnych temperaturowo oddzielnych rezystorów lub stosowane są gotowe, stabilne temperaturowo dzielniki napięcia. Łatwiejsze w realizacji są stabilne dzielniki, gdyż podział napięcia:

$$\frac{u_k}{u_Z} = \frac{R_1}{2R + R_1} \quad (3.56)$$

pomimo zmian temperatury, nie będzie ulegał zmianie, jeżeli rezystancje R i R_1 będą miały taki sam współczynnik zmian rezystancji z temperaturą. W procesie kalibracji napięcia kalibracyjne o znanej wartości $u_{k0} = 0$ i u_k podawane są kolejno, przez sterowane za pomocą mikroprocesora układy przełączające, na wejście toru pomiarowego, w miejsce napięcia mierzonego u . Mierzone są wartości odpowiadających im napięć wyjściowych u_{wy0} i u_{wyk} (rysunek 3.12).



Rysunek 3.12. Zasada działania układów kalibracji

Zgodnie z (1.4) funkcja przetwarzania części elektrycznej toru pomiarowego ma postać:

$$u_{wy} = S \cdot u + u_{wy0} \quad (3.57)$$

gdzie:

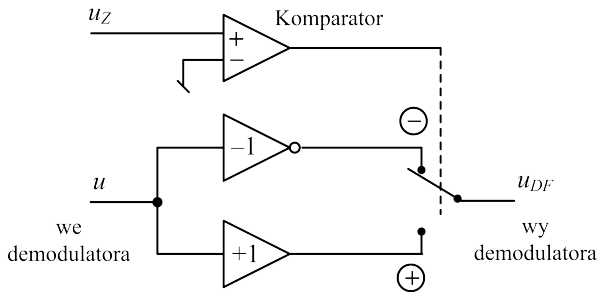
$$S = \frac{u_{wyk} - u_{wy0}}{u_k} \quad (3.58)$$

i wówczas mierzone napięcie u_x wyznaczane jest na podstawie pomiaru u_{wyx} z zależności:

$$u_x = \frac{u_{wyx} - u_{wy0}}{S} \quad (3.59)$$

Pomiar dwóch wartości napięć wyjściowych toru pomiarowego, dla dwóch wzorcowych napięć kalibracyjnych, umożliwia wyznaczenie aktualnych wartości parametrów funkcji przetwarzania toru pomiarowego przy założeniu jej liniowego przebiegu.

Po przejściu przez obwody wejściowe *WE* sygnał pomiarowy podawany jest na wejście wzmacniacza pasmowoprzepustowego (rysunek 3.9), w którym sygnał jest wzmacniany k_w razy i poddawany filtracji w celu usunięcia zakłóceń (rysunek 3.7c oraz 3.8b). Wzmocniony i odfiltrowany z zakłóceń sygnał $u(t)$ podlega w układzie *DF* demodulacji fazoczułej. Rozpatrzmy zasadę działania, kluczowanego napięciem nośnym $u_Z(t)$, demodulatora fazoczułego, którego schemat funkcjonalny przedstawiono na rysunku 3.13.



Rysunek 3.13. Schemat funkcjonalny demodulatora fazoczułego

Po uwzględnieniu zależności (3.45), (3.48) oraz (3.49) poddawany demodulacji, wzmacniony k_w razy, sygnał mierzony ma postać:

$$u(t) = k_w \cdot [p + k \cdot \varepsilon(t)] \cdot U_N \cdot \cos \Omega t \quad (3.60)$$

natomiast funkcję realizowaną przez demodulator można wyrazić następująco:

$$u_{DF}(t) = u(t) \cdot \text{sign} [u_Z(t)] \quad (3.61)$$

Uwzględniając (3.45) oraz (3.60) w (3.61), otrzymamy:

$$u_{DF}(t) = k_w \cdot [p + k \cdot \varepsilon(t)] \cdot U_N \cdot \cos \Omega t \cdot \text{sign} [U_N \cdot \cos \Omega t] \quad (3.62)$$

a po rozwinięciu funkcji signum w szereg Fouriera otrzymujemy:

$$u_{DF}(t) = k_w \cdot [p + k \cdot \varepsilon(t)] \cdot U_N \cdot \cos \Omega t \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \left[\cos \Omega t - \frac{1}{3} \cos 3\Omega t + \frac{1}{5} \cos 5\Omega t - \dots \right] \quad (3.63)$$

Mnożąc wszystkie wyrazy rozwinięcia przez $\cos \Omega t$ oraz korzystając ze wzorów redukcyjnych dla iloczynów funkcji kosinus, wyznaczmy postać sygnału po demodulacji:

$$u_{DF}(t) = \frac{2}{\pi} \cdot k_w \cdot U_N \cdot [p + k \cdot \varepsilon(t)] \cdot \left[1 + \frac{2}{1 \cdot 3} \cos 2\Omega t - \frac{2}{3 \cdot 5} \cos 4\Omega t + \frac{2}{5 \cdot 7} \cos 6\Omega t - \dots \right] \quad (3.64)$$

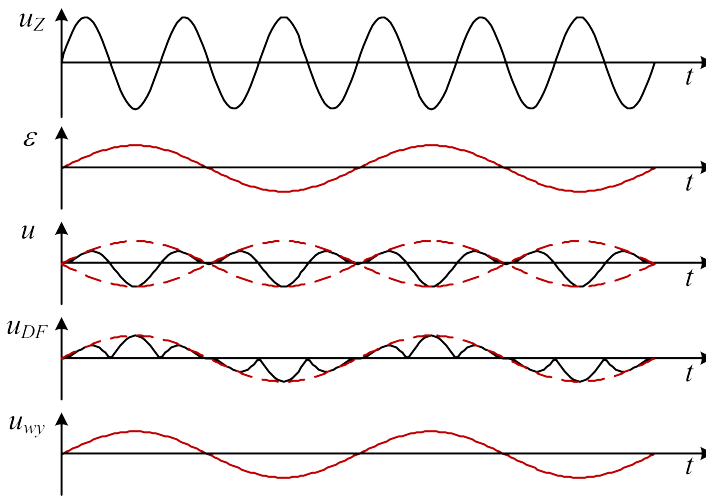
Tak zdemodulowany sygnał poddawany jest procesowi filtracji w filtrze dolnopasmowym FD o pulsacji granicznej ω_d , dobranej ze względu na pulsację nośną Ω i częstotliwość graniczną ω_g widma sygnału (rysunek 3.8a) w taki sposób, aby zachodziło:

$$\omega_g < \omega_d < 2\Omega \quad (3.65)$$

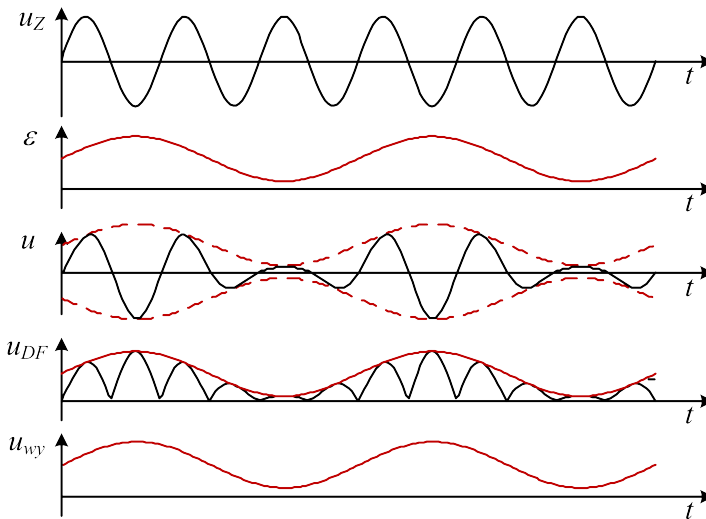
Odfiltrowane zostaną wszystkie harmoniczne sygnału nośnego, począwszy od pulsacji 2Ω , a sygnał wyjściowy toru pomiarowego (po ewentualnym wzmacnieniu we wzmacniaczu stałoprądowym) będzie funkcją sygnału mierzonego $\varepsilon(t)$:

$$u_{wy}(t) = \frac{2}{\pi} \cdot k_w \cdot U_N \cdot [p + k \cdot \varepsilon(t)] \quad (3.66)$$

Na rysunkach 3.14 oraz 3.15 przedstawiono przykładowe przebiegi sygnałów, pokazujące sposób działania toru pomiarowego z modulacją amplitudy w jego wybranych punktach charakterystycznych (rysunek 3.9), odpowiednio dla mierzonego sygnału $\varepsilon(t)$ sinusoidalnie zmiennej bez składowej stałej i ze składową stałą.



Rysunek 3.14. Przykładowe przebiegi sygnałów w torze z modulacją amplitudy – sygnał mierzony bez składowej stałej. Oznaczenia zgodnie z rysunkiem 3.9



Rysunek 3.15. Przykładowe przebiegi sygnałów w torze z modulacją amplitudy – sygnał mierzony ze składową stałą. Oznaczenia zgodnie z rysunkiem 3.9

W przypadku sygnału sinusoidalnego bez składowej stałej zmodulowany sygnał $u(t)$ ma zakodowaną w amplitudzie informację dotyczącą wartości chwilowej mierzonego sygnału modulującego $\varepsilon(t)$, natomiast w fazie informację dotyczącą znaku mierzonej wielkości. Dla dodatnich wartości sygnału mierzonego fazy sygnałów nośnego $u_Z(t)$ i zmodulowanego $u(t)$ są zgodne, natomiast dla ujemnych wartości sygnału mierzonego fazy sygnałów nośnego

i zmodulowanego są przesunięte względem siebie o 180° . W procesie demodulacji fazoczułej wyznaczany jest sygnał $u_{DF}(t)$ jako wartość bezwzględna sygnału $u(t)$ (zgodne fazy sygnałów nośnego i zmodulowanego) lub jako wartość bezwzględna sygnału $u(t)$ ze znakiem ujemnym (fazy przesunięte o 180° sygnałów nośnego i zmodulowanego), zgodnie z (3.61). W przypadku sygnału sinusoidalnego ze składową stałą (rysunek 3.15) dobraną tak, aby sygnał nie zmieniał znaku, fazy sygnałów nośnego i zmodulowanego są zgodne. W tym przypadku wyznaczany w procesie demodulacji fazoczułej sygnał $u_{DF}(t)$ będzie odpowiadał wartości bezwzględnej sygnału $u(t)$ zgodnie z (3.61). W obydwu przykładach, po przejściu sygnałów zdemodulowanych przez filtr dolnoprzepustowy, uzyskiwana jest obwiednia sygnału $u_{DF}(t)$, odpowiadająca mierzonemu sygnałowi $\varepsilon(t)$.

3.5. Pomiary masy i siły

Przetworniki do pomiarów masy i siły należą do jednych z najstarszych urządzeń pomiarowych. Wagi dwuramienne, które umożliwiały wyznaczanie masy towarów, spełniały podstawową funkcję pomiarową w handlu. Działały na zasadzie porównywania masy mierzonych obiektów względem masy obiektów odniesienia. W aktualnych konstrukcjach wag pomiar masy uzyskiwany jest pośrednio, przez pomiar siły ciężkości, z jaką masa oddziałuje w ziemskim polu grawitacyjnym, przy założeniu, że znana jest dokładnie wartość przyspieszenia ziemskiego. Wartość przyspieszenia ziemskiego jest bowiem funkcją szerokości geograficznej, co ma istotne znaczenie przy pomiarach masy z wysoką dokładnością.

Przyjmuje się, że umowna wartość przyspieszenia ziemskiego wynosi $g = 9,80665 \text{ m/s}^2$. W układzie jednostek SI jednostką masy jest 1 kg, a siły 1 N. 1 N jest to siła, która masie 1 kg nadaje przyspieszenie 1 m/s^2 . Pomiary sił i momentów sił wykonywane są najczęściej w układach i konstrukcjach mechanicznych, na przykład pomiar momentu siły dokręcania śrub, pomiary sił obciążeń konstrukcji zbiorników, rurociągów, mostów, elementów konstrukcyjnych i zespołów napędowych pojazdów samochodowych, samolotów.

Do konstrukcji przetworników masy i siły wykorzystuje się różne zjawiska fizyczne:

- sprężystość materiałów (wagi sprężynowe, dynamometry do pomiarów sił), wynikiem przetwarzania jest przemieszczenie, droga (np. ugięcie sprężyny) mierzone za pomocą czujników inukcyjnościowych, transformatorowych itp.;
- odkształcenia materiałów sprężystych pod wpływem działania naprężeń, które mogą być przetworzone za pomocą czujników tensometrycznych metalowych lub piezorezystywnych na sygnał elektryczny (powszechnie stosowane wagi tensometryczne, tensometryczne przetworniki sił i momentów sił);
- piezoelektryczne właściwości niektórych materiałów, które generują ładunki elektryczne na skutek oddziaływania naprężeń;
- magnetosprężyste, w którym wykorzystywane jest zjawisko zmiany właściwości magnetycznych materiałów ferromagnetycznych poddanych oddziaływaniu naprężenia;
- zmiany właściwości strumienia świetlnego w światłowodach poddanych działaniu naprężeń.

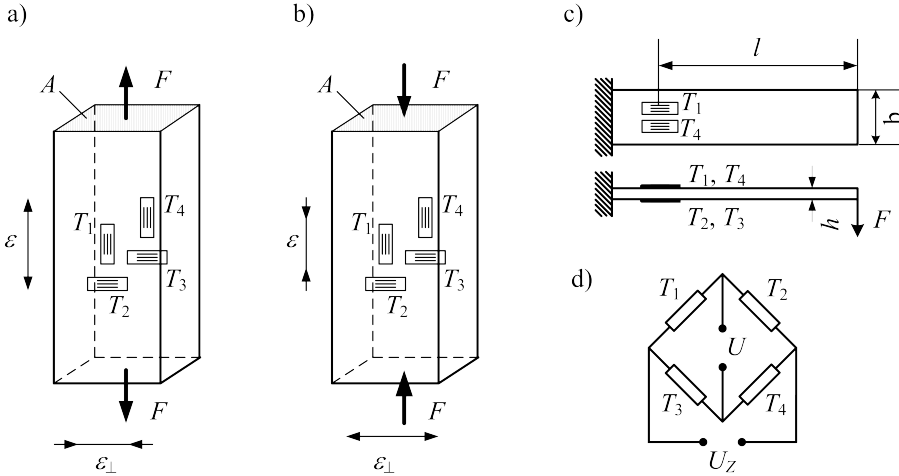
Tensometryczne przetworniki sił wykorzystują zjawisko odkształcenia materiałów sprężystych poddanych działaniu mierzonej siły. Na rysunku 3.16 pokazano przykłady rozmieszczenia czujników tensometrycznych w różnych typach przetworników do pomiarów siły rozciągającej, ściskającej bądź gnącej [16].

Mierzona siła rozciągająca F (rysunek 3.16a), działająca w kierunku normalnym względem powierzchni przekroju A , wywołuje w materiale sprężystym naprężenia, które prowadzą do odkształceń wzdłużnych i poprzecznych o wartościach:

$$\varepsilon = \frac{F}{A \cdot E} \quad \text{oraz} \quad \varepsilon_{\perp} = -\nu \cdot \frac{F}{A \cdot E} \quad (3.67)$$

gdzie:

- E – moduł elastyczności Younga materiału sprężystego,
- ν – współczynnik Poissona materiału.



Rysunek 3.16. Przykłady rozmieszczenia czujników tensometrycznych w przetwornikach siły w układach: rozciągającym (a), ściskającym (b), zginającym (c) oraz sposób połączenia tensometrów w mostku (d)

W przypadku działania siły ściskającej F (rysunek 3.16b) wartości odkształceń przyjmują takie same wartości co do modułu i mają przeciwny znak. Tensometry łączymy w mostek zgodnie ze schematem na rysunku 3.16d. W takim układzie tensometry T_2 oraz T_3 służą nie tylko do kompensacji wpływu temperatury, ale również w części określonej przez współczynnik Poissona ν , reagują czynnie na sygnał pomiarowy.

Czułość przetwornika siły określamy na podstawie (3.31) przy uwzględnieniu (3.23) oraz (3.67):

$$S = \frac{\Delta U}{U_Z} = \frac{k \cdot (1 + \nu)}{2 \cdot A \cdot E} \quad (3.68)$$

Wartość mierzonej siły można wyznaczyć na podstawie pomiaru względnej zmiany napięcia mostka z równania:

$$F = \frac{2 \cdot A \cdot E}{k \cdot (1 + \nu)} \cdot \frac{\Delta U}{U_Z} \quad (3.69)$$

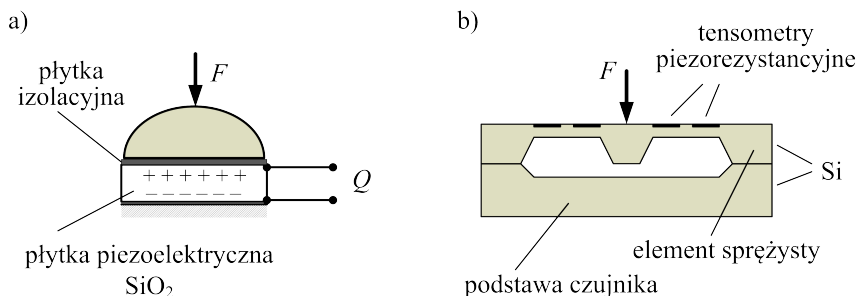
Innym rozwiązaniem może być zastosowanie belki giętej jako przetwornika sprężystego (rysunek 3.16c). Położenie tensometrów w mostku jest identyczne jak w poprzednim przypadku, lecz czułość przetwornika jest większa i po uwzględnieniu dodatkowo (3.34) oraz (3.35) wynosi:

$$S = \frac{6 \cdot k \cdot l}{E \cdot b \cdot h^2} \quad (3.70)$$

Wartość mierzonej siły można wyznaczyć na podstawie zależności:

$$F = \frac{b \cdot h^2 \cdot E}{6 \cdot k \cdot l} \cdot \frac{\Delta U}{U_Z} \quad (3.71)$$

Na etapie projektowania przetworników siły kształt oraz wymiary elementów sprężystych przetwornika dobierane są z uwzględnieniem zakresu mierzonych sił i ich oddziaływania na przetwornik, w taki sposób, aby zapewnić odpowiednie wartości odkształceń, które nie przekroczą połowy zakresu sprężystości materiału elementu sprężystego (rysunek 3.1), a równocześnie zapewnią odpowiednią czułość. W tym celu projektuje się również inne kształty, na przykład belkę giętą z otworami koncentrującymi naprężenia, która pozwala uzyskać odkształcenia przeciwnego znaku dla tego samego, głównego kierunku naprężeń.



Rysunek 3.17. Przykład konstrukcji piezoelektrycznego (a) i piezorezystywnego (b) przetwornika siły

Na rysunku 3.17a wyjaśniono zasadę działania piezoelektrycznego przetwornika siły, w którym płytka kwarcowa stanowi przetwornik siły nacisku na ładunek Q , generowany proporcjonalnie do wartości działającej zmiennej w czasie siły F . Przetwornik piezoelektryczny jest czujnikiem generacyjnym i nie wymaga dodatkowego zasilania. Współpracuje ze wzmacniaczem ładunku, który przetwarza ładunkowy sygnał wyjściowy czujnika na sygnał napięciowy.

Na rysunku 3.17b pokazano budowę piezorezystywnego przetwornika siły, wykonanego w technice MEMS, w którym belka gięta, jako sprężysty przetwornik siły na odkształcenie oraz czujniki tensometryczne odkształcenia na sygnał elektryczny wykonano w krzemie [6]. Zasadę działania tensometrów piezorezystywnych omówiono w podrozdziale 3.1.

Stosowanie przetworników siły w układach pomiarowych wymaga starannego projektu i montażu układu skojarzenia zadawanej siły i przetwornika. Szczególnie dotyczy to pracy przetworników siły w układzie ściskowym, gdzie w przypadku nieosiowego zadania siły czujnik reagował będzie wyłącznie na składową normalną siły. Pojawiający się w takim przypadku dodatkowy moment gnący winien być w prawidłowo zaprojektowanym przetworniku skompensowany. W przypadku pomiaru sił rozciągających problem ten się nie pojawia, gdyż przetwornik winien sam się pozycjonować zgodnie z kierunkiem działającej siły. Dodatkowym problemem jest sposób skojarzenia układu zadawania mierzonej siły z przetwornikiem, w celu zapewnienia równomiernego rozkładu naprężeń w przekroju elementu sprężystego. Punktowe zadawanie siły ściskającej w osi wzdłużnej elementu sprężystego (rysunek 3.16b) powoduje, że rozkład naprężeń w jego przekroju będzie nierównomierny, a ich wartości maksymalne wystąpią w osi wzdłużnej, natomiast w pobliżu krawędzi bocznych będą miały wartości bliskie zeru. Rozkład naprężeń wzdłuż przekroju staje się równomierny dopiero w przekroju odległym od płaszczyzny, w której zadawana jest siła, o wartość równą co najmniej długości boku (lub średnicy w przypadku przekroju kołowego) elementu sprężystego. Rozwiązaniem tego problemu może być skojarzenie układu zadawania siły mierzonej z przetwornikiem poprzez czaszę, która pozwala na równomiernie rozłożenie naprężeń wzdłuż przekroju (rysunek 3.17a).

3.6. Pomiary momentu skręcającego

W obiektach mechanicznych poddanych działaniu momentu skręcającego występują naprężenia normalne σ i styczne (ściskające) τ , którym towarzyszy deformacja powierzchni obiektów, wyrażana przez jej odkształcenia ε oraz kąty skręcenia φ i odkształcenia γ . Do najczęściej stosowanych obiektów mechanicznych tego typu należą pręty i wały o kształcie walca i przekroju pełnym lub wydrążone, które znajdują zastosowanie w układach przenoszenia napędu, czyli są obiektami do transmisji mocy mechanicznej.

Wykorzystanie praw mechaniki wiążących wymienione wyżej wielkości oraz zastosowanie techniki tensometrycznej do pomiaru odkształceń poddanego skręcaniu wału umożliwia wyznaczenie [16]:

- normalnych i stycznych naprężeń wału w analizie wytrzymałościowej i diagnostyce,
- wartości momentu skręcającego w celu wyznaczenia mocy mechanicznej przenoszonej przez wały w wirujących układach napędowych,
- kątów odkształcenia i skręcenia wału.

Na rysunku 3.18 pokazano wał w kształcie walca, z zaznaczonymi głównymi kierunkami naprężeń, w których odkształcenia o maksymalnej co do modułu wartości, występują w osiach wzajemnie prostopadłych i pod kątem 45° oraz 135° względem tworzącej walca. Na powierzchni bocznej walca występuje płaski, dwuosiowy rozkład naprężeń.

Wartości naprężeń normalnych w głównych kierunkach naprężeń, zgodnie z prawem Hooke'a dla dwuosowego rozkładu naprężeń, można wyznaczyć na podstawie zależności:

$$\sigma_1 = \frac{E}{1 - \nu^2} \cdot (\varepsilon_1 + \nu \cdot \varepsilon_2) \quad (3.72)$$

$$\sigma_2 = \frac{E}{1 - \nu^2} \cdot (\varepsilon_2 + \nu \cdot \varepsilon_1) \quad (3.73)$$

gdzie:

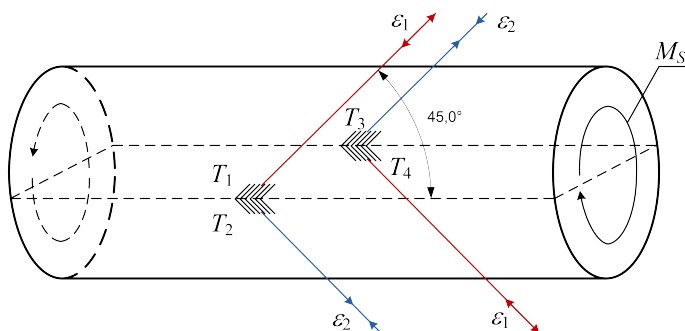
- E – moduł elastyczności Younga materiału sprężystego, z którego wykonany jest wałek,
- ν – współczynnik Poissona materiału,
- $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ – odkształcenia w osiach głównych kierunków naprężeń σ_1 , i σ_2 ,

przy czym dla osi głównych zachodzi:

$$|\varepsilon_1| = |\varepsilon_2| \quad (3.74)$$

oraz:

$$\varepsilon_1 = -\varepsilon_2 \quad (3.75)$$



Rysunek 3.18. Główne kierunki odkształceń wału poddanego działaniu momentu skręcającego

Wewnątrz walca, stycznie do okręgów współśrodkowych przekroju (rysunek 3.19) działa naprężenie styczne (ścinające) τ , którego wartość zmienia się wzdłuż promienia od wartości $\tau = 0$ w środku przekroju walca do wartości maksymalnej $\tau = \tau_{max}$ na krawędzi walca. Maksymalną wartość naprężenia stycznego można wyznaczyć, wykorzystując zależności dla głównych kierunków naprężeń:

$$\text{dla} \quad \varepsilon_1 = -\varepsilon_2 = \varepsilon_{45^\circ} \quad (3.76)$$

$$\tau_{max} = \sigma_1 = \sigma_2 = \frac{E}{1 - \nu^2} \cdot (\varepsilon_{45^\circ} - \nu \cdot \varepsilon_{45^\circ}) \quad (3.77)$$

Po przekształceniach otrzymujemy:

$$\tau_{max} = \frac{E}{1 + \nu} \cdot \varepsilon_{45^\circ} \quad (3.78)$$

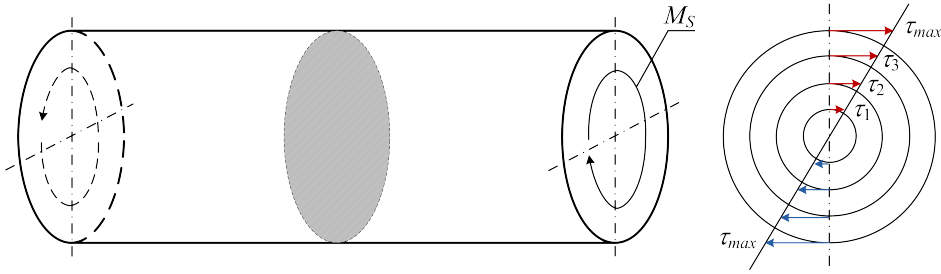
Uwzględniając, że moduł sprężystości postaciowej materiału wału G , zwany modułem Kirchhoffa, wynosi:

$$G = \frac{E}{2 \cdot (1 + \nu)} \quad (3.79)$$

otrzymujemy ostatecznie:

$$\tau_{max} = 2 \cdot G \cdot \varepsilon_{45^\circ} \quad (3.80)$$

Na podstawie pomiarów odkształceń ε_1 i ε_2 w głównych osiach naprężeń (3.76) można wyznaczyć z zależności (3.72), (3.73) oraz (3.80) wartości głównych naprężeń normalnych oraz naprężenia stycznego τ_{max} .



Rysunek 3.19. Rozkład naprężeń stycznych w przekroju skręcanego wału

Moment skręcający wału wyznacza się na podstawie wartości naprężenia stycznego (3.80) z zależności:

$$M_S = \tau_{max} \cdot w_S \quad (3.81)$$

gdzie w_S jest wskaźnikiem wytrzymałości przekroju na skręcanie, który w przypadku walca wydrążonego (lub pełnego dla $d = 0$, zgodnie z rysunkiem 3.20) wyrażony jest przez zależność:

$$w_S = \frac{\pi}{16} \cdot \frac{D^4 - d^4}{D} \quad (3.82)$$

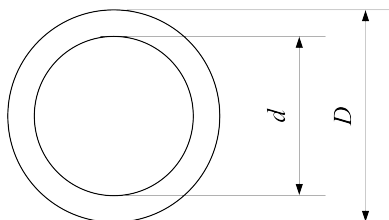
Uwzględniając (3.79), (3.80) oraz (3.82) w (3.81) otrzymujemy zależność umożliwiającą wyznaczanie momentu skręcającego:

$$M_S = 2 \cdot G \cdot \varepsilon_{45^\circ} \cdot w_S = \frac{\pi}{16} \cdot \frac{D^4 - d^4}{D} \cdot \frac{E}{1 + \nu} \cdot \varepsilon_{45^\circ} \quad (3.83)$$

Dla innych niż główne kierunków naprężenia odkształcenie ε w odniesieniu do maksymalnego odkształcenia ε_{45° wynosi:

$$\varepsilon = \varepsilon_{45^\circ} \cdot \sin 2\alpha \quad (3.84)$$

gdzie α jest kątem pomiędzy tworzącą walca i wybranym kierunkiem naprężenia (dla kątów $\alpha = 45^\circ$ i $\alpha = 135^\circ$, czyli głównych kierunków naprężenia, równanie (3.84) staje się tożsamością). Na podstawie równania (3.84) łatwo zauważyć, że będące wynikiem działania momentu skręcającego odkształcenia ε w kierunkach: zgodnym z tworzącą walca ($\alpha = 0^\circ$) i w prostopadłym do tworzącej kierunku obwodowym ($\alpha = 90^\circ$), są równe zero.



Rysunek 3.20. Przekrój wydrążonego wału

Pomiar odkształceń ε_{45° w głównych kierunkach naprężeń prowadzony jest za pomocą par wzajemnie prostopadłych tensometrów naklejonych na wale pod kątem 45° i 135° do tworzącej i położonych po przeciwnej stronie wału. Na rysunku 3.18 pokazano rozmieszczenie tensometrów na wale. Sposób oznaczenia tensometrów na wale jest zgodny z ich położeniem w mostku tensometrycznym, przedstawionym na rysunku 3.4. Taki sposób rozmieszczenia tensometrów w mostku umożliwia sumowanie sygnałów odkształceń, będących wynikiem działania mierzonego momentu skręcającego i równocześnie kompensację wpływu zmian temperatury i mogących wystąpić niemierzonych składowych: siły osiowej i momentu gnącego wału. Pełna kompensacja momentu gnącego w przypadku wirującego wału jest jednak możliwa dopiero przy zastosowaniu ośmiu tensometrów (cztery pary wzajemnie prostopadłych tensometrów co 90° wzdłuż obwodu wału). W każdej gałęzi mostka umieszczane są wówczas po dwa tensometry w taki sposób, aby zapewnić sumowanie odkształceń wywoływanych mierzonym momentem skręcającym i pełną kompensację niemierzonych sił i momentów.

W przypadku układów napędowych wartość przenoszona przez wirujący wał mocy mechanicznej P , przy ustalonej prędkości obrotowej, może być wyznaczona na podstawie wartości momentu skręcającego M_S oraz prędkości kątowej ω wału z zależności:

$$P = M_S \cdot \omega \quad (3.85)$$

gdzie prędkość kątową ω określa się na podstawie pomiaru, wyrażonej w $[\text{obr}/\text{min}]$, prędkości obrotowej n :

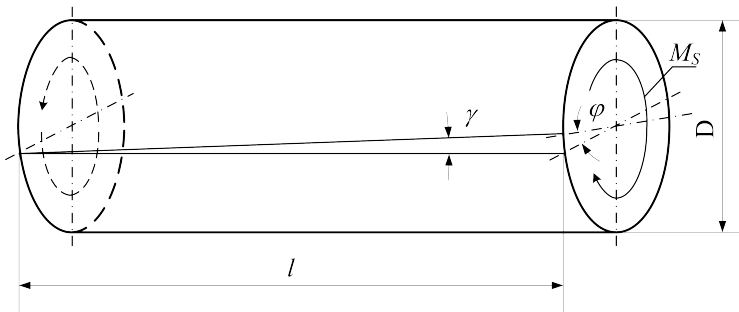
$$\omega = \frac{2\pi}{60} \cdot n \quad (3.86)$$

Na podstawie pomiaru odkształceń ε_{45° wału można wyznaczyć również, często wykorzystywane w analizie wytrzymałościowej, kąty odkształcenia γ i skręcenia φ wału (rysunek 3.21):

$$\gamma = \frac{\tau_{max}}{G} = 2 \cdot \varepsilon_{45^\circ} \quad (3.87)$$

$$\varphi = \frac{2 \cdot l}{D} \cdot \gamma = 4 \cdot \varepsilon_{45^\circ} \cdot \frac{l}{D} \quad (3.88)$$

Doprowadzenie napięcia zasilającego mostek tensometryczny oraz wyprowadzanie sygnału wyjściowego z tensometrycznego przetwornika do pomiaru momentu skręcającego wału, którego jeden koniec jest nieruchomy, nie nastręcza problemów. Konstrukcja układu doprowadzania sygnałów komplikuje się w przypadku obracającego się wału. Starsze rozwiązania bazowały na ruchomym styku szczotki – pierścienie ślizgowe.



Rysunek 3.21. Kąty skręcenia φ i odkształcenia γ wału

Opisany powyżej sposób transmisji sygnałów napięciowych ma jednak sporo wad:

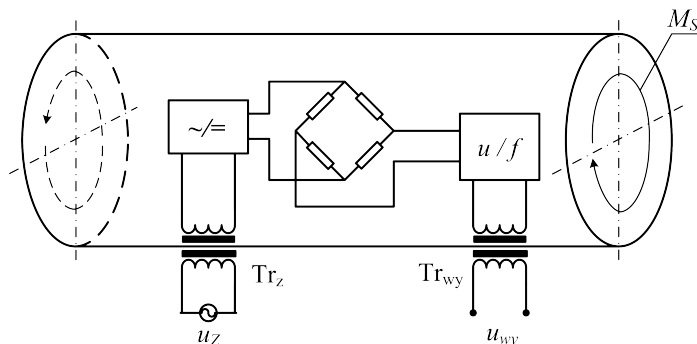
- zmienna rezystancja przejścia szczotki – pierścieni ślizgowy;
- naturalne zużycie mechaniczne pierścieni ślizgowych i szczotek, szczególnie intensywne dla szybkoobrotowych układów napędowych;
- generowanie sił termoelektrycznych na styku metali.

Rozwiązaniem problemu przekazywania sygnałów z wirującego wału jest stosowanie metod bezprzewodowych, wykorzystujących:

- transformatory do przekazywania sygnałów zasilającego oraz wyjściowego mostka tensometrycznego znajdującego się na wirującym wale,
- modulację częstotliwości i przesył sygnałów drogą radiową.

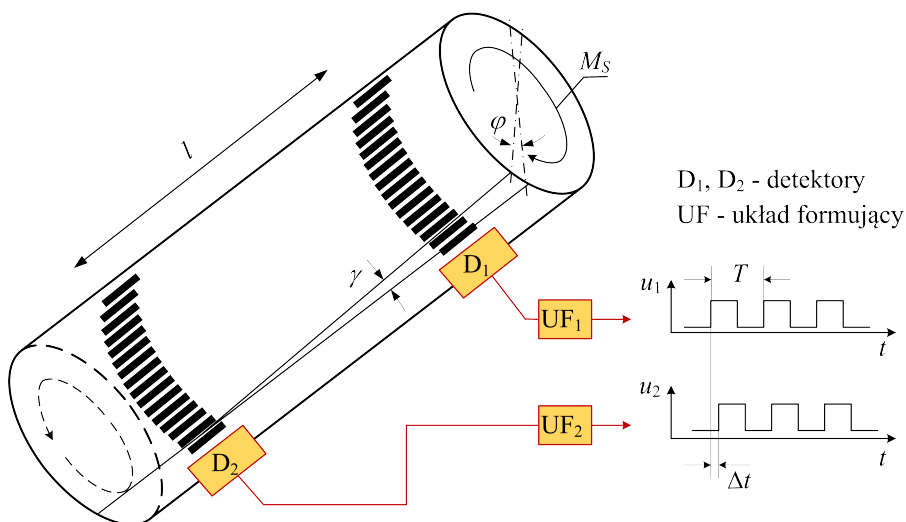
Na rysunku 3.22 przedstawiono schemat obrazujący zasadę działania tensometrycznego układu pomiarowego momentu skręcającego, z przekazywaniem sygnałów zasilającego i wyjściowego mostka z wykorzystaniem transformatorów. Sygnał zasilający u_Z przekazywany jest na wał za pomocą transformatora zasilającego Tr_z . Sygnał wyjściowy z transformatora po wyprostowaniu zasila mostek.

Napięciowy sygnał wyjściowy z mostka, proporcjonalny do mierzonego momentu skręcającego, po przetworzeniu w przetworniku napięcie – częstotliwość u/f przekazywany jest przez transformator wyjściowy Tr_{wy} ponownie do nieruchomej części układu pomiarowego.



Rysunek 3.22. Schemat tensometrycznego układu pomiaru momentu skręcającego z transformatorowym przekazem sygnału

Inną metodą jest wyznaczenie momentu skręcającego wał M_S pośrednio, przez pomiar kąta skręcenia wału φ . Na rysunku 3.23 pokazano schemat układu, który umożliwia bezstykowy pomiar kąta skręcenia przy zastosowaniu znaczników optycznych lub magnetycznych.



Rysunek 3.23. Schemat układu do wyznaczania momentu skręcającego wał przez pomiar kąta skręcenia

Na końcach wału, w odległości l , znajdują się rozłożone równomiernie wzdłuż obwodu znaczniki. W trakcie obrotu wału, każdorazowe przejście znacznika przez pole oddziaływania detektorów D_1 i D_2 powoduje generowanie w każdym z nich impulsu.

Przy zastosowaniu N znaczników wzdłuż każdego z obwodów pomiarowych, na wyjściu detektora otrzymamy sygnały zawierające po N impulsów na jeden obrót. Po uformowaniu impulsów w układach UF otrzymujemy dwa sygnały prostokątne, każdy o częstotliwości $f = 1/T$, zależnej od prędkości obrotowej wału, przesunięte względem siebie w czasie o Δt . Wielkość opóźnienia Δt przy ustalonej prędkości obrotowej n jest miarą kąta skręcenia wału.

Kąt skręcenia wału, wyrażony w radianach, określa zależność:

$$\varphi = \Delta t \cdot \omega \quad (3.89)$$

Wykorzystując jeden z sygnałów u_1 lub u_2 , można wyznaczyć ich okres T lub częstotliwość f i na tej podstawie wyrażoną w [obr/s] prędkość obrotową n wału:

$$n = \frac{1}{N \cdot T} = \frac{f}{N} \quad (3.90)$$

Prędkość kątowna wału ω wyznaczana jest na podstawie prędkości obrotowej n z zależności:

$$\omega = 2\pi \cdot n = \frac{2\pi}{N \cdot T} \quad (3.91)$$

Uwzględniając (3.91) w (3.89), otrzymujemy formułę określającą wartość kąta skręcenia:

$$\varphi = \frac{2\pi}{N} \cdot \frac{\Delta t}{T} \quad (3.92)$$

W celu wyznaczenia kąta skręcenia należy zatem zmierzyć okres T (lub częstotliwość f) sygnałów u_1 lub u_2 oraz ich wzajemne przesunięcie w czasie Δt .

Wartość momentu skręcającego M_S wału o przekroju cylindrycznym należy wyznaczać przy uwzględnieniu zależności wiążących go z naprężeniem stycznym τ_{max} (3.81) oraz (3.82), przy uwzględnieniu związku naprężenia stycznego z kątem skręcenia φ (3.87) oraz (3.88):

$$M_S = \frac{G \cdot \varphi}{l} \cdot w_S \cdot \frac{D}{2} \quad (3.93)$$

co przy uwzględnieniu wskaźnika w_S wytrzymałości przekroju na skręcanie daje ostatecznie:

$$M_S = \frac{\pi}{32} \cdot \frac{G \cdot \varphi}{l} \cdot (D^4 - d^4) \quad (3.94)$$

Przetworniki tego typu mogą być wykorzystywane do pomiarów momentu skręcającego oraz mocy mechanicznej (3.85) transmitowanej przez wał, w celu kontroli i diagnostyki systemów przeniesienia napędu. Nie zawierają elementów stykowych, co stanowi o ich trwałości i ułatwionej obsłudze serwisowej. Wadą jest ograniczona dokładność pomiarów, osiągająca kilka procent, wynikająca z ograniczonej precyzji wykonania oraz montażu tarcz ze znacznikami. Decyduje ona bowiem w warunkach praktycznych o powtarzalności odstępów czasowych T pomiędzy kolejnymi impulsami sygnałów oraz powtarzalności przesunięcia czasowego Δt pomiędzy nimi. Odległość pomiędzy znacznikami wyznacza rozdzielczość pomiaru, czyli najmniejszą wartość kąta skręcenia, jaki może być zmierzony.

ROZDZIAŁ 4

Metody pomiaru ciśnień

4.1. Podstawowe definicje i jednostki

Ciśnienie p jest wielkością skalarną charakteryzującą stan oddziaływania gazów i cieczy, określającą elementarną siłę $d\vec{F}$, z jaką materia oddziałuje na elementarną powierzchnię $d\vec{s}$, przy normalnym względem powierzchni kierunku działania siły:

$$p = \frac{d\vec{F}}{d\vec{s}} \quad (4.1)$$

Podczas przepływu cieczy i gazów przez rurociąg, oprócz ciśnienia statycznego, występuje ciśnienie dynamiczne p_d , związane z energią kinetyczną medium. Zgodnie z równaniem Bernoulliego ciśnienie dynamiczne płynów idealnych, nieściśliwych, wynosi:

$$p_d = \rho \frac{v^2}{2} \quad (4.2)$$

Całkowite ciśnienie jest sumą ciśnień statycznego p_s i dynamicznego p_d :

$$p = p_s + \rho \frac{v^2}{2} \quad (4.3)$$

gdzie ρ i v są, odpowiednio, gęstością i średnią prędkością przepływu cieczy lub gazu.

Do wyrażania wartości ciśnień stosowanych jest wiele jednostek, cztery są uznane w Polsce za legalne, użycie pozostałych jest podyktowane tradycją, są wygodne w użyciu lub stosowane w produkowanych w krajach anglosaskich przetwornikach ciśnienia. Podstawową jednostką układu SI jest **paskal**, który określa ciśnienie wywierane przez siłę 1 N oddziałującą na 1 m² powierzchni:

$$1 \text{ Pa} = 1 \frac{\text{N}}{\text{m}^2} \quad (4.4)$$

Jest to jednostka określająca bardzo małą wartość ciśnienia. Obrazowo możemy ją przedstawić jako wartość ciśnienia wywieranego w ziemskim polu grawitacyjnym przez ok. 100 ml wody (0,1 kg – ilość wody zajmująca około połowy szklanki) rozlanej na 1 m² powierzchni. Do wyrażania ciśnień średnich, porównywalnych lub większych niż ciśnienie atmosferyczne stosuje się również legalną jednostkę **bar**:

$$1 \text{ bar} = 10^5 \text{ Pa} \quad (4.5)$$

W zastosowaniach technicznych, w meteorologii stosuje się jednostki będące wielokrotnością paskala: megapaskal [MPa], kilopaskal [kPa] i hektopaskal [hPa]:

$$1 \text{ bar} = 10^5 \text{ Pa} = 0,1 \text{ MPa} = 100 \text{ kPa} = 1000 \text{ hPa} \quad (4.6)$$

Kolejną jednostką uznaną za legalną (aczkolwiek nienależącą do układu jednostek SI) jest **milimetr słupa rtęci** [mm Hg]. Jednostka ta stosowana jest w medycynie i pomiarach biomedycznych (pomiar ciśnienia krwi i płynów fizjologicznych). Tradycja jej stosowania wywodzi się z, będących w powszechnym użyciu, manometrów rtęciowych do pomiaru ciśnienia krwi. Jednostka ta ma też nazwę **tor** [Tr] (nazwa jednostki pochodzi od nazwiska fizyka Evangelisty Torricellego) i oznacza wartość ciśnienia, jakie wywiera w polu grawitacyjnym Ziemi o wartości przyspieszenia $g = 9,80665 \text{ m/s}^2$ w temperaturze 0°C słup rtęci o wysokości 1 mm:

$$1 \text{ Tr} = 1 \text{ mm Hg} \quad (4.7)$$

Czwartą, dopuszczoną do stosowania w Polsce jednostką, jest używana w krajach anglosaskich **psi** (ang. *pound per square inch*, czyli ciśnienie odpowiadające oddziaływaniu siły równej 1 funtowi na cal do kwadratu), gdyż większość importowanych z tej strefy przetworników jest skalowana w tej jednostce:

$$1 \text{ psi} \cong 6,8948 \text{ kPa} \quad 1 \text{ bar} \cong 14,504 \text{ psi} \quad (4.8)$$

Oprócz wymienionych jednostek legalnych stosowane są również jednostki pozaukładowe, które używane były w okresie obowiązywania innych niż SI układów jednostek. Do najczęściej jeszcze stosowanych należą jednostki omówione poniżej.

Atmosfera fizyczna [atm] jest to ciśnienie wywierane przez słup rtęci o wysokości 760 mm w temperaturze 0°C (273,15 K) i przy normalnym przyspieszeniu ziemskim $g = 9,80665 \text{ m/s}^2$. Atmosfera fizyczna odpowiada średniemu ciśnieniu atmosferycznemu na poziomie morza. Wyrażona przez legalne jednostki ciśnienia wynosi:

$$1 \text{ atm} = 760 \text{ Tr} = 760 \text{ mm Hg} = 1,0132 \text{ bar} \quad (4.9)$$

Atmosfera techniczna [at] jest to ciśnienie, jakie wywiera ciężar jednego kilograma siły 1 kG na powierzchnię 1 cm². Jednostka 1 kG jest to siła, z jaką oddziałuje masa 1 kg w polu grawitacyjnym ziemi o wartości przyspieszenia $g = 9,80665 \text{ m/s}^2$. Atmosfera techniczna 1 at odpowiada również ciśnieniu słupa wody o wysokości 10 m, przy założeniu, że gęstość wody wynosi 1000 kg/m³ i jest związana z atmosferą fizyczną zależnością:

$$1 \text{ at} = 0,9678 \text{ atm} \quad (4.10)$$

przy czym gęstość rtęci w warunkach normalnych wynosi 13595 kg/m³.

W praktyce zastosowanie znajdują jeszcze inne jednostki ciśnienia, np. milimetr, centymetr, metr, cal słupa wody oraz słupa rtęci, a także istotna z uwagi na zastosowanie do określania wysokości na podstawie ciśnienia barometrycznego, atmosfera wzorcowa (standardowa, *International Standard Atmosphere* – ISA), której wartość dla wysokości równej poziomowi morza wynosi 1013,25 hPa.

Istnieją trzy podstawowe rodzaje mierzonych ciśnień:

- bezwzględne (absolutne),
- różnicowe,
- względne (manometryczne).

Ciśnienie bezwzględne p_a (ang. *absolute pressure*) jest mierzone w odniesieniu do próżni. Przetworniki służące do pomiarów ciśnień bezwzględnych muszą zawierać komorę próżniową, i oprócz podanego zakresu mierzonych ciśnień oznaczane są dodatkowo literą *a* (od słowa *absolute*). Przykładem ciśnień bezwzględnych jest ciśnienie barometryczne p_b , którego wartość na wysokości poziomu morza, w atmosferze wzorcowej ISA, wynosi 1013,25 hPa.

Ciśnienie różnicowe p_d (ang. *differential pressure*) określa różnicę ciśnień pomiędzy dwoma źródłami ciśnienia o wartościach p_1 i p_2 :

$$p_d = p_1 - p_2 \quad (4.11)$$

Przetworniki do pomiaru różnicy ciśnień zawierają dwa porty do podłączania mierzonych ciśnień i oznaczane są dodatkowo literą *d* (od słowa *differential*). Przykładem zastosowania przetworników tego typu może być pomiar spadku ciśnienia wzdłuż rurociągu ze zwężką, stosowany w zwężkowych metodach do wyznaczania natężenia przepływu masowego lub objętościowego płynów. Przy pomiarach różnicy ciśnień należy zwrócić uwagę na fakt, że zakresy przetworników różnicowych oraz wartości mierzonych różnic ciśnień mogą być niewielkie, na tle bardzo dużych ciśnień źródeł. Dlatego dobierając zakres stosowanych przetworników ciśnienia, należy uwzględnić zarówno składową różnicową, jak i wartość ciśnienia źródła. Precyzyjne i drogie różnicowe przetworniki ciśnienia zawierają układ zabezpieczający, odcinający dopływ obydwu ciśnień do komór pomiarowych, w przypadku zaniku jednego z nich.

Ciśnienie względne p (ang. *gauge (gage) pressure*) określa różnicę mierzonego ciśnienia bezwzględnego p_a , względem ciśnienia barometrycznego p_b :

$$p = p_a - p_b \quad (4.12)$$

Przetworniki tego typu oznaczane są dodatkowo literą *g* (od słowa *gauge*). W praktyce jest to najczęściej stosowany sposób pomiaru ciśnienia, a przetworniki tego typu do pomiaru nadciśnienia (wartości ciśnienia bezwzględnego wyższego niż barometryczne) nazywane są manometrami.

Zakresy mierzonych ciśnień są następujące:

- próżnia od ultrawysokiej do niskiej, ciśnienie w zakresie od 10^{-11} Pa do 1 Pa;
- ciśnienia niskie, zakres od 1 Pa do 10^5 Pa;
- ciśnienia średnie, zakres od 10^5 Pa do $5 \cdot 10^7$ Pa;
- ciśnienia wysokie, zakres powyżej $5 \cdot 10^7$ Pa.

W zależności od zakresu mierzonych ciśnień stosowane są różne metody pomiarowe oraz konstrukcje przetworników. Niskie wartości mierzonych ciśnień wymagają konstrukcji przetworników zapewniających im odpowiednią czułość, a w zakresie wysokich ciśnień wytrzymałość.

Zdecydowana większość elektrycznych metod pomiaru ciśnienia polega na wstępnym przetworzeniu mierzonego ciśnienia na inną wielkość nieelektryczną, a następnie zastosowaniu przetworników wielkości nieelektrycznej na elektryczną (rysunek 1.1).

W przetwornikach ciśnienia najczęściej stosowane są sprężyste przetworniki wstępne, które przetwarzają ciśnienie na:

- odkształcenie ε : $p \rightarrow F \rightarrow \sigma \rightarrow \varepsilon$,
- przemieszczenie x : $p \rightarrow F \rightarrow x$,
- siłę F : $p \rightarrow F$.

W zależności od wykorzystywanego rodzaju przetwarzania wstępnego stosowane są odpowiednie przetworniki wielkości nieelektrycznej na elektryczną:

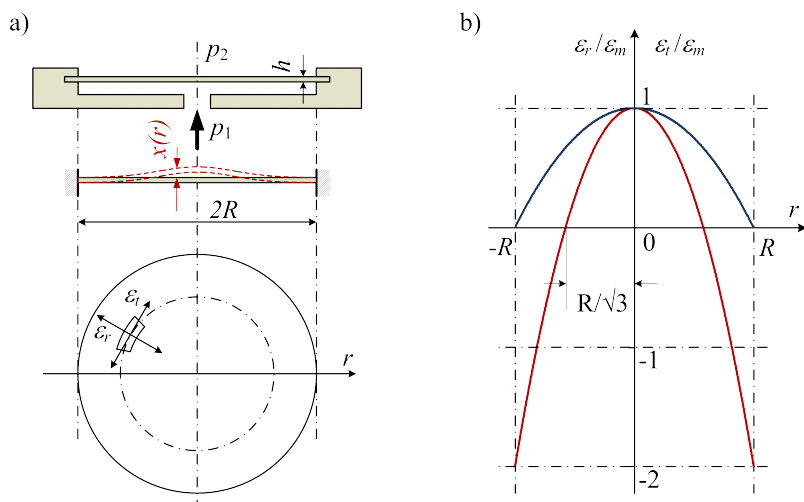
- rezystancyjne (tensometry foliowe lub piezorezystywne) przetworniki ciśnienia, określane jako tensometryczne lub piezorezystywne;
- pojemnościowe, indukcyjnościowe i transformatorowe przetworniki ciśnienia, nazywane pojemnościowymi lub indukcyjnościowymi;
- optyczne przetworniki ciśnienia, określane mianem światłowodowych;
- piezoelektryczne przetworniki ciśnienia, nazywane piezoelektrycznymi.

Najczęściej stosowanymi wstępnymi przetwornikami ciśnienia są elementy sprężyste. Wykonywane są one w postaci membran rozdzielających komory, przy czym w jednej komorze panuje ciśnienie mierzone, a w drugiej ciśnienie odniesienia (próżnia w przetwornikach ciśnienia bezwzględnego, ciśnienie barometryczne w przetwornikach ciśnienia względnego lub inne ciśnienie odniesienia w przetwornikach ciśnienia różnicowego). Membrany płaskie mają kształt koła lub prostokątny i wykonywane są z metali, krzemu (w piezorezystywnych przetwornikach zintegrowanych) lub materiałów ceramicznych. Przetworniki z membranami płaskimi stosowane są w konstrukcjach przetworników do pomiarów ciśnień niskich, różnic ciśnień i ciśnień w dolnej części zakresu ciśnień średnich. Do pomiaru ciśnień w górnym zakresie ciśnień średnich oraz ciśnień wysokich stosuje się cienko- lub grubościennie cylindryczne przetworniki sprężyste.

4.2. Przetworniki ciśnienia

4.2.1. Membranowe przetworniki ciśnienia

Na rysunku 4.1 przedstawiono zasadę pracy membranowego przetwornika ciśnienia o płaskiej membranie w kształcie koła oraz unormowany rozkład odkształceń radialnych i tangensjalnych płaskiej membrany kołowej poddanej działaniu ciśnienia.



Rysunek 4.1. Membranowy kołowy przetwornik ciśnienia: a) ilustracja zasady pracy przetwornika; b) unormowany rozkład odkształceń radialnych i tangensjalnych płaskiej membrany kołowej

Pełny opis naprężeń i odkształceń membrany jest złożony, a jego znajomość nie jest niezbędna do zrozumienia zasady jej działania [29, 38]. W celu uproszczenia opisu matematycznego i zlinearyzowania zależności opisujących parametry membrany w funkcji działającej na nią różnicy ciśnień:

$$\Delta p = p_1 - p_2 \quad (4.13)$$

przyjmuje się następujące założenia:

$$\frac{x(r)}{h} < 0,5 \quad \text{oraz} \quad \frac{1}{50} < \frac{h}{R} < \frac{1}{5} \quad (4.14)$$

Warunki te oznaczają, że w trakcie pracy maksymalne ugięcie membrany $x(r)$ nie przekroczy połowy jej grubości h , a stosunek grubości membrany h do jej promienia R jest od góry i od dołu ograniczony. Są one równocześnie założeniami przyjmowanymi na etapie projektowania przetworników ciśnienia.

Przy spełnieniu założeń opisanych nierównościami (4.14) można przyjąć liniową zależność ugięcia membrany $x(r)$ w funkcji działającej na nią różnicy ciśnień Δp (4.15).

$$x(r) = \frac{3 \cdot (1 - \nu^2) \cdot (R^2 - r^2)^2}{16 \cdot E \cdot h^3} \cdot \Delta p \quad (4.15)$$

przy czym maksymalna wartość ugięcia membrany wystąpi w jej środku ($r = 0$):

$$x(r = 0) = \frac{3 \cdot (1 - \nu^2) \cdot R^4}{16 \cdot E \cdot h^3} \cdot \Delta p \quad (4.16)$$

gdzie:

- r – promień bieżący membrany,
- R – promień maksymalny membrany,
- h – grubość membrany,
- $x(r)$ – ugięcie membrany na promieniu r ,
- E – moduł Younga materiału membrany,
- ν – współczynnik Poissona materiału membrany,
- Δp – różnica ciśnień działająca na membranę.

Zależności (4.15) i (4.16) stanowią podstawę pośrednich metod pomiaru ciśnienia przez pomiar przemieszczenia membrany. W metodach tych wykorzystywane są przetworniki pojemnościowe, indukcyjnościowe, transformatorowe i optyczne (światłowodowe).

Membrana poddana działaniu różnicy ciśnień ugina się i równocześnie pojawiają się w niej naprężenia. W membranie występują dwa główne kierunki naprężeń: radialne σ_r , wzdłuż promienia membrany, oraz tangensjalne (tangensoidalne) σ_t , styczne do okręgów współśrodkowych membrany i prostopadłe do promienia (rysunek 4.1a).

Zgodnie z prawem Hooke’a naprężeniom tym towarzyszą odkształcenia membrany, które dla dwuosowego rozkładu naprężeń przyjmują postać:

$$\varepsilon_r = \frac{\sigma_r - \nu \cdot \sigma_t}{E} \quad (4.17)$$

$$\varepsilon_t = \frac{\sigma_t - \nu \cdot \sigma_r}{E} \quad (4.18)$$

Zależności (4.17) i (4.18) pokazują, że odkształcenia w wybranym kierunku (radialnym ε_r lub tangensjalnym ε_t) są sumą oddziaływania naprężeń występujących wzdłuż tego kierunku oraz naprężeń działających w kierunku prostopadłym do niego z uwzględnieniem współczynnika Poissona ν .

Przyjmując podane w [23, 38] zależności opisujące naprężenia σ_r i σ_t w kierunkach głównych dla membrany o kształcie kołowym i uwzględniając je w (4.17) oraz (4.18), otrzymamy:

$$\varepsilon_r = \frac{3 \cdot (1 - \nu^2)}{8 \cdot E} \cdot \left(\frac{R}{h}\right)^2 \cdot \left[1 - 3 \cdot \left(\frac{r}{R}\right)^2\right] \cdot \Delta p \quad (4.19)$$

$$\varepsilon_t = \frac{3 \cdot (1 - \nu^2)}{8 \cdot E} \cdot \left(\frac{R}{h}\right)^2 \cdot \left[1 - \left(\frac{r}{R}\right)^2\right] \cdot \Delta p \quad (4.20)$$

Wartości odkształceń radialnych i tangensjalnych są równe w środku membrany i dla $r = 0$ wynoszą:

$$\varepsilon_m = \varepsilon_r(r = 0) = \varepsilon_t(r = 0) = \frac{3 \cdot (1 - \nu^2)}{8 \cdot E} \cdot \left(\frac{R}{h}\right)^2 \cdot \Delta p \quad (4.21)$$

a dla dowolnego promienia r , wyrażone względem odkształcenia ε_m w środku membrany, przyjmują postać:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_m \cdot \left[1 - 3 \cdot \left(\frac{r}{R}\right)^2 \right] \quad (4.22)$$

$$\varepsilon_t = \varepsilon_m \cdot \left[1 - \left(\frac{r}{R}\right)^2 \right] \quad (4.23)$$

Na rysunku 4.1b przedstawiono względne, odniesione do odkształcenia w środku membrany ε_m , rozkłady odkształceń radialnych ε_r i tangensjalnych ε_t membrany kołowej w funkcji promienia membrany r . Na podstawie rozkładu można stwierdzić, że odkształcenia tangensjalne mają zawsze znak dodatni, a ich wartości maleją od maksymalnej w środku membrany do zera na krawędzi membrany w miejscu jej mocowania. Odkształcenia radialne natomiast zmieniają znak, przyjmując na górnej powierzchni membrany w okolicy jej środka wartości dodatnie (mniejsze niż odkształcenia tangensjalne), natomiast w okolicy krawędzi mocowania przyjmują wartości ujemne i zarazem maksymalne co do modułu. Dla dolnej, wewnętrznej powierzchni membrany znaki odkształceń radialnych będą przeciwne. Wartość promienia r_0 , dla którego odkształcenia radialne przyjmują wartości zerowe, można wyznaczyć z zależności (4.22), przyrównując ją do zera:

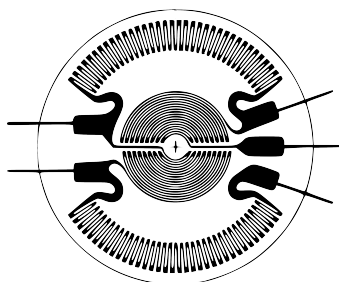
$$r_0 = r(\varepsilon_r = 0) = \frac{R}{\sqrt{3}} \cong 0,577 \cdot R \quad (4.24)$$

Promień r_0 określa tzw. „strefę martwą” na powierzchni membrany, w której nie występuje sygnał odkształcenia w kierunku radialnym, pomimo ugięcia membrany.

Z przedstawionego na rysunku 4.1b rozkładu odkształceń, przy uwzględnieniu występowania „strefy martwej”, wynikają wnioski dotyczące sposobu ich wykorzystania w tensometrycznej metodzie pomiarowej. Związki pomiędzy mierzoną różnicą ciśnień Δp a odkształceniami powierzchni membrany są wyrażone przez zależności (4.19) i (4.20). W tensometrycznej metodzie pomiarowej wykorzystywany jest fakt, iż w określonych miejscach membrany odkształcenia radialne mają znak ujemny, a tangensjalne dodatni. W miejscach tych umieszcza się czujniki tensometryczne tak, aby ich baza była zgodna z odpowiednim kierunkiem odkształcenia membrany. Dodatkowo miejsca te należy dobierać w taki sposób, aby wielkość odkształceń była jak największa co do modułu, zapewniając maksymalną czułość przetwarzania.

Na rysunku 4.2 pokazano przykład tensometru foliowego przeznaczonego do membrany kołowej. Tensometry położone wzdłuż krawędzi zewnętrznej membrany mają bazy skierowane zgodnie z kierunkiem odkształceń radialnych, w miejscu tym odkształcenia radialne przyjmują wartości maksymalne co do modułu. Tensometry położone obwodowo wewnątrz membrany

mają bazy skierowane zgodnie z kierunkiem działania odkształceń tangensjalnych, przy czym winny być położone jak najbliżej środka membrany, gdzie wartość odkształceń jest największa. Na membranie umieszczone zostały cztery tensometry, dwa zewnętrzne czułe na ujemne odkształcenia radialne i dwa wewnętrzne reagujące na dodatnie odkształcenia tangensjalne. Tensometry te łączone są w mostek, zgodnie z zasadami omówionymi w podrozdziale 3.2.



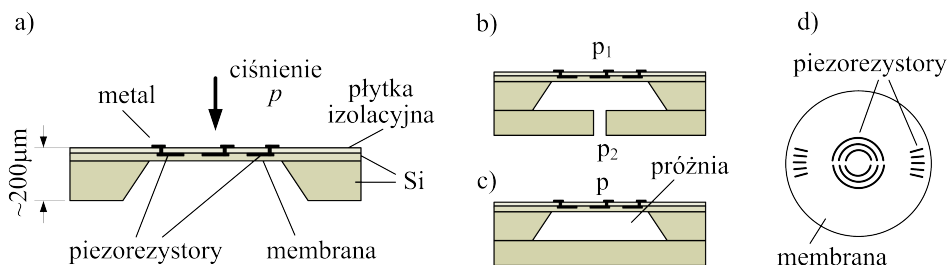
Rysunek 4.2. Przykład tensometru foliowego do membranowego przetwornika ciśnienia

Czujniki w sąsiednich ramionach winny mieć przeciwne znaki odkształcenia (para ułożona po przekątnej winna mieć takie same znaki odkształcenia), aby sygnały pomiarowe sumowały się. Takie połączenie tensometrów w mostku zapewnia równocześnie kompensację wpływu temperatury. Jest to istotne w przypadku pomiarów ciśnień mediów, których temperatura może być zmienna w trakcie pomiarów. Odkształcenia występujące po jednej stronie membrany kołowej mają zarówno znak dodatni, jak i ujemny, co pozwala uzyskać skompensowany temperaturowo przetwornik ciśnienia przy zastosowaniu czujników wyłącznie po jednej stronie membrany. Jest to zjawisko szczególnie korzystne ze względu na fakt, iż druga strona membrany przetwornika poddana jest działaniu medium, którego ciśnienie jest mierzone, o różnej aktywności chemicznej. Górny zakres pomiarowy membranowych przetworników ciśnienia z tensometrycznymi czujnikami odkształcenia wynosi od ok. 1 kPa (0,01 bar) do 10^8 Pa (1000 bar). W przypadku wyższych ciśnień stosowane są inne elementy sprężyste o konstrukcji cylindrycznej (podrozdział 4.2.3)

4.2.2. Piezorezystywne przetworniki ciśnienia

Konstrukcja omówionych w poprzednim podrozdziale membranowych przetworników ciśnienia bazowała na foliowych metalowych czujnikach tensometrycznych. Rozwój technologii umożliwił budowę przetworników ciśnienia, w których membrana, czujniki tensometryczne, elektroniczne przetworniki napięcia wyjściowego mostka tensometrycznego oraz układy kompensacji wpływu temperatury wykonywane są całkowicie w krzemie (technologia MEMS – *Micro-Electro-Mechanical Systems*), który wykazuje bardzo dobre właściwości sprężyste. Zapewnia to możliwość miniaturyzacji przetworników, co jest szczególnie istotne w zastosowaniach medycznych do inwazyjnych pomiarów ciśnienia.

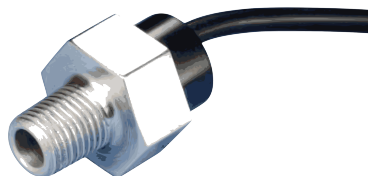
Na rysunku 4.3 pokazano budowę piezorezystywnych przetworników ciśnienia [6]. Membrana o grubości rzędu kilkunastu mikrometrów i kształcie kołowym lub prostokątnym trawiona jest w krzemie.



Rysunek 4.3. Schemat konstrukcji piezorezystywnego przetwornika ciśnienia (a), różnicowego (b), absolutnego (c) oraz membrana z tensometrami piezorezystywnymi (d)

Piezorezystywne czujniki tensometryczne wykonywane są wprost w krzemowej strukturze monokrystalicznej membrany przez wdyfundowanie lub implantowanie jonów domieszki (podrozdział 3.1). Jony domieszki ułożone są w taki sposób, aby powstała struktura rezystora piezorezystywnego tworzyła bazy tensometrów zgodnie z rozkładem odkształceń na powierzchni membrany (rysunek 4.3d). W zależności od przeznaczenia przetwornika tworzona jest komora próżniowa (rysunek 4.3c) do pomiarów ciśnień bezwzględnych lub port umożliwiający doprowadzenie ciśnienia odniesienia (rysunek 4.3b).

Przetworniki tego typu są obecnie powszechnie produkowane, dlatego ich ceny są wielokrotnie niższe niż przetworników z membranami metalowymi i tensometrami foliowymi. Znajdują zastosowanie zarówno w technice, jak i w biomedycynie do pomiaru ciśnienia krwi i płynów ustrojowych dzięki możliwej miniaturyzacji. Szczegóły dotyczące wytwarzania tego typu przetworników można znaleźć w [6, 31].

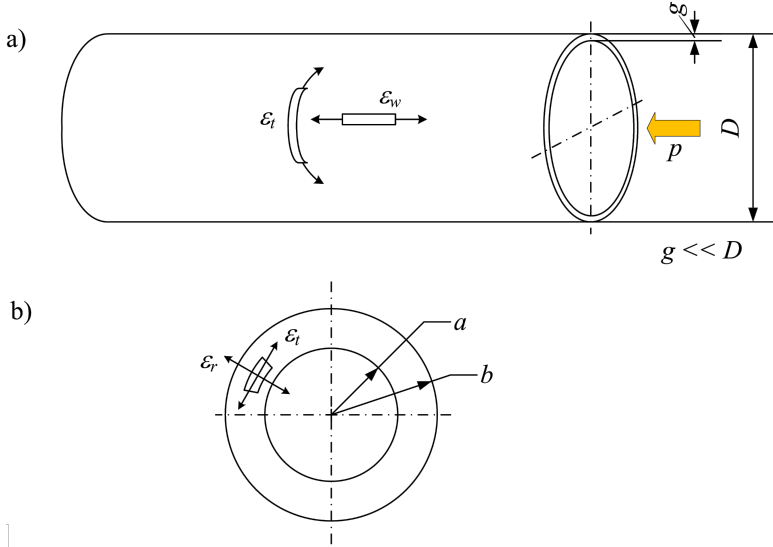


Rysunek 4.4. Przykład zintegrowanego piezorezystywnego przetwornika ciśnienia

Na rysunku 4.4 przedstawiono przykładowy przetwornik ciśnienia wykonany w technice piezorezystywnej. Istotnym ograniczeniem możliwości wykorzystania przetworników krzemowych jest maksymalna temperatura pracy nieprzekraczająca 150°C . Do pomiarów ciśnień w wyższych temperaturach stosuje się membrany metalowe lub ceramiczne i cienko- lub grubowarstwową technikę nakładania struktury czujników tensometrycznych. Membrany ceramiczne wykonywane są z ceramiki korundowej Al_2O_3 , materiału zwanego popularnie alundem. Cechują go bardzo dobre właściwości mechaniczne, odporność na reakcje chemiczne, dobre przewodnictwo cieplne oraz bardzo dobre elektryczne właściwości izolacyjne. Na membranie metalowej (pokrytej uprzednio warstwą izolacyjną) lub ceramicznej napyłane są ścieżki przewodzące tensometrów metalowych, w związku z czym przetwornik taki działa na podobnej zasadzie jak membrany metalowe z metalowymi tensometrami foliowymi, różnica dotyczy zastąpienia klejenia tensometrów foliowych techniką napyłania tensometrów cienkowarstwowch.

4.2.3. Cylindryczne przetworniki ciśnienia

Do pomiarów ciśnień wyższych niż 10^7 Pa (100 bar), oprócz przetworników membranowych stosowane są również cylindryczne cienkościennie przetworniki sprężyste, a w przypadku ciśnień wysokich powyżej 10^8 Pa (1000 bar) stosuje się przetworniki cylindryczne grubościennie.



Rysunek 4.5. Cylindryczne przetworniki ciśnienia: a) cienkościenny; b) grubościenny

Na rysunku 4.5 pokazano przykłady konstrukcji cylindrycznych przetworników ciśnienia – cienko- i grubościennego.

W przetworniku cienkościennym ($g \ll D$) powstają naprężenia wzdłużne σ_w oraz tangensjalne (obwodowe) σ_t pod wpływem działania różnicy ciśnień $\Delta p = p - p_0$ ciśnienia p względem ciśnienia otoczenia p_0 :

$$\sigma_t = \frac{D}{2g} \cdot \Delta p \quad (4.25)$$

$$\sigma_w = \frac{D}{4g} \cdot \Delta p \quad (4.26)$$

Naprężenie obwodowe jest dwukrotnie większe niż wzdłużne, a odpowiadające im odkształcenia, przy dwuosowym rozkładzie naprężeń w membranie zgodnie z (4.17) i (4.18), wynoszą:

$$\varepsilon_t = \frac{D}{4 \cdot g \cdot E} \cdot (2 - \nu) \cdot \Delta p \quad (4.27)$$

$$\varepsilon_w = \frac{D}{4 \cdot g \cdot E} \cdot (1 - 2\nu) \cdot \Delta p \quad (4.28)$$

Ponieważ obydwa odkształcenia mają dodatni znak, powstaje problem kompensacji wpływu temperatury. Odkształcenia obwodowe dla cylindra stalowego ($\nu \cong 0,3$) mają około czterokrotnie większą wartość niż odkształcenia wzdłużne, dlatego w mostku tensometrycznym należy zastosować dwa tensometry obwodowe połączone w mostek w ramionach przeciwnych. W pozostałych ramionach należy włączyć dwa tensometry bierne, które nie będą poddawane odkształceniom, a wykorzystane zostaną wyłącznie do kompensacji wpływu temperatury. Przetworniki cylindryczne są łatwiejsze w wykonaniu, nie ma problemów z prawidłowym mocowaniem membrany, a średnice przetworników cylindrycznych są też mniejsze od średnic przetworników membranowych. Wymiary przetworników mają istotny wpływ na wartości częstotliwości rezonansowych, które decydują o właściwościach częstotliwościowego pasma przenoszenia w przypadku pomiarów ciśnień zmiennych w czasie.

W analizie przetworników cylindrycznych grubościennych nie można korzystać z prawa Hooke'a dla płaskiego, dwuosowego rozkładu naprężeń. Jak pokazano na rysunku 4.5b, w ścianie cylindra powstają naprężenia radialne (zgodnie z kierunkiem promienia cylindra) σ_r oraz tangensjalne (wzdłuż kierunku obwodu cylindra) σ_t :

$$\sigma_r = \frac{\Delta p \cdot a^2}{b^2 - a^2} \cdot \left(1 - \frac{b^2}{r^2}\right) \quad (4.29)$$

$$\sigma_t = \frac{\Delta p \cdot a^2}{b^2 - a^2} \cdot \left(1 + \frac{b^2}{r^2}\right) \quad (4.30)$$

W tensometrycznej technice pomiarowej wykorzystać można wyłącznie naprężenia tangensjalne σ_t – przyjmują one wartości maksymalne dla $r = a$, czyli na wewnętrznej ścianie cylindra. Wykorzystać można oczywiście i mniejsze odkształcenia, wywołane na zewnętrznej ścianie cylindra, gdzie można nakleić czujniki tensometryczne, czyli dla promienia $r = b$. Podobnie jak w przypadku przetwornika cienkościennego nakleja się dwa tensometry w kierunku obwodowym na zewnętrznej ścianie cylindra oraz dodatkowo należy zastosować dwa tensometry bierne (niepoddawane odkształceniom) do kompensacji temperatury, wszystkie czujniki łączone są w układzie mostkowym.

4.2.4. Inne rodzaje przetworników ciśnienia

Oprócz omówionych w poprzednich rozdziałach rozwiązań konstrukcyjnych przetworników ciśnienia, istnieją również inne metody wykorzystujące przetwornik membranowy oraz przetworniki wielkości nieelektrycznej na sygnał elektryczny – wymieniono je w podrozdziale 4.1. Jedną z metod jest przetworzenie przez przetwornik sprężysty, o znanej powierzchni przekroju s , ciśnienia na siłę, zgodnie z zależnością:

$$F = p \cdot s \quad (4.31)$$

Pomiar ciśnienia zastąpiony zostaje przez pomiar siły (podrozdział 3.5). Do pomiaru siły stosowany jest piezoelektryczny czujnik siły, w którym płytka kwarcowa stanowi przetwornik siły nacisku na ładunek Q , generowany proporcjonalnie do wartości działającej zmiennej w czasie siły F . Piezoelektryczny przetwornik ciśnienia może jednak służyć wyłącznie do pomiarów ciśnień zmiennych w czasie. Zaletą tego typu czujników jest stosunkowo szerokie, częstotliwościowe pasmo pracy, możliwość miniaturyzacji czujników oraz odporność na

drżenia i wstrząsy. Zasadniczą wadą przetworników piezoelektrycznych jest ładunkowe, wysokoimpedancyjne wyjście, wymagające stosowania zewnętrznych (lub w nowszych konstrukcjach przetworników – zintegrowanych z nimi) podatnych na zakłócenia wzmacniaczy ładunku o bardzo wysokiej impedancji wejściowej.

Innym rozwiązaniem jest stosowane w przetwornikach ciśnienia czujników pojemnościowych. Najczęściej wykorzystywane jest zjawisko zmiany pojemności kondensatora płaskiego w funkcji zmiany odległości pomiędzy elektrodami:

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} \quad (4.32)$$

gdzie:

- ε – przenikalność dielektryczna materiału dielektryka,
- A – powierzchnia okładek kondensatora,
- d – odległość pomiędzy okładkami.

Membrana przetwornika ciśnienia spełnia w nich bezpośrednio rolę jednej z okładek kondensatora lub pośrednio steruje jedną z okładek kondensatora. Mierzone ciśnienie powoduje ugięcie membrany (4.16) i w efekcie zmianę odległości d pomiędzy okładkami kondensatora. Wadą tego typu czujników jest konieczność linearyzacji charakterystyk (pojemność jest nieliniową funkcją odległości pomiędzy okładkami), wrażliwość na pojemności pasożytnicze i wibracje, skomplikowana technologia i w związku z tym wysoka cena wytwarzania. Zaletą natomiast jest możliwość stosowania czujników pojemnościowych do pomiaru bardzo małych ciśnień i różnic ciśnień. Jednym z podstawowych zastosowań pojemnościowych czujników ciśnienia, gdzie wykorzystywana jest ich wysoka czułość, jest konstrukcja mikrofonów pojemnościowych do pomiaru poziomu ciśnienia akustycznego.

Podobnie jak pojemnościowe czujniki ciśnienia efekt ugięcia membrany wykorzystują czujniki indukcyjnościowe. Najbardziej popularne są transformatorowe czujniki różnicowe LVDT, w których skojarzony ze środkiem, uginającej się pod wpływem mierzonego ciśnienia, membrany przemieszczający się rdzeń ferromagnetyczny powoduje zmianę sprzężenia cewek. Generowane jest wówczas sinusoidalne napięcie wyjściowe o amplitudzie, w mierzonym zakresie, liniowo zależnej od mierzonego przemieszczenia. Zaletą tego typu czujników jest dobra liniowość, wysoka czułość i dokładność przetwarzania oraz stosunkowo niewysoka cena. Do wad należy zaliczyć podatność na wpływy obcych pól magnetycznych oraz wrażliwość na wibracje i wstrząsy.

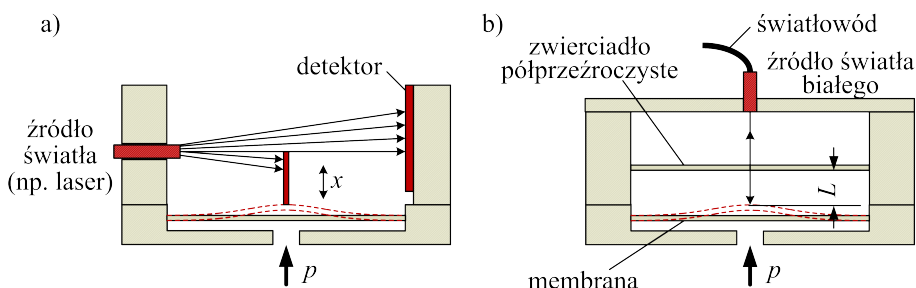
4.3. Metody pomiarów ciśnienia w medycynie

4.3.1. Optyczne przetworniki ciśnienia

Optyczne przetworniki ciśnienia wykorzystują wybrane zjawiska fizyczne i właściwości rozchodzenia się światła, takie jak: interferencja, dyfrakcja, polaryzacja, intensywność promieniowania, przesunięcie fazowe. W zależności od zastosowań pracują w zakresie światła widzialnego bądź niewidzialnego, którego transmisja jest prowadzona za pomocą światłowodów. Jako źródło promieniowania wykorzystywane jest światło monochromatyczne o wybranej

długości fali, polichromatyczne lub białe. Wykorzystywane jest światło spolaryzowane, np. emitowane przez lasery lub niespolaryzowane. Dlatego przetworniki optyczne, w zależności od zasady działania, często bywają nazywane światłowodowymi lub laserowymi.

Na rysunku 4.6a pokazano optyczny przetwornik ciśnienia, działający na zasadzie modulacji intensywności oświetlenia detektora. Strumień światła generowany na przykład przez źródło laserowe pada na detektor intensywności oświetlenia. Ugięcie membrany o wartość określoną zależnością (4.16) powoduje przesłonięcie części promieniowania i zmniejszenie wartości mierzonej przez detektor intensywności oświetlenia. Przez odpowiedni dobór punktu pracy membrany można zlinearyzować statyczną charakterystykę przetwarzania przetwornika.



Rysunek 4.6. Optyczne przetworniki ciśnienia: a) z modulacją intensywności światła; b) światłowodowy interferometryczny

Inny typ przetwornika optycznego przedstawiono na rysunku 4.6b. Jest to przetwornik wykorzystujący zjawisko fizyczne interferencji światła białego [31, 51]. Jako podstawę konstrukcji przyjęto interferometr Fabry'ego-Pérot. W przetworniku tworzona jest wnęka rezonansowa złożona z dwóch zwierciadeł: częściowo przepuszczalnego (półprzeźroczystego), które stanowi nieruchomą część wnęki, i ruchomego zwierciadła całkowicie odbijającego światło, które tworzone jest przez umieszczenie warstwy odbijającej na górnej, wewnętrznej części membrany. Doprowadzone przez światłowód światło białe jest zarówno odbijane na pierwszym, półprzepuszczalnym zwierciadle, jak i transmitowane przez niego do drugiego zwierciadła tworzonego przez górną powierzchnię membrany. Światło odbite od membrany wraca w tym samym kierunku i interferuje ze światłem odbitym uprzednio przez nieruchome, półprzepuszczalne zwierciadło. Długości dróg optycznych, jakie przebywają interferujące promienie fal światła, różnią się o $2 \cdot L$, dlatego pomiędzy falami występuje przesunięcie fazowe. Fazowym warunkiem zaistnienia rezonansu i powstania fali stojącej jest zapewnienie dodatniego sprzężenia zwrotnego, co zajdzie, jeżeli fala świetlna o długości λ po przejściu drogi $2 \cdot L$ będzie miała tę samą fazę, tzn.:

$$2 \cdot L = n \cdot \lambda \quad (4.33)$$

Zależność ta oznacza, że pomiędzy zwierciadłami na odcinku pomiarowym L musi się zmieścić n połówek fali:

$$L = n \cdot \frac{\lambda}{2} \quad (4.34)$$

Fala światła o długości λ spełniająca powyższy warunek będzie miarą mierzonej odległości L oraz równocześnie funkcją mierzonego ciśnienia p (4.16):

$$L = L_0 - x(\Delta p) \quad (4.35)$$

gdzie L_0 – odległość początkowa pomiędzy zwierciadłami, gdy na membranę nie działa różnica ciśnień $x(\Delta p = 0) = 0$.

Optyczne przetworniki ciśnienia charakteryzują się wysoką dokładnością (jako wzorzec pomiaru ugięcia membrany wykorzystywana jest długość fali), są odporne na zakłócenia elektromagnetyczne, mają szerokie, częstotliwościowe pasmo pracy istotne przy pomiarach ciśnień dynamicznych, a także jest możliwa ich miniaturyzacja, przez wykonanie w technologii MEMS [51]. Wersje przeznaczone do zastosowań medycznych osiągają wymiary rzędu 0,5 mm średnicy, co umożliwia wykorzystanie ich w inwazyjnych metodach pomiaru ciśnień krwi i płynów fizjologicznych. Wadą przetworników jest podatność na wpływ temperatury.

4.3.2. Metoda pomiaru ciśnienia statycznego krwi

Uzupełnieniem omówienia w poprzednich rozdziałach elektrycznych metod pomiaru ciśnienia, będzie przedstawienie zasady bezinwazyjnego pomiaru statycznego, skurczowego i rozkurczowego, ciśnienia tętniczego krwi metodą nieelektryczną. W literaturze nosi ona nazwę metody Korotkowa, będącej modyfikacją i rozszerzeniem metody Riva-Rocciego pomiaru ciśnienia skurczowego serca. Całkowite ciśnienie krwi jest sumą ciśnień statycznego i dynamicznego, zgodnie z (4.3), a całkowita energia E_C jest, w pewnym uproszczeniu, sumą energii potencjalnej i kinetycznej krwi [40]:

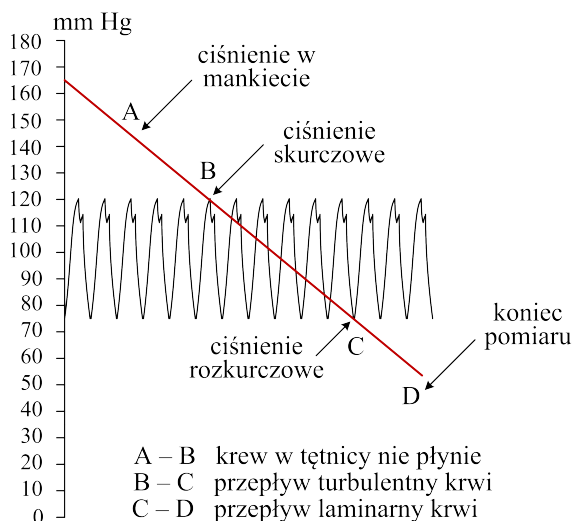
$$E_C = p_S \cdot V + \frac{mv^2}{2} \quad (4.36)$$

Energia potencjalna wynosi $p_S \cdot V$ i powstaje w wyniku skurczu komór serca, podczas którego wytworzone zostaje ciśnienie statyczne krwi p_S , a V jest objętością krwi. Energia kinetyczna jest natomiast związana z wyrzutem krwi z serca z prędkością v i powstaje kosztem części energii potencjalnej. Metoda Korotkowa umożliwia pomiar składowej statycznej ciśnienia.

W metodzie Korotkowa pomiaru ciśnienia stosowany jest przyrząd zwany sfigmomanometrem, który złożony jest z: manometru do pomiaru ciśnienia, mankietu z pompką, precyzyjnego zaworu spustowego powietrza i stetoskopu. Podobne elementy zawierają elektroniczne wersje sfigmomanometrów do automatycznego pomiaru ciśnienia krwi.

W pierwszej fazie pomiaru mankiety umieszczany jest na ramieniu, a następnie napełniany powietrzem za pomocą pompki, do wartości ciśnienia przekraczającego spodziewaną wartość ciśnienia skurczowego (rysunek 4.7). Proces ten kontrolowany jest za pomocą stetoskopu umieszczonego w linii tętnicy poniżej mankietu uciskowego. Następnie za pomocą zaworu spustowego powietrze wypuszczane jest powoli z mankietu. W miarę zbliżania się wartości ciśnienia powietrza w mankiecie do wartości ciśnienia statycznego krwi, coraz lepiej słyszalne za pomocą stetoskopu stają się szmery, zwane tonami lub okresami Korotkowa. W momencie zrównania się ciśnień (punkt B na charakterystyce) otwiera się światło tętnicy i rozpoczyna przepływ krwi. Ściśnięta tętnica nadal pełni funkcję ograniczającą przepływ (zwięźlenie pola przepływu), który ma w związku z tym charakter turbulentny. Zwiększona prędkość

przepływu krwi przez zwężoną tętnicę powoduje powstawanie zawirowań za przeszkodą, którym towarzyszą uderzenia krwi o ścianki naczynia krwionośnego, wywołujące powstawanie dobrze słyszalnych uderzeń, zgodnych z falą tętna. Moment rozpoczęcia przepływu krwi i pojawienia się głośniejszych tonów odpowiada wartości ciśnienia skurczowego (ciśnienia systolicznego).



Rysunek 4.7. Metoda Korotkowa pomiaru ciśnienia statycznego krwi

Prędkość przepływu krwi jest wtedy jeszcze niewielka, stąd energia całkowita krwi jest reprezentowana przez energię potencjalną i ciśnienie statyczne. Dalsze zmniejszanie ciśnienia w mankiecie uciskowym powoduje stopniowe zwiększanie światła tętnicy i zanik turbulentnego przepływu krwi, który stopniowo przechodzi w laminarny – krew przestaje uderzać w ścianki naczynia krwionośnego (punkt C na rysunku 4.7). Ciśnienie w mankiecie odpowiadające zanikowi tonów odpowiada ciśnieniu rozkurczowemu (ciśnienie diastoliczne).

ROZDZIAŁ 5

Pomiary temperatury

5.1. Podstawowe definicje i jednostki

Temperatura jest miarą stanu cieplnego danego ciała i zgodnie z definicją Maxwella [24] temperatura ciała określa jego zdolność do przekazywania ciepła innym ciałom. Odpowiada to uogólnionemu podejściu, wprowadzającemu pojęcie zmiennych spadku i przepływu. Tak, jak w przypadku opisu zjawisk elektrycznych można przypisać napięciu sens zmiennej spadku, a prądowi elektrycznemu (przepływ ładunku w czasie) zmiennej przepływu, tak w przypadku opisu zjawisk cieplnych można przypisać temperaturze sens zmiennej spadku, a mocy cieplnej (przepływ ilości ciepła w czasie) zmiennej przepływu. Napięcie i prąd elektryczny są w tym przypadku analogiami elektrycznymi zjawisk cieplnych opisanych przez temperaturę i moc cieplną. Interpretacja taka zgodna jest ze zjawiskiem fizycznym przepływu ciepła od ciała o temperaturze wyższej do ciała o temperaturze niższej. Na przełomie XVI i XVII wieku podejmowano pierwsze próby konstrukcji przyrządów do pomiaru temperatury. Bazowały one przeważnie na wykorzystaniu zjawiska zmiany ciśnienia lub objętości (termoskop Galileusza, który właściwie wykrywał zmiany temperatury, czy wprowadzenie przez Halleya rtęci jako cieczy termometrycznej) w funkcji temperatury.

Potrzeba ilościowego określenia wartości temperatury doprowadziła do zdefiniowania w pierwszej połowie XVIII wieku, najpierw przez Fahrenheita, a później przez Celsjusza, pierwszych skal temperaturowych. Obydwe mają charakter skal interwałowych (przedziałowych),

w których obowiązuje relacja równoważności i ściśle uporządkowanie stanów i interwałów stanów. Skale te pozwalają porównywać temperatury (obowiązują matematyczne operacje dodawania i odejmowania oraz logiczne operacje większości, mniejszości i równości), można określać, która temperatura jest większa (lub mniejsza) i o ile. Skala Celsjusza posiada dwa punkty określające skalę (0°C oraz 100°C), a skala Fahrenheita (0°F i 96°F), przy czym zera przyjęte są w tych skalach czysto umownie. Nie są to skale bezwzględne, ilorazowe, stąd nie można mówić, ile razy jedna temperatura jest większa (lub mniejsza) od drugiej, takie określenia nie mają uzasadnienia fizycznego.

Charakter skali ilorazowej – w przypadku której obowiązuje relacja równoważności, ściśle uporządkowanie stanów, interwałów oraz ilorazów stanów (oprócz operacji matematycznych i relacji obowiązujących dla skali interwałowej dodatkowo obowiązuje również operacja dzielenia) – ma termodynamiczną, bezwzględną skalę temperatur. Skala ta ma jeden stały punkt temperaturowy, tzw. temperaturę zera bezwzględnego (w której, według mechaniki klasycznej, ruch cząsteczek całkowicie ustaje), a jako jednostkę temperatury termodynamicznej przyjęto **kelwin**, który stanowi $1/273,16$ temperatury termodynamicznej punktu potrójnego wody. Według tej definicji 1°C jest równy jednemu kelwinowi 1 K. Kelwin przyjęto jako podstawową jednostkę w układzie jednostek SI.

W tabeli 5.1 zestawiono zależności umożliwiające wzajemne przeliczanie temperatur wyrażonych w różnych jednostkach.

Tabela 5.1. Zależności pomiędzy jednostkami temperatury

	$x [^{\circ}\text{C}]$	$x [^{\circ}\text{F}]$	$x [\text{K}]$
$y [^{\circ}\text{C}] =$	–	$\frac{5}{9} \cdot (x - 32)$	$x - 273,16$
$y [^{\circ}\text{F}] =$	$1,8 \cdot x + 32$	–	$1,8 \cdot (x - 273,16) + 32$
$y [\text{K}] =$	$x + 273,16$	$\frac{5}{9} \cdot (x - 32) + 273,16$	–

Do odtwarzania skali temperatur stosuje się ustanowioną w roku 1990 Międzynarodową Skalę Temperatur MST-90. Zawiera ona stałe punkty termometryczne, które są związane z występowaniem określonych zjawisk fizycznych, zestawiono je w tabeli 5.2. Wymienione w tabeli punkty potrójne określają wartość temperatury, w której dany pierwiastek współistnieje w trzech stanach fizycznych: stałym, ciekłym i gazowym.

Do pomiaru temperatury stosuje się różne metody i przetworniki, zarówno z wyjściem nieelektrycznym, jak i elektrycznym. Ze względu na sposób przenoszenia ciepła (promieniowanie, przewodzenie) metody elektryczne dzieli się na bezstykowe (do których wykorzystuje się pirometry) oraz stykowe. Wśród przyrządów stosowanych w metodach stykowych wyróżnić można: generacyjne czujniki termoelektryczne oraz parametryczne czujniki termorezystancyjne metalowe i półprzewodnikowe, a także wykorzystujące zależność parametrów złącza p - n od temperatury w tzw. termometrach złączowych. Należy pamiętać, że mierzona jest zawsze temperatura termometru, a nie obiektu, stąd istotne jest zapewnienie takich warunków wymiany ciepła pomiędzy termometrem i obiektem, aby jak najszybciej i z wymaganą dokładnością osiągnął on mierzoną temperaturę obiektu.

Tabela 5.2. Stałe punkty termometryczne zgodnie z MST-90

Punkt skali termometrycznej	Temperatura [K]
punkt równowagi par helu	3 ÷ 5
punkt potrójny wodoru w równowadze	13, 8033
punkt wrzenia wodoru pod ciśnieniem 33330, 6 Pa	17
punkt wrzenia wodoru w równowadze	20, 3
punkt potrójny neonu	24, 5561
punkt potrójny tlenu	54, 3584
punkt potrójny argonu	83, 8058
punkt potrójny rtęci	234, 3156
punkt potrójny wody	273, 16
punkt topnienia galu	302, 9146
punkt krzepnięcia indu	429, 7485
punkt krzepnięcia cyny	505, 078
punkt krzepnięcia cynku	692, 677
punkt krzepnięcia aluminium	933, 473
punkt krzepnięcia srebra	1234, 93
punkt krzepnięcia złota	1337, 33
punkt krzepnięcia miedzi	1357, 77

Stosowanie różnych typów przetworników temperatury związane jest z oczekiwaniem użytkowników co do dokładności i powtarzalności działania przetworników, zakresem mierzonych temperatur, warunkami technologicznymi pomiaru, dynamiką zmienności mierzonej temperatury.

Czujniki termoelektryczne charakteryzują się szerokim zakresem mierzonych temperatur, nawet do 1800°C, niezłą liniowością charakterystyki statycznej oraz dynamiką przetwarzania i generacyjnym charakterem pracy, dzięki czemu czujniki te nie wymagają zasilania. Wadą stosowania termometrów termoelektrycznych jest fakt, iż właściwie służą one do pomiaru różnicy temperatur, a wyznaczenie mierzonej temperatury spójny pomiarowej wymaga znajomości temperatury głowicy termoelementu. Czujniki termorezystancyjne metalowe wykonywane są przeważnie z platyny, co zapewnia zakres mierzonych temperatur w granicach od –200°C do 800°C, a nawet 1000°C, dobrą liniowość, bardzo dobrą dokładność, stabilność pracy i powtarzalność statycznej charakterystyki przetwarzania oraz odporność na wchodzenie w reakcje chemiczne. Czujniki termorezystancyjne półprzewodnikowe (nazywane termistorami) charakteryzują się dużą czułością, lecz silną nieliniowością charakterystyki przetwarzania (charakter wykładniczy), słabą powtarzalnością parametrów seryjnie wytwarzanych termistorów, stosunkowo niskim zakresem mierzonych temperatur (do ok. 300°C). Dlatego stosowane są one

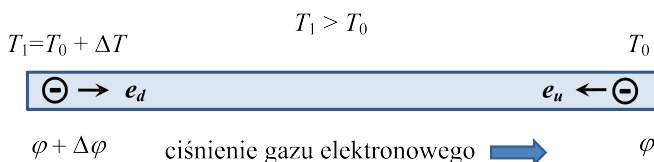
w wąskich zakresach pomiarowych, głównie w regulatorach temperatury. Złączone czujniki temperatury mają stosunkowo niski, wynikający z właściwości półprzewodników, zakres pomiarowy sięgający 150°C , dobrą dokładność, liniowość charakterystyki, niską cenę.

Bezstykowe metody pomiaru temperatury bazują na wykorzystaniu widma promieniowania temperaturowego i prawie Stefana–Boltzmann’a. Umożliwiają zdalny pomiar temperatury, w tym w miejscach trudno dostępnych, niebezpiecznych, ale dokładność pomiaru zależy od właściwości obiektu pomiaru wyrażonej przez współczynnik emisyjności. Przeznaczone są do pomiarów temperatury w zakresie wysokich temperatur. Przetworniki tego typu nazywane są pirometrami. Ich rozszerzeniem są, działające na tej samej zasadzie, kamery termowizyjne, służące do temperaturowego obrazowania większych powierzchniowo obszarów, wyznaczania rozkładów temperatury, które dobrze nadają się do celów diagnostycznych.

5.2. Czujniki termoelektryczne

Zasada działania termoelektrycznych czujników temperatury wykorzystuje odkryte przez T.J. Seebecka zjawisko termoelektryczne. Zaobserwował on, że w obwodzie złożonym z dwóch różnych metali, których połączone końce znajdują się w różnych temperaturach, płynie prąd elektryczny. W wyniku analizy procesów fizycznych zachodzących w obwodzie wykazano, że w metalach występują dwa podstawowe zjawiska. Pierwsze polega na powstawaniu napięcia termoelektrycznego wzdłuż przewodnika, którego końce znajdują się w różnych temperaturach, drugie na powstawaniu napięcia na styku dwóch różnych metali spowodowanego różną koncentracją elektronów.

Przyjmijmy do opisu zjawisk zachodzących w przewodniku pojęcie gazu elektronowego jako analogię modelu gazu doskonałego. Na rysunku 5.1 pokazano przewodnik, którego końce znajdują się w różnych temperaturach.



Rysunek 5.1. Zjawisko termoelektryczne w przewodniku – efekt Seebecka

Wzdłuż przewodnika ustali się gradient temperatury w zakresie od T_1 do T_0 , któremu towarzyszyć będzie również różna wartość ciśnienia gazu elektronowego, wyższa w obszarze przewodnika o wyższej temperaturze T_1 . Na skutek różnicy ciśnień gazu elektronowego wystąpi efekt dyfuzji elektronów, w wyniku którego pomiędzy końcami przewodnika powstanie różnica potencjałów.

Powstałe w ten sposób pole elektryczne spowoduje przepływ części elektronów w kierunku przeciwnym do kierunku dyfuzji, wywołując tzw. prąd unoszenia. Dla określonej różnicy temperatury pomiędzy końcami przewodnika ustali się równowaga, której odpowiadać będzie różnica potencjałów $\Delta\varphi$.

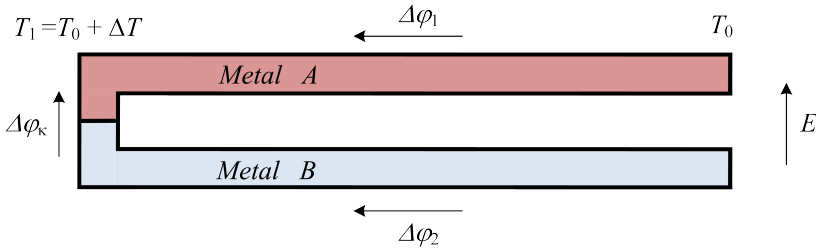
Zależność tę wyraża równanie:

$$\Delta\varphi = S_T \cdot \Delta T = S_T \cdot (T_1 - T_0) \quad (5.1)$$

gdzie S_T – współczynnik Seebecka metalu w temperaturze T będącej średnią temperaturą przewodnika (średnia arytmetyczna temperatur T_1 i T_0).

W celu wyznaczenia temperatury niezbędny jest zatem pomiar różnicy potencjałów, który nie jest możliwy w układzie pokazanym na rysunku 5.1. Podłączenie woltomierza do końców przewodnika za pomocą dodatkowych przewodów spowoduje bowiem podgrzanie końca przewodu połączonego z końcem przewodnika o wyższej temperaturze i powstanie w nim dodatkowego źródła napięcia termoelektrycznego.

Pomiar temperatury wymaga zastosowania dodatkowego przewodnika, wykonanego z innego metalu i utworzenia pary dwóch różnych metali, złączonych jednym końcem, nazywanym spoiną pomiarową. Pozostałe końce nazywane są wolnymi końcami termoelementu (czasami można spotkać wychodzącą z użycia nazwę „termopara”, pochodzącą od pary metali) i tworzą tzw. głowicę termometru termoelektrycznego (rysunek 5.2).



Rysunek 5.2. Złącze termoelektryczne dwóch różnych metali

Wzdłuż każdego z przewodników wykonanych z metali A i B powstaną, zgodnie z (5.1), przeciwnie skierowane różnice potencjałów o wartościach:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_1 &= S_{TA} \cdot \Delta T \\ \Delta\varphi_2 &= S_{TB} \cdot \Delta T \end{aligned} \quad (5.2)$$

gdzie S_{TA} i S_{TB} – współczynniki Seebecka, odpowiednio, metalu A i B, w średniej dla każdego metalu temperaturze T .

Dodatkowo na styku metali A i B, wskutek różnej koncentracji nośników ładunku, występuje różnica ciśnienia gazu elektronowego i dochodzi do dyfuzji elektronów (podobne zjawisko jak w przypadku dyfuzji i unoszenia elektronów wzdłuż przewodnika, tylko tutaj spowodowane nie różnicą temperatury, lecz różną koncentracją nośników ładunku) oraz w efekcie zmiany koncentracji elektronów n_A i n_B .

W wyniku tego na styku metali powstaje różnica potencjałów $\Delta\varphi_\kappa$:

$$\Delta\varphi_\kappa = \frac{k \cdot T_1}{e} \cdot \ln \frac{n_A}{n_B} \quad (5.3)$$

gdzie:

- k – stała Boltzmanna,
- e – ładunek elektronu,
- T_1 – temperatura spoiny wyrażona w skali bezwzględnej,
- n_A, n_B – koncentracja nośników ładunku w metalu A i B.

Do wolnych końców termoelementu, znajdujących się w temperaturze T_0 podłączany jest przyrząd pomiarowy (rysunek 5.3) za pomocą dodatkowych przewodów wykonanych z metalu C (najczęściej są to przewody lub zaciski miernika wykonane z miedzi), i jeżeli ich temperatura na styku z metalami A i B będzie identyczna, to mierzona wartość napięcia E wyniesie:

$$E = \Delta\varphi_2 - \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_{\kappa,AB} + \Delta\varphi_{\kappa,BC} + \Delta\varphi_{\kappa,CA} \quad (5.4)$$

Po uwzględnieniu w równaniu (5.4) zależności (5.2) oraz (5.3) otrzymujemy:

$$E = (S_{TB} - S_{TA}) \cdot \Delta T + \frac{k \cdot T_1}{e} \cdot \ln \frac{n_A}{n_B} + \frac{k \cdot T_0}{e} \cdot \ln \frac{n_B}{n_C} + \frac{k \cdot T_0}{e} \cdot \ln \frac{n_C}{n_A} \quad (5.5)$$

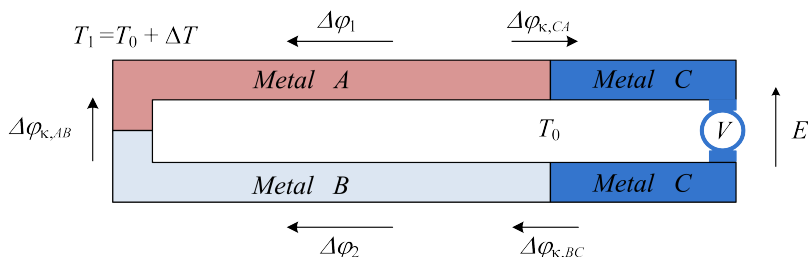
Po przekształceniu równania (5.5) uzyskamy:

$$E = (S_{TB} - S_{TA}) \cdot \Delta T + \frac{k \cdot T_1}{e} \cdot \ln \frac{n_A}{n_B} - \frac{k \cdot T_0}{e} \cdot \ln \frac{n_A}{n_B} \quad (5.6)$$

skąd ostatecznie otrzymujemy:

$$E = \left[(S_{TB} - S_{TA}) + \frac{k}{e} \cdot \ln \frac{n_A}{n_B} \right] \cdot \Delta T = S_{T A,B} \cdot \Delta T \quad (5.7)$$

gdzie $S_{T A,B}$ – wypadkowy współczynnik Seebecka pomiędzy metalami A i B w średniej temperaturze T .



Rysunek 5.3. Złącze termoelektryczne – trzeci metal

Współczynnik Seebecka metali jest w ogólnym przypadku nieliniową funkcją temperatury, co powoduje, że charakterystyka statyczna termoelementu, tj. zależność napięcia E od różnicy

temperatur ΔT , będzie również nieliniowa. W przypadku konieczności określenia dokładnej wartości funkcji przetwarzania aproksymuje się wartość współczynnika Seebecka za pomocą wielomianowej funkcji temperatury [43].

Na podstawie zależności (5.7) widać, że napięcie termoelektryczne jest funkcją różnicy temperatur, spoiny pomiarowej i wolnych końców oraz współczynnika Seebecka pomiędzy metalami A i B, dla średniej temperatury T przewodników. Napięcie to nie zależy od parametrów trzeciego metalu C. Wniosek ten jest słuszny, przy spełnieniu przyjętego w trakcie wyprowadzania równania założenia, że temperatura obydwu wolnych końców termoelementu jest identyczna – na rysunku 5.3 są to końcówki metali A i B w temperaturze T_0 . Wniosek ten stanowi również podstawę do sformułowania **prawa trzeciego metalu** [24]:

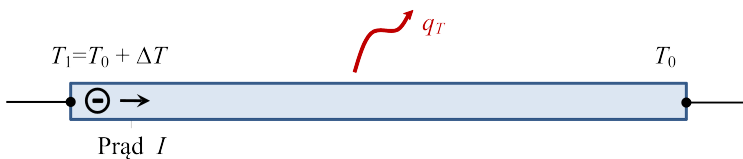
Jeżeli do pary metali A i B dołączymy trzeci metal C (lub kolejne metale czwarty D, piąty E ...), to wypadkowa siła termoelektryczna nie ulegnie zmianie, jeśli końce metalu C (D, E, ...) znajdują się w tej samej temperaturze.

Prawo to stanowi podstawę projektowania układów pomiarowych z wykorzystaniem czujników termoelektrycznych.

Oprócz omówionego zjawiska Seebecka w termoelemencie zachodzą dodatkowe procesy w przypadku, gdy przez złącze termoelektryczne przepływa prąd elektryczny. Zjawiska te zaobserwowane zostały i wyjaśnione od strony fizycznej przez W. Thomsona i J.Ch. Peltiera i stanowią podstawę tzw. odwrotnego zjawiska termoelektrycznego. Efekt termoelektryczny opisany przez Thomsona dotyczy przypadku, gdy przez przewodnik, w którym istnieje gradient temperatury, przepływa prąd elektryczny (rysunek 5.4). Niezależnie od ciepła Joule’a proporcjonalnego do kwadratu przepływającego prądu I powoduje on wydzielanie dodatkowego ciepła (ogrzewanie przewodnika) lub pochłanianie ciepła (ochładzanie przewodnika) zależnie od kierunku przepływającego prądu w stosunku do kierunku gradientu temperatury. Wartość wywołanego zjawiskiem termoelektrycznym strumienia ciepła q_T jest proporcjonalna do prądu I oraz różnicy temperatur ΔT :

$$q_T = -\mu_T \cdot I \cdot \Delta T \quad (5.8)$$

gdzie μ_T – współczynnik Thomsona.



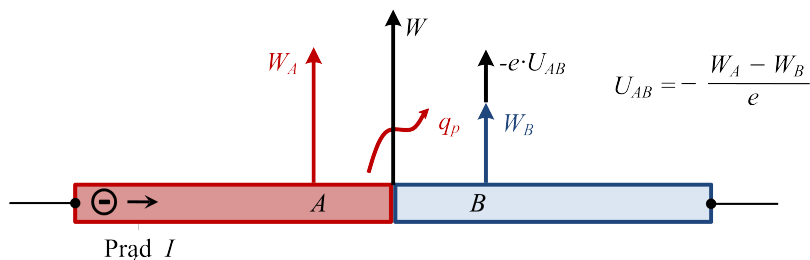
Rysunek 5.4. Zjawisko termoelektryczne – efekt Thomsona

Efekt termoelektryczny opisany przez Peltiera dotyczy przypadku, gdy zostanie wymuszony przepływ prądu przez złącze dwóch różnych metali (rysunek 5.5). Na elektrony znajdujące się w pobliżu złącza będzie działało dodatkowe pole elektryczne i będą one w zależności od kierunku tego pola przyspieszane lub opóźniane. W ten sposób elektrony oddają lub pobierają energię z poszczególnych części złącza, powodując ich ogrzewanie lub chłodzenie, a ilość energii wyemitowanej lub pochłoniętej $e \cdot U_{AB}$ jest równa różnicy prac wyjścia W_A i W_B metali A i B.

Strumień ciepły q_P wydzielany lub pochłaniany (zależnie od kierunku prądu) w złączu jest proporcjonalny do prądu I :

$$q_P = \Pi_{A,B} \cdot I \quad (5.9)$$

gdzie $\Pi_{A,B}$ – współczynnik Peltiera pomiędzy metalami A i B.



Rysunek 5.5. Zjawisko termoelektryczne – efekt Peltiera

Pomiędzy współczynnikami Peltiera, Seebecka i Thomsona istnieje prosta zależność, podana przez Thomsona (Lord Kelvin):

$$\Pi = S_T \cdot \mu_T \quad (5.10)$$

Zjawisko Peltiera ma charakter dominujący w odwrotnym efekcie termoelektrycznym, które znajduje zastosowanie w konstrukcji tzw. pomp ciepłych, zwanych pompami lub modułami Peltiera. Nazwa „pompa ciepła” wynika z zasady działania modułów termoelektrycznych, w których właściwie dochodzi do efektu pompowania ciepła. W zależności od kierunku przepływającego prądu, z jednej strony złącza termoelektrycznego ciepło jest pochłaniane (ochładzanie tej strony złącza), natomiast z drugiej emitowane (ogrzewanie tej strony złącza).

Dla celów pomiarowych w termometrze termoelektrycznym decydujące znaczenie ma zjawisko Seebecka. Praktycznie brak przepływu prądu przy przetwarzaniu napięcia generowanego w termoelemencie czyni zjawiska Thomsona i Peltiera nieistotnymi z punktu widzenia pomiarów temperatury.

Termometry wykorzystujące zjawisko termoelektryczne umożliwiają wyznaczenie różnicy temperatur: spójny pomiarowej T_x i wolnych końców T_0 . Budowane są z dwóch różnych metali, dobieranych w taki sposób, aby współczynniki Seebecka zastosowanych metali maksymalnie różniły się między sobą, zgodnie z równaniem (5.7). Typowe wartości napięć wyjściowych termoelementów osiągają wartości rzędu mikro- do miliwoltów, zależnie od rodzaju termoelementu i wartości mierzonej temperatury. Dlatego wymagają one stosowania w torze pomiarowym wzmacniaczy napięciowych.

W tabeli 5.3 pokazano, zgodne z normami, przykładowe oznaczenia termometrów termoelektrycznych za pomocą dużych liter, kombinacje metali oraz stopów stosowanych w budowie znormalizowanych termometrów termoelektrycznych, zakresy mierzonych temperatur, a także wartości współczynników Seebecka w temperaturze 25°C [43]. Na etapie produkcji metale

łączone są jednym końcem trwale przez spawanie, walcowanie lub zgrzanie. Przewody termoelementów umieszczane są w osłonach metalowych umożliwiających łatwy montaż w układzie pomiarowym, zapewniają trwałość, ochronę jak również dobre przewodnictwo cieplne.

Tabela 5.3. Zestawienie typowych termometrów termoelektrycznych

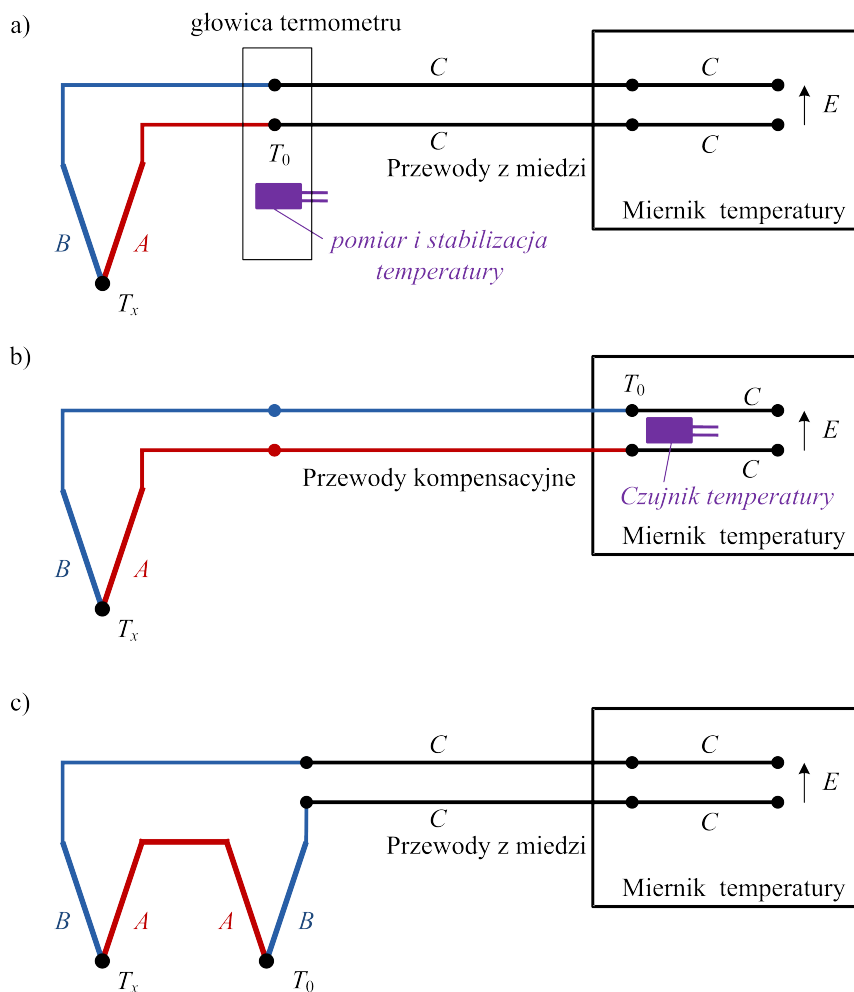
Typ termoelementu	Oznaczenie	Zakres mierzonych temperatur [°C]	$S_{T_{A,B}}$ w 25°C [μV/°C]
Cu – CuNi	T	–200 ÷ 500	41
Fe – CuNi	J	–40 ÷ 1000	52
NiCr – CuNi	E	–200 ÷ 800	61
PtRh(10%) – Pt	S	0 ÷ 1300	6
PtRh(13%) – Pt	R	0 ÷ 1300	9
PtRh(30%) – PtRh(6%)	B	600 ÷ 1800	–
NiCr – NiAl	K	–40 ÷ 1000	41

Na rysunku 5.6 pokazano przykłady układów pomiarowych z zastosowaniem termoelementów. Rysunek 5.6a ilustruje połączenia termoelementu z miernikiem temperatury, przy założeniu, że zbyt krótkie przewody termoelementu wymagają zastosowania przewodów przedłużających, w przykładzie na rysunku zastosowano typowe przewody z miedzi. Jako miernik temperatury może być zastosowany odpowiednio wyskalowany zwykły miliwoltomierz czy wzmacniacz napięcia z woltomierzem analogowym lub cyfrowym. Najbardziej zaawansowane układy zawierają też mikrosterownik, który umożliwia korektę nieliniowości czujnika (spowodowaną zależnością współczynnika Seebecka od temperatury), automatyczną korektę temperatury wolnych końców, ewentualnie również układy automatycznej regulacji temperatury itp. Przedstawiony układ pomiarowy wymaga umieszczenia głowicy termometru w termostacie w celu zapewnienia warunku stałej, znanej i jednakowej dla obydwu wolnych końców termoelementu temperatury T_0 . Taki układ pomiarowy wymaga odpowiedniego oddalenia termostatyзовanych wolnych końców termometru od potencjalnego źródła wysokiej, mierzonej temperatury.

Bardziej praktyczny układ przedstawiono na rysunku 5.6b, gdzie do połączenia termoelementu z miernikiem zastosowano przewody kompensacyjne. Są to przewody wykonane z takiego samego metalu co termoelementy z tanich metali lub z metali przewidzianych w odpowiednich normach do wykorzystania zamiast metali drogich. Przedstawiony sposób połączenia czujnika termoelektrycznego powoduje, że wolne końce termoelementu przeniesione zostają do punktów przyłączenia czujnika w mierniku. Temperatura wewnątrz miernika jest niska, stabilna, łatwo zapewnić warunek jednakowej temperatury na obydwu końcach termoelementu. Niezbędny jest jednak jej pomiar w celu wyznaczenia mierzonej temperatury T_x .

Na rysunku 5.6c pokazano układ do pomiaru różnicy temperatur, w którym wykorzystano dwa, połączone przeciwsobnie, termometry termoelektryczne. W przypadku termostatażacji temperatury odniesienia T_0 , na przykład w mieszaniu wody z lodem (możliwe właściwie tylko w warunkach laboratoryjnych), mierzone napięcie E jest proporcjonalne do mierzonej temperatury T_x .

Oprócz drogich, zbudowanych na bazie układów mikroprocesorowych, cyfrowych mierników współpracujących z termoelementami można zastosować tańsze rozwiązania, używając analogowych układów scalonych przeznaczonych do współpracy z określonymi typami termoelementów. Najczęściej są to termoelementy o zastosowaniach przemysłowych typu J i K . Układy scalone zawierają wbudowany wzmacniacz, półprzewodnikowy, złączowy czujnik temperatury wolnych końców termoelementu wraz z korekcją tej temperatury, układ linearyzacji charakterystyki statycznej, dobór zakresu pomiarowego za pomocą rezystorów zewnętrznych oraz standaryzowane napięciowe wyjście w zakresie $0 \div 10$ V.



Rysunek 5.6. Schemat układu pomiarowego z termometrem termoelektrycznym: a) głowica termoelementu na zewnątrz miernika; b) zastosowanie przewodów kompensacyjnych; c) pomiar różnicy temperatur

5.3. Czujniki termorezystancyjne metalowe

W metalowych czujnikach rezystancyjnych temperatury wykorzystywane jest zjawisko fizyczne zmiany rezystancji metali w funkcji temperatury. Do najczęściej stosowanych należą metale: platyna (Pt), nikiel (Ni), miedź (Cu), których charakterystyki i właściwości metrologiczne są ujęte w odpowiednich normach [44]. Sposób oznaczania czujników temperatury jest związany z rodzajem zastosowanego metalu oraz wartością rezystancji czujnika R_0 w temperaturze odniesienia T_0 , którą dla termorezystorów przyjmuje się jako $T_0 = 0^\circ\text{C}$. Stąd oznaczenia:

$$R_0 = \begin{cases} 100 \, \Omega & \text{oznaczenie: Pt100, Ni100, Cu100} \\ 500 \, \Omega & \text{oznaczenie: Pt500, Ni500, Cu500} \\ 1000 \, \Omega & \text{oznaczenie: Pt1000, Ni1000, Cu1000} \end{cases} \quad (5.11)$$

W praktyce, zgodnie z normą, stosowane są dwie klasy dokładności termorezystorów: A i B, związane z dokładnością wykonania rezystora termometrycznego, na przykład w odniesieniu do czujnika Pt100 określają dokładność uzyskania rezystancji $100 \, \Omega$ w temperaturze 0°C . Klasa A oznacza dokładność wykonania rezystancji, w przeliczeniu na temperaturę, która zapewnia pomiar temperatury 0°C z błędem nie większym niż $0,15^\circ\text{C}$, a klasa B $0,3^\circ\text{C}$.

Zależność rezystancji R_T czujników w funkcji temperatury ma w ogólnym przypadku charakter nieliniowy i określana jest eksperymentalnie. W przypadku czujników platynowych aproksymuje się ją funkcją wielomianową, która zgodnie z normą [44] ma postać:

- w zakresie temperatur ujemnych od -200°C do 0°C :

$$R_T = R_0 \cdot [1 + A \cdot T + B \cdot T^2 + C \cdot (T - 100^\circ\text{C}) \cdot T^3] \quad (5.12)$$

- w zakresie temperatur dodatnich od 0°C do 850°C :

$$R_T = R_0 \cdot (1 + A \cdot T + B \cdot T^2) \quad (5.13)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} R_0 & - \text{rezystancja termometru w temperaturze } 0^\circ\text{C}, \\ T & - \text{temperatura w skali Celsjusza}, \\ A & = 3,9083 \cdot 10^{-3} \, ^\circ\text{C}^{-1}, \\ B & = -5,775 \cdot 10^{-7} \, ^\circ\text{C}^{-2}, \\ C & = -4,183 \cdot 10^{-12} \, ^\circ\text{C}^{-4}. \end{aligned}$$

Dodatkowo w zakresie temperatur od 0°C do 100°C charakterystykę eksperymentalną aproksymuje się funkcją liniową:

$$R_{Tl} = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot T) \quad (5.14)$$

gdzie $\alpha = 0,00385 \, ^\circ\text{C}^{-1}$ – współczynnik temperaturowy platyny.

Współczynnik temperaturowy zmian rezystancji definiowany jest jako względna zmiana rezystancji wywołana zmianą temperatury:

$$\alpha = \frac{dR_T}{R_T \cdot dT} \quad (5.15)$$

Po przejściu do przyrostów w zakresie liniowej aproksymacji od 0°C do 100°C otrzymamy:

$$\alpha = \frac{\Delta R_T}{R_0 \cdot \Delta T} = \frac{R_T - R_0}{R_0 \cdot (T - T_0)} \quad (5.16)$$

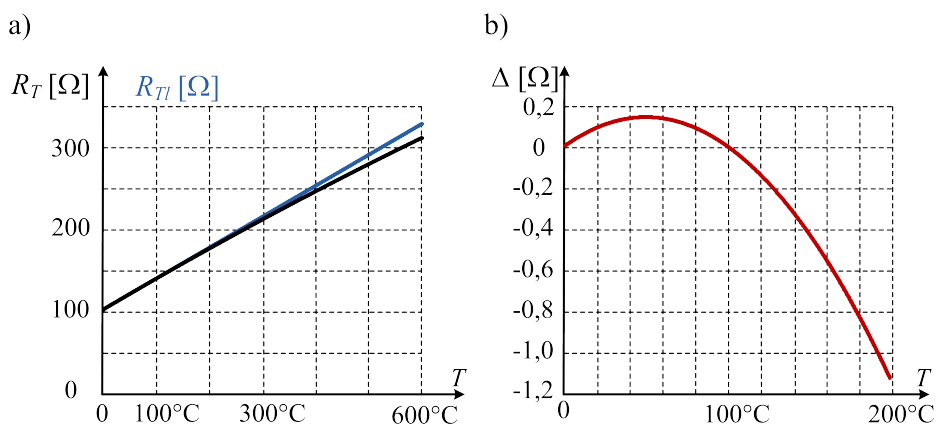
co w zakresie temperatur od $T_0 = 0^\circ\text{C}$ do $T = 100^\circ\text{C}$, dla czujnika platynowego Pt100, w przypadku którego $R_0 = 100 \, \Omega$, daje zależność zgodną z przekształconym równaniem (5.14):

$$\alpha = \frac{R_{100} - R_0}{100 \cdot R_0} \quad (5.17)$$

Na rysunku 5.7a przedstawiono przykładowy przebieg charakterystyki termorezystora Pt100 w zakresie od 0°C do 600°C oraz jego liniową aproksymację, zgodnie z (5.14), a na rysunku 5.7b przebieg zależności błędu aproksymacji:

$$\Delta = R_T - R_{Tl} \quad (5.18)$$

Przebieg błędu aproksymacji pokazuje, że obydwie aproksymacje, nieliniowa (5.13) i liniowa (5.14), są zbieżne w temperaturach 0°C i 100°C , a w przedziale tych temperatur różnica rezystancji osiąga wartość maksymalną $0,15 \, \Omega$, co w przeliczeniu daje maksymalny błąd temperaturowy $0,39^\circ\text{C}$. Powyżej temperatury 100°C błąd aproksymacji liniowej szybko rośnie i w temperaturze 200°C osiąga wartość $-1,15 \, \Omega$, co w przeliczeniu odpowiada błędowi temperaturowemu -3°C .



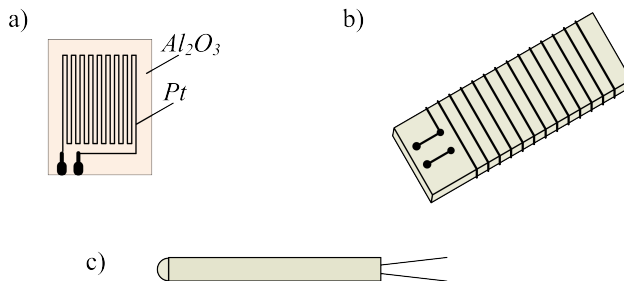
Rysunek 5.7. Charakterystyka termorezystora Pt100: a) zależność rezystancji od temperatury dla aproksymacji funkcją liniową R_{Tl} zgodnie z (5.14) i nieliniową R_T (5.13); b) różnica Δ rezystancji wynikających z aproksymacji zgodnie z (5.18)

W tabeli 5.4 zestawiono parametry produkowanych termometrów rezystancyjnych, wyszczególniono materiały, zakresy pomiarowe oraz współczynniki temperaturowe. Na podstawie współczynnika α można stwierdzić, że największą czułość ma czujnik temperatury wykonany z niklu, najniższą czujnik z platyny, natomiast wynikający z właściwości fizycznych metali zakres pomiarowy jest najszerszy w przypadku platyny. Czujniki platynowe znajdują największe zastosowanie właśnie z powodu szerokiego zakresu pomiarowego, wysokiej dokładności, bardzo dobrej powtarzalności i stabilności parametrów, odporności na reakcje chemiczne (na przykład miedź, w przeciwieństwie do platyny, łatwo się utlenia, przez co zmienia swoje parametry metrologiczne).

Tabela 5.4. Zestawienie termometrów rezystancyjnych metalowych

Materiał	Zakres pomiarowy [°C]	α [°C ⁻¹]	$\frac{R_{100}}{R_0}$
Platyna	-270 ÷ 1000	0,00385	1,385
Nikiel	-60 ÷ 180	0,00617	1,617
Miedź	-50 ÷ 150	0,00425	1,425

Przykłady realizacji rezystancyjnych czujników temperatury pokazano na rysunku 5.8. Czujniki cienkowarstwowe wykonywane są przez napyłanie platyny na podłoże ceramiczne wykonane najczęściej z alundu (tlenek aluminium Al_2O_3), dzięki zastosowanej technologii mogą one osiągać miniaturowe wymiary. Czujniki wykonywane z drutu platynowego nawijanego na korpusach i zabudowywane w osłonach metalowych lub ceramicznych znajdują zastosowanie w warunkach przemysłowych. Charakteryzują się one większymi wymiarami i przez to gorszymi właściwościami dynamicznymi, istotnymi przy pomiarach temperatur zmiennych w czasie.



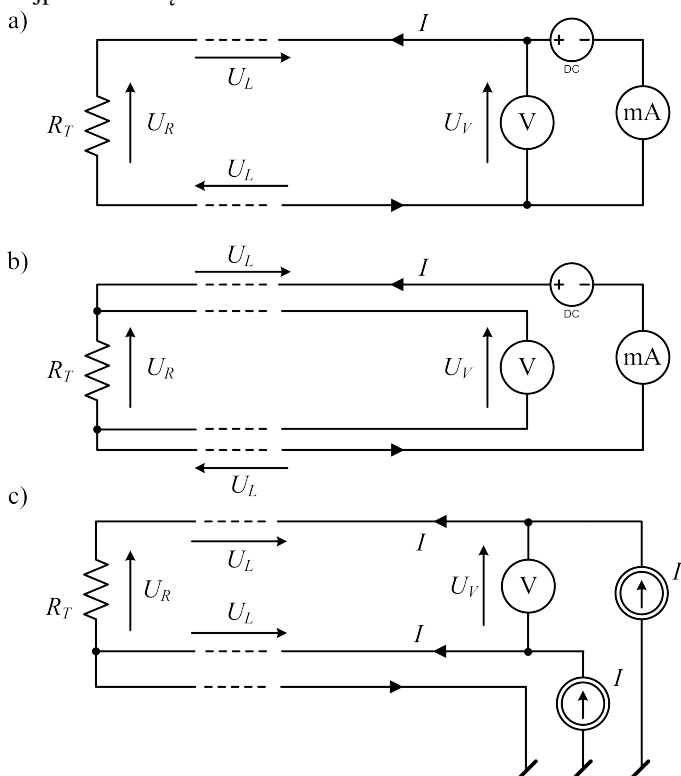
Rysunek 5.8. Przykłady termorezystancyjnych metalowych czujników temperatury: a) czujnik cienkowarstwowy na podłożu ceramicznym; b) czujnik z nawiniętym drutem platynowym na korpusie; c) czujnik w osłonie ceramicznej

Rozpatrzmy kwestię czułości czujników temperatury i wyznaczmy wartość zmiany rezystancji przetwornika odpowiadającą zmianie temperatury o 1°C.

Korzystając z zależności (5.16), otrzymujemy dla czujnika platynowego Pt100:

$$\frac{\Delta R_T}{\Delta T} = R_0 \cdot \alpha = 100 \, \Omega \cdot 0,00385^\circ\text{C}^{-1} = 0,385 \, \Omega \cdot ^\circ\text{C}^{-1} \quad (5.19)$$

Oznacza to, że zmiana temperatury o 1°C powoduje zmianę rezystancji czujnika o $0,385 \, \Omega$ przy liniowej aproksymacji w zakresie od 0°C do 100°C . W celu wyznaczenia temperatury należy zmierzyć rezystancję czujnika. Błąd pomiaru rezystancji o $0,385 \, \Omega$ spowodowany niedokładnością miernika, bądź błędem zastosowanej metody pomiarowej, na przykład przez nieuwzględnienie rezystancji przewodów łączących czujnik z przyrządem pomiarowym, będzie powodował błąd 1°C wyznaczenia mierzonej temperatury. Dlatego istotną rolę w pomiarach temperatury z zastosowaniem termorezystorów metalowych odgrywa wybór odpowiedniej metody pomiarowej rezystancji. Na rysunku 5.9 pokazano metody: dwuprzewodową, cztero-przewodową i trójprowadową.



Rysunek 5.9. Układy pomiarowe z czujnikami termorezystancyjnymi: a) układ dwuprzewodowy; b) układ czteroprzewodowy; c) układ trójprowadowy

W układzie dwuprzewodowym wartość mierzonej rezystancji wynosi:

$$R_x = \frac{U_V}{I} = \frac{U_R + 2U_L}{I} = R_T + 2R_L \quad (5.20)$$

co oznacza, że wynik pomiaru rezystancji obciążony będzie błędem rezystancji przewodów łączących.

W układzie czteroprzewodowym pomiar napięcia (przy założeniu, że rezystancja wejściowa woltomierza jest dużo większa od rezystancji termorezystora) nie jest obciążony spadkiem napięcia na przewodach doprowadzających i wówczas:

$$R_x = \frac{U_V}{I} = \frac{U_R}{I} = R_T \quad (5.21)$$

czyli wynik pomiaru nie jest obciążony błędem rezystancji przewodów łączących czujnik z układem pomiarowym.

W układzie trójprowadowym, zastosowanie prądowych źródeł zasilających o tej samej wartości (rysunek 5.9c) powoduje, że spadki napięć na przewodach doprowadzających skompensują się i mierzona wartość rezystancji wyniesie:

$$R_x = \frac{U_V}{I} = \frac{U_R + U_L - U_L}{I} = R_T \quad (5.22)$$

Aby zapewnić kompensację spadku napięcia, metoda trójprowadowa wymaga jednak zastosowania identycznych przewodów łączących (taka sama długość, przekrój, materiał), metoda czteroprzewodowa nie wymaga natomiast spełnienia tego warunku. Omówione metody pomiarowe umożliwiają wyznaczanie aktualnej wartości rezystancji, czyli muszą być na tyle czułe i dokładne, aby zapewnić odpowiednią dokładność określania zmiany rezystancji czujnika na tle jego rezystancji początkowej.

Inną metodą pomiarową jest zastosowanie układu mostka Wheatstone'a, w którym czujnik temperatury włączany jest w jedną z gałęzi mostka (podrozdział 3.2). Wstępne zrównoważenie mostka umożliwia skompensowanie wstępnej rezystancji czujnika i pomiar jedynie zmian rezystancji spowodowanych zmianą temperatury, co zapewnia większą czułość pomiaru. Jednak stosunkowo duża wartość zmian rezystancji przy zmianie temperatury i praca mostka z jedną gałęzią czynną powoduje, że ujawnia się błąd nieliniowości mostka. Dlatego w przypadku użycia niezrównoważonego mostka Wheatstone'a niezbędne jest zastosowanie odpowiednich układów linearyzacji funkcji przetwarzania. Przy stosowaniu mikroprocesorowych układów pomiarowych korekcja taka jest prosta, gdyż znana jest analityczna postać nieliniowej funkcji przetwarzania mostka. Alternatywnie można stosować, nieobciążony błędem nieliniowości, mostek zrównoważony, np. z rejestratorem analogowym.

Pomiar rezystancji wymaga zasilenia czujnika prądem o wartości odpowiednio dużej, aby zapewnić wysoką czułość pomiaru i jak najmniejszej z punktu widzenia błędu samopodgrzewania czujnika. Analiza wymiany ciepła na styku czujnik – obiekt (podrozdział 9.2.2) prowadzi do zależności pozwalającej określić maksymalną wartość prądu zasilającego I_{max} , dla założonego granicznego błędu od samopodgrzewania czujnika ΔT_{max} :

$$I_{max} = \sqrt{\frac{\Delta T_{max} \cdot P_T}{R_T}} \quad (5.23)$$

gdzie:

- R_T – rezystancja rezystora w temperaturze T ,
- P_T – stała odprowadzania ciepła w $W/^{\circ}C$, dla danych warunków pracy podająca moc wydzielaną w termorezystorze, przy której w stanie ustalonym przyrost temperatury rezystora wynosi $1^{\circ}C$.

W praktyce wartość prądu zasilającego czujnik termorezystancyjny przyjmuje się w granicach od jednego do kilku miliamperów, a graniczna wartość z punktu widzenia zniszczenia czujnika jest podawana przez producenta i najczęściej wynosi 10 mA. Szczególnie mniejszych wartości prądu wymagają czujniki cienkowarstwowe, ze względu na mały przekrój napylonej warstwy platyny.

5.4. Czujniki termorezystancyjne półprzewodnikowe

Inną odmianę termorezystancyjnych czujników temperatury stanowią czujniki półprzewodnikowe, zwane termistorami. Technologia wytwarzania termistorów polega na ciśnieniowym formowaniu założonych kształtów czujników z proszków tlenków metali, a następnie ich spiekaniu w odpowiednio wysokiej temperaturze (od kilkuset do 1000°C), atmosferze i odpowiednio starzone. Tak wytworzone struktury poddawane są dalszej obróbce polegającej na podłączeniu elektrod, laserowej korekcji rezystancji, oraz wytworzeniu osłony ze szkła lub tworzywa. Od wszystkich elementów procesu wytwarzania zależą parametry i właściwości otrzymywanych czujników. Ze względu na duży wpływ warunków, w jakich wytwarzane są czujniki, ich parametry są obciążone dużym rozrzutem wartości i słabą powtarzalnością charakterystyk. Wymiary termistorów sięgają od ułamków milimetra do kilku milimetrów w zależności od typu zastosowanej osłony.

Produkowane są dwa typy termistorów:

- NTC (*Negative Temperature Coefficient*) – o ujemnym temperaturowym współczynniku zmian rezystancji;
- PTC (*Positive Temperature Coefficient*) – o dodatnim temperaturowym współczynniku zmian rezystancji.

Czujniki typu PTC znajdują zastosowanie najczęściej w układach sygnalizacji przekroczenia zadanej temperatury (tzw. układy progowe) lub cieplnych układach zabezpieczeń przeciwzwarciowych. W układach pomiarowych natomiast wykorzystywane są czujniki typu NTC. Charakteryzują się dużą czułością, lecz silną nieliniowością charakterystyki przetwarzania (charakter wykładniczy), dlatego stosowane są najczęściej w wąskich zakresach pomiarowych, głównie w regulatorach temperatury (na przykład w klimatyzatorach) lub w pomiarach temperatury wolnych końców termoelementów.

Model zależności rezystancji czujników termistorowych NTC od temperatury przyjmowany jest w postaci funkcji wykładniczej [24]:

$$R_T = R_\infty \cdot e^{B_m/T} \quad (5.24)$$

gdzie:

- T – temperatura wyrażona w skali bezwzględnej w K,
- R_∞ – rezystancja termistora dla $T \rightarrow \infty$,
- R_T – rezystancja termistora w temperaturze T ,
- B_m – stała materiałowa termistora wyrażona w K.

W zastosowaniach praktycznych rezystancję R_T termistora wyraża się jako:

$$R_T = R_{T_0} \cdot e^{B_m \cdot (\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0})} \quad (5.25)$$

gdzie R_{T_0} – rezystancja termistora w temperaturze T_0 przyjmowanej jako temperatura odniesienia.

Zasadniczo, w zależności od producenta, przyjmowana jest temperatura odniesienia 293, 15 K (20°C) lub 298, 15 K (25°C). Parametrami podawanymi przez producenta są: stała B_m oraz R_{T_0} i T_0 . Czułość termistora, określoną przez temperaturowy współczynnik zmian rezystancji α , można wyznaczyć zgodnie z definicją (5.15), różniczkując równanie (5.25):

$$\alpha = -\frac{B_m}{T^2} \quad (5.26)$$

Wyrażona przez równanie (5.26) czułość termistora zależy od temperatury, ma wartość ujemną, co oznacza, że rezystancja maleje ze wzrostem temperatury (termistor NTC), a wartość bezwzględna czułości, odwrotnie proporcjonalna do kwadratu temperatury, silnie maleje z jej wzrostem. Oznacza to, że korzystniejsze jest stosowanie termistorów przy niższych wartościach temperatur. W wyższych zakresach temperatury czułość szybko maleje, co ogranicza możliwość stosowania czujników do pomiaru wysokich temperatur. W praktyce zakres pomiarowy termistorów wynosi od -50°C do 300°C , a ich rezystancja w temperaturze odniesienia zawiera się w granicach od $10\ \Omega$ do $40\ \text{M}\Omega$. Prąd zasilający termistory dobierany jest zgodnie z zależnością (5.23), przy czym dodatkowym, w stosunku do termorezystorów metalowych, warunkiem ograniczającym górną wartość prądu zasilającego jest konieczność zapewnienia pracy termistora w zakresie liniowej zależności charakterystyki napięciowo-prądowej.

Do zalet termistorów, w odniesieniu do termorezystorów metalowych, należą: większa czułość, mniejsze wymiary i w związku z tym lepsze właściwości dynamiczne, a także duża rezystancja eliminująca wpływ rezystancji przewodów łączeniowych na wynik pomiarów. Do wad termistorów należą: nieliniowa charakterystyka przetwarzania, niskie zakresy pomiarowe, słaba powtarzalność parametrów i stąd trudności w ich znormalizowaniu oraz konieczność ponownej kalibracji toru pomiarowego w razie wymiany czujnika.

5.5. Półprzewodnikowe czujniki złączowe temperatury

Zasada działania półprzewodnikowych złączowych czujników temperatury polega na wykorzystaniu zależności parametrów złącza p - n w funkcji temperatury.

Na rysunku 5.10a przedstawiono charakterystykę prądowo-napięciową półprzewodnikowej diody krzemowej. Dla ustalonego prądu I przewodzenia diody napięcie przewodzenia U_F jest funkcją temperatury. Wraz ze wzrostem temperatury złącza ($T_1 > T_2 > T_3$), przy ustalonym prądzie przewodzenia, zmniejsza się napięcie przewodzenia diody ($U_1 < U_2 < U_3$), a wartość jego spadku w zakresie pomiarowym przetworników jest prawie liniowa i wynosi około $-2\ \text{mV/K}$ w zależności od temperatury i właściwości materiałowych (rysunek 5.10b). Wartość prądu przewodzenia I_F diody złączowej (rysunek 5.11a) dobrze opisuje równanie Shockleya [34] (5.27).

$$I_F = I_S \cdot \left(\exp^{\frac{e \cdot U_F}{k \cdot T}} - 1 \right) \quad (5.27)$$

gdzie:

- e – ładunek elektronu, $e = 1,6021733 \cdot 10^{-19} \text{C}$,
- k – stała Boltzmanna, $k = 1,3806 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$
- T – temperatura złącza wyrażona w skali bezwzględnej w K,
- I_S – prąd wsteczny nasycenia, który jest nieliniową funkcją temperatury [24]:

$$I_S = f(T^3) \quad (5.28)$$

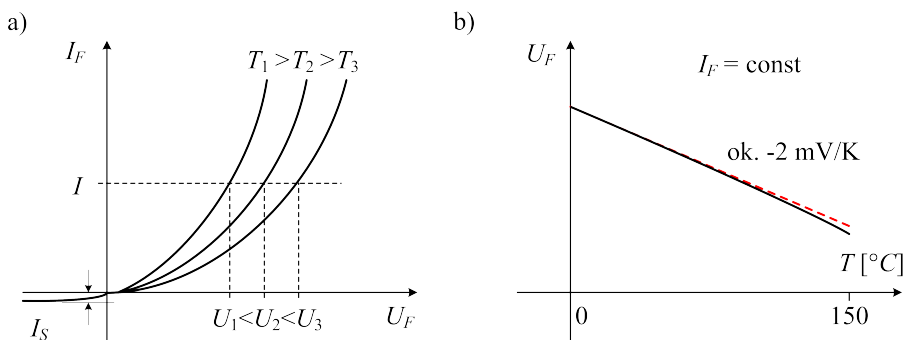
Wyznaczając z zależności (5.27) wartość napięcia przewodzenia, otrzymujemy:

$$U_F = \frac{k \cdot T}{e} \cdot \ln \left(\frac{I_F}{I_S} + 1 \right) \quad (5.29)$$

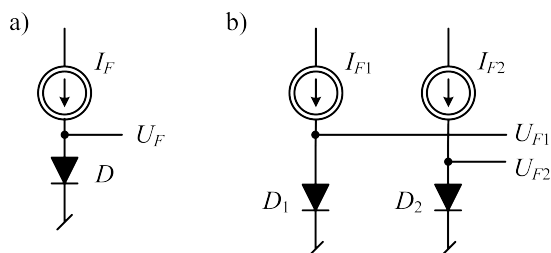
Ponieważ prąd przewodzenia $I_F \gg I_S$, równanie (5.29) można zapisać w postaci:

$$U_F = \frac{k \cdot T}{e} \cdot \ln \frac{I_F}{I_S} \quad (5.30)$$

Napięcie przewodzenia diody U_F jest nieliniową funkcją temperatury, gdyż zgodnie z (5.28) prąd wsteczny nasycenia I_S jest nieliniową funkcją temperatury, w dodatku jest on argumentem nieliniowej funkcji logarytmicznej.



Rysunek 5.10. Charakterystyki złącza p - n : a) prądowo-napięciowa; b) napięcia przewodzenia w funkcji temperatury złącza



Rysunek 5.11. Układy złącz p - n : a) pojedyncze złącze p - n ; b) układ dwóch złącz p - n

Pomimo złożenia dwóch funkcji nieliniowych, wypadkowa nieliniowość napięcia przewodzenia U_F w funkcji temperatury jest niewielka (rysunek 5.10b). Dla zmniejszenia wartości błędu nieliniowości i poprawy dokładności pomiaru temperatury stosuje się dwa złącza p - n w układzie różnicowym (rysunek 5.11b). Różnica napięć przewodzenia wynosi:

$$\Delta U = U_{F1} - U_{F2} \quad (5.31)$$

Uwzględniając w równaniu (5.31) zależność (5.30), otrzymujemy:

$$\Delta U = \frac{k \cdot T}{e} \cdot \ln \frac{I_{F1}}{I_{S1}} - \frac{k \cdot T}{e} \cdot \ln \frac{I_{F2}}{I_{S2}} \quad (5.32)$$

Po wprowadzeniu pojęcia gęstości prądu wstecznego nasycenia J_S :

$$J_S = \frac{I_S}{A} \quad (5.33)$$

równanie (5.32) można wyrazić następująco:

$$\Delta U = \frac{k \cdot T}{e} \cdot \ln \left(\frac{I_{F1}}{I_{F2}} \cdot \frac{J_{S2} \cdot A_2}{J_{S1} \cdot A_1} \right) \quad (5.34)$$

Ponieważ gęstości prądów wstecznych nasycenia obydwu złącz, wykonanych w tej samej strukturze i w identycznych warunkach, są sobie równe $J_{S1} = J_{S2}$, to po uproszczeniach w powyższym równaniu otrzymujemy:

$$\Delta U = \frac{k \cdot T}{e} \cdot \ln \frac{I_{F1} \cdot A_2}{I_{F2} \cdot A_1} = \frac{k \cdot T}{e} \cdot \ln \frac{J_{F1}}{J_{F2}} = C \cdot T \quad (5.35)$$

gdzie stała przetwarzania C wynosi:

$$C = \frac{k}{e} \cdot \ln \frac{J_{F1}}{J_{F2}} \quad (5.36)$$

Na podstawie równania (5.35) można sformułować niezbędny warunek pozwalający na przeprowadzenie pomiaru w układzie dwóch diod złączowych. Warunek ten dotyczy różnej wartości gęstości prądów przewodzenia złączy J_{F1} i J_{F2} , co zapewni niezerową wartość funkcji logarytmu.

Różną gęstość prądu przewodzenia uzyskuje się w praktyce na dwa sposoby:

- przez zapewnienie jednakowej dla złączy wartości prądu przewodzenia I_F i różnych powierzchni A ,
- przez wykonanie jednakowych wartości powierzchni złączy A i zapewnienie różnych wartości prądów przewodzenia I_F .

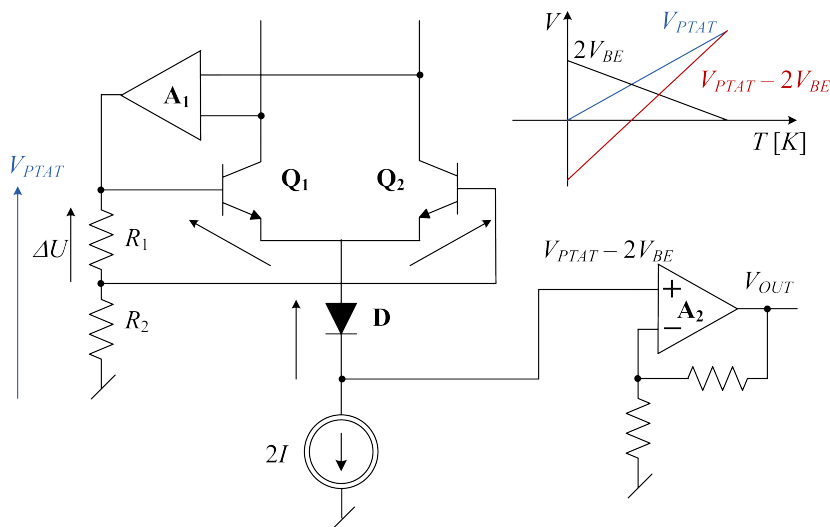
Na rysunku 5.12 przedstawiono przykład realizacji półprzewodnikowego złączowego przetwornika temperatury [27]. Elementami czułymi na temperaturę są złącza p - n baza – emiter tranzystorów Q_1 i Q_2 . Stosunek powierzchni złączy tranzystorów wynosi $A_{Q_1} : A_{Q_2} = 10 : 1$. Tranzystory Q_1 i Q_2 zasilane są przez lustro prądowe ze wspólnego źródła prądowego, a wzmacniacz A_1 w pętli sprzężenia zwrotnego wymusza przepływ prądu o takiej samej wartości I przez każdy z tranzystorów, przy czym nie jest istotna dokładna wartość tego prądu. Napięcie na rezystorze R_1 jest równe różnicy napięć baza – emiter tranzystorów i w temperaturze 25°C (298K) zgodnie z (5.35) wynosi:

$$\Delta U = \frac{k \cdot T}{e} \cdot \ln 10 = 60 \text{ mV} \quad (5.37)$$

Napięcie V_{PTAT} (PTAT – *Proportional to Absolute Temperature*) proporcjonalne do temperatury T wyrażonej w skali bezwzględnej wynosi:

$$V_{PTAT} = \Delta U \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 60 \text{ mV} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (5.38)$$

Napięcie wyjściowe V_{OUT} przetwornika stanowi napięcie V_{PTAT} pomniejszone o wartość napięcia $2V_{BE}$ na złączu baza – emiter tranzystora Q_1 i diodzie D , przy czym wzmacniacz A_2 skaluje napięcie wyjściowe do oczekiwanej wartości (w prezentowanym rozwiązaniu jest to czułość pomiaru temperatury 10 mV/°C lub 10 mV/°F). Na rysunku 5.12 pokazane są przebiegi napięć w funkcji temperatury. Dzięki obniżeniu napięcia o $2V_{BE}$ napięcie wyjściowe V_{OUT} skalowane jest w taki sposób, aby przyjmowało wartość 0 V dla 0°C i było proporcjonalne do temperatury w skali Celsjusza (lub 0°F i proporcjonalne do temperatury w skali Fahrenheita).



Rysunek 5.12. Przykład realizacji półprzewodnikowego przetwornika temperatury (na podstawie [27])

5.6. Pirometryczne metody pomiarowe

Pirometryczne metody pomiaru temperatury wykorzystują zjawisko emisji promieniowania elektromagnetycznego (temperaturowego) wszystkich ciał, których temperatura jest wyższa od temperatury zera bezwzględnego (0 K).

Wszystkie ciała emitują i absorbują promieniowanie, a jeżeli ciało ma temperaturę wyższą od otoczenia, to moc promieniowania emitowana przez to ciało jest większa od mocy absorbowanej. Ciało o wyższej temperaturze promieniuje moc do otoczenia, dopóki nie ustali się stan równowagi termodynamicznej, którą wyraża jednakowa wartość temperatury obiektu i otoczenia, i wtedy moc promieniowania emitowana i absorbowana są równe.

W analizie promieniowania temperaturowego bardzo istotną rolę odgrywa pojęcie ciała doskonale czarnego, które zdefiniowane jest jako ciało pochłaniające całkowicie padające na nie promieniowanie elektromagnetyczne, niezależnie od temperatury tego ciała, kąta padania i długości fal. Ciała, które nie są ciałami doskonale czarnymi, nie absorbują całkowicie padającego na nie promieniowania, część promieniowania odbijają lub przepuszczają. Ciało, które całkowicie odbija padające na nie promieniowanie, nazywane jest ciałem białym, a całkowicie przepuszczające – ciałem przezroczystym. W przyrodzie nie istnieją ciała całkowicie spełniające którykolwiek z wymienionych warunków, stąd nie istnieją ciała idealnie czarne, białe lub przezroczyste.

Dla ciał nieprzezroczystych monochromatyczne natężenie promieniowania (nazywane też emitancją lub zdolnością emisyjną) $M(\lambda, T)$ definiuje się jako moc M , wypromieniowaną przez jednostkową powierzchnię ciała o temperaturze T , w zakresie długości fali od λ do $\lambda + d\lambda$ [24]:

$$M(\lambda, T) = \frac{dM}{d\lambda} \quad (5.39)$$

która wyrażona jest w $W/(m^2 \cdot \mu m)$. Podobnie zdolność absorpcyjną $A(\lambda, T)$ definiowana jest jako stosunek mocy zaabsorbowanej przez ciało dM_{abs} do mocy promieniowania dM_{pad} padającego na ciało o temperaturze T , w zakresie długości fali od λ do $\lambda + d\lambda$:

$$A(\lambda, T) = \frac{dM_{abs}}{dM_{pad}} \quad (5.40)$$

Zdolność ciała do absorbowania i emitowania promieniowania opisuje prawo Kirchhoffa, które mówi, że stosunek zdolności emisyjnej ciała do jego zdolności absorpcyjnej w określonej temperaturze jest uniwersalną funkcją f [28]:

$$\frac{M(\lambda, T)}{A(\lambda, T)} = f(\lambda, T) \quad (5.41)$$

Postać tej funkcji wyraża prawo Plancka (5.42).

$$f(\lambda, T) = \frac{2 \cdot \pi \cdot h \cdot c^2 \cdot \lambda^{-5}}{\exp \frac{h \cdot c}{k \cdot \lambda \cdot T} - 1} \quad (5.42)$$

gdzie:

- h – stała Plancka, $h = 6,6261 \cdot 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$,
- k – stała Boltzmanna, $k = 1,3806 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$,
- c – prędkość światła, $c = 299792458 \text{ m/s}$,
- λ – długość fali w m,
- T – temperatura ciała w skali bezwzględnej w K.

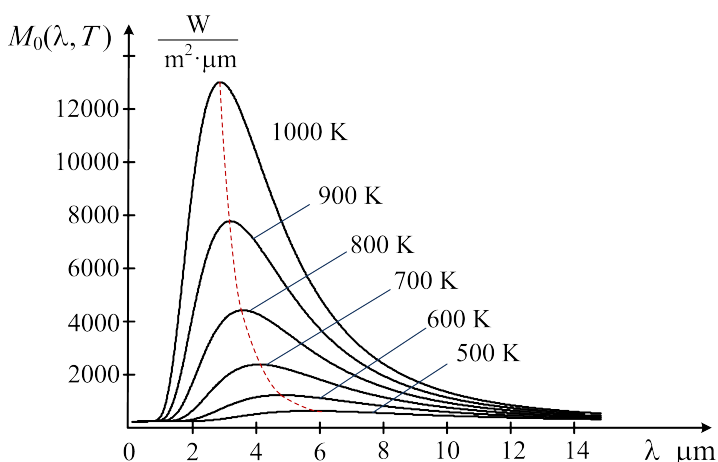
Dla ciał doskonale czarnych, które całkowicie pochłaniają padające na nie promieniowanie elektromagnetyczne, zdolność absorpcyjna wynosi $A(\lambda, T) = 1$, co oznacza, że zgodnie z (5.41) monochromatyczne natężenie promieniowania ciał czarnych $M_0(\lambda, T)$ wyraża się przez prawo Plancka:

$$M_0(\lambda, T) = f(\lambda, T) = \frac{2 \cdot \pi \cdot h \cdot c^2 \cdot \lambda^{-5}}{\exp \frac{h \cdot c}{k \cdot \lambda \cdot T} - 1} \quad (5.43)$$

Na rysunku 5.13 pokazano wykres natężenia promieniowania ciała czarnego $M_0(\lambda, T)$, zgodnie z prawem Plancka (5.43), dla różnych wartości temperatury. Maksymalne wartości natężenia promieniowania występują przy długości fal światła w zakresie niewidzialnym (powyżej $1 \mu\text{m}$), natomiast niezerowe wartości natężenia promieniowania w zakresie widzialnym występują przy dużych wartościach temperatury. Linia łącząca maksymalne wartości krzywych przesuwają się w stronę wyższych długości fal światła wraz z malejącą temperaturą, a przesunięcie to, nazywane prawem przesunięć Wiena, spełnia równanie:

$$\lambda_{max} \cdot T = \text{const} = 2896 \mu\text{m} \cdot \text{K} \quad (5.44)$$

Prawo to pozwala wyznaczyć wartość długości światła λ_{max} , dla której występuje maksymalne natężenie promieniowania przy określonej temperaturze T .



Rysunek 5.13. Natężenie promieniowania ciała czarnego $M_0(\lambda, T)$ zgodnie z (5.43)

Pole pod każdą z krzywych wyraża całkowite natężenie promieniowania ciała czarnego M_0 , uwzględniające wszystkie długości fal:

$$M_0(T) = \int_0^{\infty} M_0(\lambda, T) d\lambda \quad (5.45)$$

natomiast całkowite natężenie promieniowanie ciała rzeczywistego w temperaturze T wynosi:

$$M(T) = \int_0^{\infty} M(\lambda, T) d\lambda \quad (5.46)$$

Pirometry służą do bezstykowego pomiaru temperatury, a zasada ich działania jest oparta na prawie Stefana–Boltzmanna, które określa zależność całkowitego natężenia promieniowania ciał od ich temperatury. Zależność całkowitego natężenia promieniowania M_0 wysyłanego przez ciało doskonale czarne w funkcji temperatury T tego ciała wyznacza się na podstawie (5.43) oraz (5.45). Po scałkowaniu przyjmuje ona postać:

$$M_0(T) = \sigma_0 \cdot T^4 \quad (5.47)$$

gdzie:

- M_0 – całkowite natężenie promieniowania ciała doskonale czarnego w W/m^2 ,
- T – temperatura w skali bezwzględnej w K,
- σ_0 – stała promieniowania ciała czarnego, $\sigma_0 = 5,6697 \cdot 10^{-8} \text{W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}^4)$.

Stosunek monochromatycznego natężenia promieniowania ciała nieczarnego $M(\lambda, T)$ do monochromatycznego natężenia promieniowania ciała czarnego $M_0(\lambda, T)$, dla tej samej długości fali λ i w tej samej temperaturze, określa emisyjność monochromatyczną:

$$\varepsilon_\lambda = \frac{M(\lambda, T)}{M_0(\lambda, T)} \quad (5.48)$$

Jeżeli $\varepsilon_\lambda = \text{const}$, niezależnie od długości fali, to takie ciało nazywane jest ciałem szarym. Ciało szare pochłania określoną współczynnikiem absorpcji część promieniowania padającego na to ciało, bez względu na długość fali padającego promieniowania i temperaturę ciała.

Emisyjność całkowita ε rzeczywistego ciała definiowana jest dla całkowitego zakresu promieniowania, jako stosunek natężenia promieniowania $M(T)$ danego ciała do natężenia promieniowania ciała czarnego $M_0(T)$, przy założeniu, że obydwa ciała znajdują się w tej samej temperaturze:

$$\varepsilon = \frac{M(T)}{M_0(T)} \quad (5.49)$$

i wówczas natężenie promieniowania ciała rzeczywistego, nieczarnego opisane jest wzorem:

$$M = \varepsilon \cdot \sigma_0 \cdot T^4 \quad (5.50)$$

Emisyjność całkowita określa stopień czarności ciała ($\varepsilon = 1$ to ciało doskonale czarne, $\varepsilon = 0$ oznacza ciało doskonale białe). Emisyjność (stopień czarności) przyjmuje wartości $0 < \varepsilon < 1$. W praktyce współczynnik emisyjności wszystkich ciał rzeczywistych zależy od długości fali padającego promieniowania, jednak w ograniczonym zakresie długości fal wiele ciał może być traktowanych jako ciała szare. W pirometrii wykorzystywane jest promieniowanie temperaturowe w zakresie długości fali od $0,4\ \mu\text{m}$ do $20\ \mu\text{m}$ (w praktyce od $4\ \mu\text{m}$ do $20\ \mu\text{m}$), a więc leżące w zakresie światła widzialnego i podczerwieni. Jeżeli obiekt, którego temperaturę wyznaczamy, ma niską emisyjność (materiały o odbłaskowej powierzchni, np. nieoksydowane aluminium, srebro, złoto, chrom itp.) lub obiekt pomiaru znajduje się w środowisku o wyższej temperaturze bądź też w pobliżu obiektu pomiaru znajduje się źródło wysokiej temperatury, to wynik pomiaru może być zafałszowany przez wpływ promieniowania tła w zakresie podczerwieni.

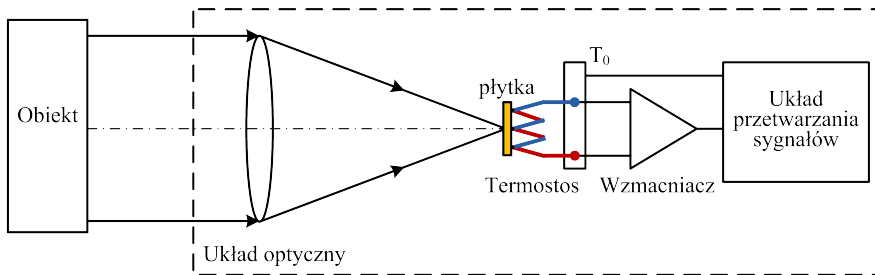
W celu kompensacji temperatury tła można stosować następujące metody:

- wykonać pomiar temperatury głowicy pirometru za pomocą dodatkowego czujnika wewnętrzznego, przy założeniu, że temperatura głowicy jest mniej więcej reprezentatywna dla temperatury tła;
- jeżeli temperatura tła jest znana i stała, można uwzględnić ją jako stały składnik korekcyjny w procesie pomiaru;
- kompensację temperatury tła można przeprowadzać za pomocą dodatkowego czujnika (bezkontaktowego lub kontaktowego) do pomiaru temperatury tła.

Do wyznaczenia temperatury ciał rzeczywistych, zgodnie z zależnością (5.50), niezbędny jest pomiar natężenia promieniowania całkowitego M ciała oraz znajomość współczynnika emisyjności całkowitej ε . Do pomiaru natężenia promieniowania stosuje się w pirometrach dwa podstawowe detektory promieniowania: termiczne i fotoelektryczne. Detektory termiczne pochłaniają całkowite promieniowanie podczerwone (pirometry radiacyjne w całym zakresie długości fali) i w wyniku absorpcji energii zwiększa się ich temperatura. Przykładem takich detektorów mogą być termoelementy lub zespoły szeregowo połączonych termoelementów, nazywanych termostosami. Termostosy charakteryzują się większą czułością dzięki sumowaniu generowanych napięć termoelektrycznych szeregowo połączonych termoelementów. Wyjściowe napięcie termoelektryczne jest miarą natężenia promieniowania temperaturowego. Detektory fotoelektryczne to głównie fotorezystory, fotoogniwa i fotodiody działające na zasadzie oddziaływania strumienia fotonów promieniowania temperaturowego na elektrony materiału detektora. Detektory fotoelektryczne mają ograniczoną, w odniesieniu do detektorów termicznych, charakterystykę widmową, to znaczy są czułe na określony zakres długości fal. Szczególnym przypadkiem detektorów fotonowych są fotorezystory półprzewodnikowe, nazywane bolometrami, które znajdują zastosowanie głównie w konstrukcji matryc kamer termowizyjnych.

Oprócz pomiaru natężenia promieniowania temperaturowego ciała rzeczywistego, do wyznaczenia jego temperatury niezbędna jest znajomość współczynnika emisyjności (5.50). W publikacjach, na przykład w [24, 28], lub materiałach producentów pirometrów i kamer termowizyjnych można znaleźć tabele emisyjności większości materiałów, a przyrządy pomiarowe już średniej klasy mają na ogół możliwość nastawiania współczynnika emisyjności materiału obiektu pomiarowego. Problem polega jednak na prawidłowej identyfikacji i umiejętności

przyporządkowania wartości współczynnika emisyjności do rodzaju materiału. Błędne przyjęcie współczynnika prowadzi do błędnych pomiarów temperatury, ponieważ zgodnie z (5.50) mierzona temperatura jest proporcjonalna do pierwiastka czwartego stopnia ze współczynnika emisyjności ($T \sim 1/\sqrt[4]{\varepsilon}$), który jest liczbą ułamkową z przedziału $(0, 1)$. Jedną z metod poprawy dokładności pomiaru temperatury jest kontrolny pomiar termometrem odniesienia i taki dobór współczynnika emisyjności pirometru, aby wskazania obydwu termometrów były zgodne. Taka metoda kalibracji jest możliwa i efektywna w przypadku pomiaru temperatury ustalonego obiektu. Inną metodą kalibracji jest zastosowanie wzorcowej taśmy samoprzylepnej o znanym współczynniku emisyjności i naklejenie jej na mierzony obiekt. Przez porównanie wskazań wyniku bezpośredniego pomiaru temperatury obiektu i pośredniego pomiaru temperatury taśmy na nim naklejonej można dobrać współczynnik emisyjności obiektu tak, aby wyniki pomiarów były zgodne.



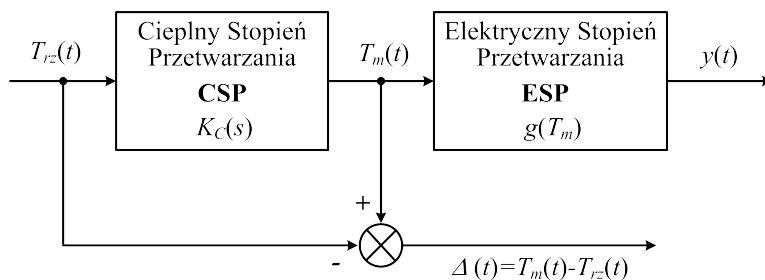
Rysunek 5.14. Schemat blokowy pirometru radiacyjnego z detektorem termicznym

Na rysunku 5.14 przedstawiono schemat blokowy ilustrujący zasadę działania pirometru radiacyjnego z termoelektrycznym detektorem promieniowania. Widmo promieniowania temperaturowego wysyłanego przez obiekt skupiane jest przez układ optyczny na płytce, której temperatura mierzona jest za pomocą termostosu. Wzmocniona we wzmacniaczu siła termoelektryczna termostosu oraz sygnał wyjściowy czujnika mierzącego temperaturę wolnych końców termostosu podawane są do układu przetwarzania sygnałów. W układzie pomiarowym wyznaczana jest wartość mierzonej temperatury obiektu z uwzględnieniem nastawionej wartości jego współczynnika emisyjności.

5.7. Właściwości dynamiczne przetworników temperatury

Właściwości dynamiczne przetworników temperatury odgrywają istotną rolę podczas pomiarów temperatury zmiennej w czasie. Podstawowe informacje dotyczące metod opisu właściwości dynamicznych przetworników pomiarowych omówiono w podrozdziale 1.2. Na rysunku 5.15 przedstawiono schemat obrazujący definicję błędu dynamicznego przetworników temperatury. Tor pomiaru temperatury składa się z dwóch elementów: cieplnego stopnia przetwarzania CSP i elektrycznego stopnia przetwarzania ESP. Blok CSP opisuje sposób transmisji energii cieplnej od obiektu, którego temperatura T_{rz} ma być zmierzona, do czujnika, którego temperatura T_m faktycznie jest mierzona. W bloku ESP, który ma charakter przetwornika

nielektryczno-elektrycznego N/E , następuje przetworzenie temperatury czujnika T_m na sygnał elektryczny $y(t)$, w zależności od typu czujnika jest to rezystancja, napięcie termoelektryczne, napięcie lub prąd. Właściwości dynamiczne toru przetwarzania temperatury determinowane są przede wszystkim właściwościami dynamicznymi cieplnego stopnia przetwarzania czujnika CSP, które określają sposób przepływu energii cieplnej pomiędzy obiektem pomiaru i czujnikiem, natomiast właściwości statyczne toru wyznacza elektryczny stopień przetwarzania ESP.



Rysunek 5.15. Właściwości dynamiczne toru przetwarzania temperatury

Błąd dynamiczny $\Delta(t)$ toru pomiaru temperatury stanowi różnica chwilowych wartości wyniku pomiaru temperatury $T_m(t)$ i jej rzeczywistej wartości $T_{rz}(t)$ (rysunek 5.16a):

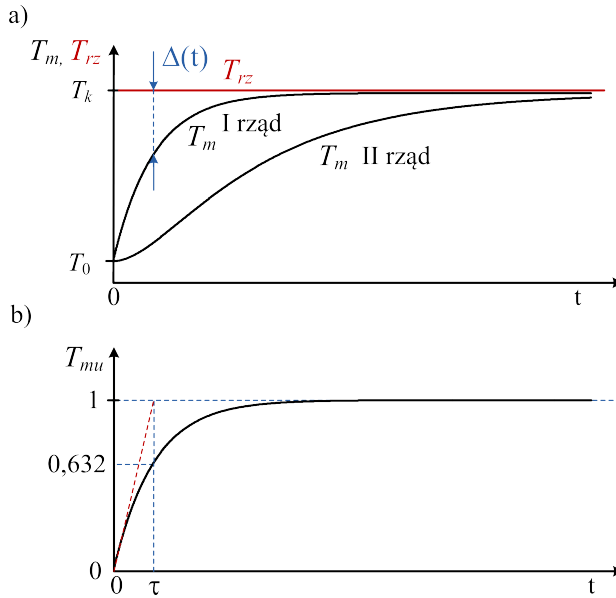
$$\Delta(t) = T_m(t) - T_{rz}(t) \quad (5.51)$$

Przetwarzanie w bloku ESP mierzonej temperatury czujnika T_m na sygnał elektryczny $y(t)$ odbywa się zgodnie ze statyczną, w ogólnym przypadku nieliniową, funkcją przetwarzania $g(T_m)$. Jako przykłady można podać nieliniowe funkcje wielomianowe aproksymujące statyczną charakterystykę przetwarzania termorezystorów (5.13), termistorów (5.24), termoelementów (zależny nieliniowo od temperatury współczynnik Seebecka w (5.7)). Pomijalnie mały jest natomiast wpływ właściwości dynamicznych ESP na właściwości dynamiczne całego toru pomiarowego. Wartość mierzonej temperatury wyznaczana jest na podstawie wyjściowej wielkości elektrycznej $y(t)$ w oparciu o odwrotną funkcję przetwarzania statycznego:

$$T_m(t) = g^{-1}[y(t)] \quad (5.52)$$

Z kolei cieplny stopień przetwarzania CSP ma jednostkowe wzmocnienie funkcji przetwarzania (przy zaniedbaniu efektu samopodgrzewania czujnika (podrozdział (9.2.2)), jego temperatura dąży z upływem czasu do wartości ustalonej, w której zachodzi $T_m = T_{rz}$), natomiast dominujący jest wpływ jego właściwości dynamicznych. Po wyznaczeniu mierzonej temperatury T_m na podstawie rzeczywistej, nieliniowej funkcji przetwarzania g^{-1} , przyjmujemy, że cieplny stopień przetwarzania CSP realizuje przetwarzanie liniowe, a jego właściwości dynamiczne można zapisać za pomocą równania różniczkowego, lub transmitancji operatorowej w postaci:

$$K_C(s) = \frac{T_m(s)}{T_{rz}(s)} \quad (5.53)$$



Rysunek 5.16. Odpowiedzi skokowe czujników temperatury: a) nieunormowane; b) unormowana dla układu I rzędu z zaznaczonym sposobem wyznaczania stałej czasowej

W zjawisku fizycznym przepływu ciepła mamy do czynienia z występowaniem jednego magazynu energii, jest nim pojemność cieplna ciał, nie ma natomiast odpowiednika indukcyjności w układach elektrycznych, co powoduje, że transmitancja (5.53) zawiera wyłącznie człony inercyjne, w najprostszym przypadku jeden, lub szeregowe złożenie kilku członów inercyjnych, a przykładowe postaci członów I i II rzędu mają postać:

$$K_{CI}(s) = \frac{1}{1 + \tau \cdot s}, \quad K_{CII}(s) = \frac{1}{1 + \tau_1 \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_2 \cdot s} \quad (5.54)$$

gdzie τ , τ_1 , τ_2 noszą nazwę stałych czasowych. Stała czasowa definiowana jest jako odwrotność wartości bezwzględnej rzeczywistego bieguna transmitancji. Jest ona miarą inercji układów dynamicznych. Pozwala określić, po jakim czasie ustala się odpowiedź dynamiczna czujnika na zmianę temperatury. Na podstawie znajomości stałej czasowej określa się częstotliwościowe pasmo pracy czujników.

Przykładowo dla układu I rzędu o transmitancji $K_{CI}(s)$, po podstawieniu $s = j\omega$, charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa opisana jest równaniem:

$$|K_{CI}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \quad (5.55)$$

Określana na podstawie jej 3-decybelowego spadku częstotliwość graniczna ω_g wynosi:

$$\omega_g = \frac{1}{\tau} \quad (5.56)$$

Odpowiedź na skok temperatury, od wartości początkowej T_0 do końcowej T_k układu I rzędu opisanego transmitancją $K_{C1}(s)$, można wyznaczyć po wstępnym przekształceniu wyznaczonej na podstawie (5.52) wartości temperatury mierzonej $T_m(t)$ do postaci unormowanej $T_{mu}(t)$:

$$T_{mu}(t) = \frac{T_m(t) - T_0}{T_k - T_0} \quad (5.57)$$

Na rysunku 5.16 przedstawiono przykładową odpowiedź skokową czujnika: nieunormowaną i unormowaną z zaznaczonymi sposobami wyznaczania stałej czasowej. Matematyczne funkcje opisujące obydwie postaci odpowiedzi skokowej czujnika o transmitancji $K_{C1}(s)$ mają postać:

$$T_m(t) = T_0 + (T_k - T_0) \cdot (1 - \exp^{-t/\tau}) \quad (5.58)$$

$$T_{mu}(t) = 1 - \exp^{-t/\tau} \quad (5.59)$$

Na podstawie równania (5.59) można podać dwa sposoby wyznaczania stałej czasowej czujnika opisanego transmitancją I rzędu. Pierwszy sposób polega na wyznaczeniu stycznej do odpowiedzi skokowej w chwili czasu $t = 0$ i wyznaczeniu wartości czasu, przy której osiąga ona stan ustalony, tzn.:

$$\tau = \left[\frac{dT_{mu}(t)}{dt} \Big|_{t=0} \right]^{-1} \quad (5.60)$$

Drugi sposób polega na znalezieniu unormowanej wartości temperatury dla wartości czasu t równego stałej czasowej τ ($t = \tau$) i wówczas zgodnie z (5.59):

$$T_{mu}(\tau) = 1 - \exp^{-1} = 0,632 \quad (5.61)$$

Postać transmitancji opisującej właściwości dynamiczne czujników temperatury przyjmuje się w zależności od ich budowy. Czujnik termorezystancyjny, cienkowarstwowy o niewielkich wymiarach można scharakteryzować transmitancją I rzędu (5.54), a jego właściwości opisywać będzie jedna stała czasowa, której wartość zależy od rezystancji cieplnej R_C i pojemności cieplnej C_C czujnika ($\tau = R_C \cdot C_C$). W przypadku czujników o większych wymiarach (przykładowo czujnik termorezystancyjny cienkowarstwowy, lub wykonany z drutu platynowego (rysunek 5.8) umieszczony zostanie w przemysłowej osłonie stalowej lub ceramicznej) wskazane jest modelowanie jego właściwości dynamicznych za pomocą transmitancji rzędu II lub wyższego. Czujniki tego typu charakteryzowane są większą liczbą stałych czasowych, których wartości są kombinacją rezystancji i pojemności cieplnych czujnika, osłony stalowej oraz rezystancji cieplnej charakteryzującej wymianę ciepła pomiędzy obudową czujnika i środowiskiem, którego temperaturę mierzy.

ROZDZIAŁ 6

Pomiary parametrów ruchu drgającego

6.1. Definicje parametrów opisujących drgania mechaniczne

Podstawowymi parametrami opisującymi drgania mechaniczne są:

- f – częstotliwość drgań,
- $x(t)$ – przemieszczenie,
- $v(t)$ – prędkość,
- $a(t)$ – przyspieszenie.

Ogólne związki pomiędzy parametrami wynikają z kinematycznego oraz dynamicznego opisu ruchu:

$$\begin{aligned}v(t) &= \frac{dx}{dt} \\a(t) &= \frac{dv}{dt} = \frac{d^2x}{dt^2}\end{aligned}\tag{6.1}$$

Dla drgań harmoniczných o jednej ściśle określonej częstotliwości można wyznaczyć uproszczone, w odniesieniu do (6.1), zależności pomiędzy parametrami.

W przypadku drgań sinusoidalnych mamy na przykład:

$$\begin{aligned}x(t) &= X \cdot \sin \omega t \\v(t) &= \omega \cdot X \cdot \cos \omega t = V \cdot \cos \omega t \\a(t) &= -\omega^2 \cdot X \cdot \sin \omega t = -\omega \cdot V \cdot \sin \omega t = -A \cdot \sin \omega t\end{aligned}\tag{6.2}$$

gdzie:

- X – amplituda przemieszczenia,
- V – amplituda prędkości,
- A – amplituda przyspieszenia.

Amplitudy te są związane zależnościami:

$$A = \omega \cdot V = \omega^2 \cdot X\tag{6.3}$$

stąd pomiar którejkolwiek z nich, przy znanej częstotliwości drgań harmonicznym, umożliwia wyznaczenie pozostałych amplitud.

Możemy wyróżnić następujące rodzaje drgań:

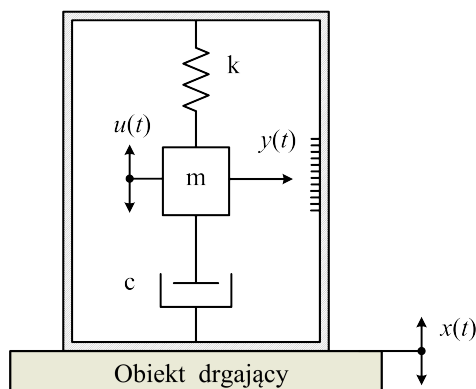
- drgania okresowe harmoniczne, np. w rezonatorach i mechanicznych układach sprężystych o małym tłumieniu, drgania strun w instrumentach muzycznych;
- drgania okresowe poliharmoniczne, o dowolnym kształcie, zawierające harmoniczne, których stosunki częstotliwości są liczbami wymiernymi, np. wibracje napędowych urządzeń mechanicznych, bicie wirujących wałów silników;
- drgania prawie okresowe, czyli drgania, w przypadku których stosunki częstotliwości składowych szeregu harmonicznego są liczbami niewymiernymi, np. drgania występujące wskutek niesynchronizowania obrotów silników w samolotach śmigłowych;
- drgania przejściowe, jednokrotne, np. udary, wstrząsy skorupy ziemskiej;
- drgania przypadkowe, np. drgania karoserii samochodu związane z jego poruszaniem się po drodze.

Inny podział drgań uwzględnia ich źródło – według tego kryterium wyróżniamy drgania wymuszone, gdy na układ drgający działa zewnętrzna siła, oraz drgania swobodne, gdy na drgający układ nie działają zewnętrzne siły wymuszające. Mogą przy tym występować drgania swobodne niegasnące (energia drgań się nie zmienia), drgania swobodne tłumione (energia układu maleje) oraz drgania samowzbudne (energia drgań rośnie).

Pomiar parametrów drgań wymaga określenia układu odniesienia, aby mierzyć drgania bezwzględne, należy zdefiniować inercjalny układ odniesienia (jest to nieruchomy lub poruszający się ruchem jednostajnym układ odniesienia). Ponieważ najczęściej w środowisku pomiarowym nie można znaleźć takiego układu odniesienia, w pomiarach stosuje się przetworniki z masą sejsmiczną, które przetwarzają mierzone, bezwzględne (odniesione do nieruchomego układu odniesienia) przemieszczenia lub przyspieszenia obudowy przetwornika na względne przemieszczenie masy sejsmicznej w stosunku do obudowy, które potrafimy mierzyć różnymi metodami.

6.2. Teoria przetwornika sejsmicznego

Na rysunku 6.1 przedstawiono schemat ilustrujący zasadę działania przetwornika sejsmicznego. Podstawowymi elementami przetwornika są: masa sejsmiczna m , sprężyna o stałej k oraz tłumik wiskotyczny (jest to tłumik, w którym siła tłumiąca jest proporcjonalna do prędkości i nie występują siły tarcia) o stałej tłumienia c . Zakłada się liniowość pracy przetwornika.



Rysunek 6.1. Zasada działania przetwornika sejsmicznego: m – masa sejsmiczna, k – stała sprężyny, c – stała tłumienia tłumika wiskotycznego, $x(t)$ – bezwzględne przemieszczenie obudowy przetwornika, $u(t)$ – bezwzględne przemieszczenie masy sejsmicznej, $y(t)$ – względne przemieszczenie masy sejsmicznej w odniesieniu do obudowy

W układzie zdefiniowano trzy rodzaje przemieszczeń:

- $x(t)$ – bezwzględne przemieszczenie obudowy przetwornika zamontowanego na obiekcie drgającym (jest to poszukiwana wartość bezwzględnych przemieszczeń drgań),
- $u(t)$ – bezwzględne przemieszczenie masy sejsmicznej,
- $y(t)$ – względne przemieszczenie masy sejsmicznej w odniesieniu do obudowy.

Przemieszczenia te są liniowo zależne i związane równaniem:

$$y(t) = u(t) - x(t) \quad (6.4)$$

W inercjalnym układzie odniesienia, gdy nie działają zewnętrzne siły wymuszające, suma działających sił jest równa zero:

$$F_b + F_t + F_s = 0 \quad (6.5)$$

gdzie:

- $F_b = m \cdot \ddot{u}(t)$ – siła bezwładności działająca na masę sejsmiczną,
- $F_t = c \cdot \dot{y}(t)$ – siła tłumienia,
- $F_s = k \cdot y(t)$ – siła sprężystości sprężyny.

Podstawiając zależności opisujące siły w równaniu (6.5), otrzymujemy:

$$m \cdot \ddot{u}(t) + c \cdot \dot{y}(t) + k \cdot y(t) = 0 \quad (6.6)$$

Wyznaczymy z równania (6.4) przemieszczenie $u(t)$ i uwzględnijmy je w (6.6):

$$m \cdot \ddot{y}(t) + c \cdot \dot{y}(t) + k \cdot y(t) = -m \cdot \ddot{x}(t) \quad (6.7)$$

Równanie różniczkowe (6.7) wyraża poszukiwaną zależność pomiędzy przemieszczeniem bezwzględnym $x(t)$ obudowy przetwornika, a względnym przemieszczeniem masy sejsmicznej w stosunku do obudowy $y(t)$. Przekształćmy równanie (6.7), dzieląc je obustronnie przez k oraz przyjmując podstawienia:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (6.8)$$

$$\xi = \frac{c}{2\sqrt{k \cdot m}} \quad (6.9)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} \omega_0 = 2\pi f_0 & \quad - \text{pulsacja drgań własnych nietłumionych układu oscylacyjnego,} \\ \xi = c/c_{kr} & \quad - \text{stopień tłumienia (liczba bezwymiarowa), określający stosunek} \\ & \quad \text{tłumienia do tłumienia krytycznego.} \end{aligned}$$

Po przekształceniu otrzymamy równanie różniczkowe ruchu przetwornika sejsmicznego:

$$\frac{1}{\omega_0^2} \cdot \ddot{y}(t) + \frac{2\xi}{\omega_0} \cdot \dot{y}(t) + y(t) = -\frac{1}{\omega_0^2} \cdot \ddot{x}(t) \quad (6.10)$$

Do określenia warunków poprawnej pracy przetwornika niezbędne jest wyznaczenie jego charakterystyk częstotliwościowych. Przekształćmy najpierw równanie (6.10) do postaci operatorowej za pomocą transformaty Laplace'a:

$$\frac{1}{\omega_0^2} \cdot s^2 \cdot Y(s) + \frac{2\xi}{\omega_0} \cdot s \cdot Y(s) + Y(s) = -\frac{1}{\omega_0^2} \cdot s^2 \cdot X(s) \quad (6.11)$$

Na podstawie równania (6.11) definiowane są dwie transmitancje opisujące funkcję przetwarzania przetworników do pomiarów przyspieszenia i przemieszczenia.

6.2.1. Przetwornik sejsmiczny w pomiarach przyspieszeń

Transmitancję $K_a(s)$ przetwornika sejsmicznego do pomiarów przyspieszeń definiujemy na podstawie równania (6.11) jako stosunek transformaty operatorowej względnego przemieszczenia $Y(s)$ masy sejsmicznej w stosunku do obudowy do transformaty operatorowej przyspieszenia bezwzględnego $s^2 \cdot X(s)$:

$$K_a(s) = \frac{Y(s)}{s^2 \cdot X(s)} = -\frac{\frac{1}{\omega_0^2}}{\frac{1}{\omega_0^2} \cdot s^2 + \frac{2\xi}{\omega_0} \cdot s + 1} \quad (6.12)$$

a przetwornik, który realizuje tak zdefiniowaną transmitancję, nazywany jest **akcelerometrem**, czyli przetwornikiem do pomiaru przyspieszeń.

Wyznamy zespoloną częstotliwościową transmitancję akcelometru, podstawiając w równaniu (6.12) $s = j\omega$:

$$K_a \left(j \frac{\omega}{\omega_0} \right) = - \frac{\frac{1}{\omega_0^2}}{-\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 2\xi \cdot j \frac{\omega}{\omega_0} + 1} \quad (6.13)$$

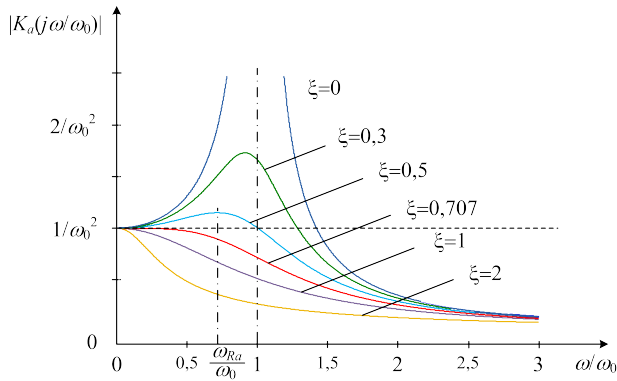
W celu wyznaczenia charakterystyk amplitudowo- i fazowo-częstotliwościowych akcelometru określimy moduł (1.11) oraz fazę (1.12) transmitancji zespolonej $K_a(j \frac{\omega}{\omega_0})$:

$$\left| K_a \left(j \frac{\omega}{\omega_0} \right) \right| = \frac{1}{\omega_0^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + 4\xi^2 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}} \quad (6.14)$$

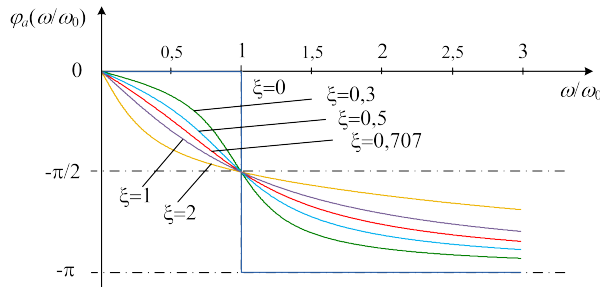
$$\varphi_a \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) = - \arctg \frac{2\xi \cdot \frac{\omega}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2} \quad (6.15)$$

Na rysunku 6.2 pokazano przebieg charakterystyk amplitudowo- i fazowo-częstotliwościowych akcelometru w funkcji pulsacji unormowanej do ω_0 przy różnych wartościach stopnia tłumienia.

a)



b)



Rysunek 6.2. Charakterystyki amplitudowo- (a) i fazowo-częstotliwościowe (b) akcelometru

Maksimum funkcji modułu transmitancji zespolonej akcelometru (6.14) występuje w rezonansie przy unormowanej pulsacji ω_{Ra}/ω_0 :

$$\frac{\omega_{Ra}}{\omega_0} = \sqrt{1 - 2\xi^2} \quad (6.16)$$

oraz stopniu tłumienia spełniającym warunek:

$$\xi < \frac{1}{\sqrt{2}} \cong 0,707 \quad (6.17)$$

Przy większych wartościach stopnia tłumienia nie występuje rezonans (nie istnieje rozwiązanie równania (6.16) w dziedzinie liczb rzeczywistych), charakterystyki monotonicznie zmierzają do zera ze wzrostem pulsacji.

Odpowiadająca pulsacji rezonansowej wartość maksymalna modułu transmitancji zespolonej (6.14) nazywana jest szczytem rezonansowym i oznaczana M_p , a po uwzględnieniu (6.16) w (6.14) jej unormowana wartość wynosi:

$$M_p = \frac{\left| K_a \left(j \frac{\omega_{Ra}}{\omega_0} \right) \right|}{|K_a(0)|} = \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}} \quad (6.18)$$

Zgodnie z podanymi w podrozdziale 1.2 warunkami przetwarzania nieznieszkalcającego (1.14) oraz (1.15), charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa akcelometru $\left| K_a \left(j \frac{\omega}{\omega_0} \right) \right|$ powinna mieć przebieg zapewniający stałe wzmocnienie w częstotliwościowym paśmie pracy, a charakterystyka fazowo-częstotliwościowa winna mieć przebieg liniowy. Na podstawie przedstawionych na rysunku 6.2 charakterystyk można stwierdzić, że w zakresie pulsacji:

$$\omega \leq \omega_g \cong 0,5 \cdot \omega_0 \quad (6.19)$$

warunki te spełnione są dla stopnia tłumienia określonego warunkiem:

$$\xi \in (0, 6 \div 0,707) \quad (6.20)$$

przy czym przyjęcie wartości górnej pulsacji granicznej ω_g wiąże się z akceptacją określonego błędu przetwarzania, związanego ze wzrostem lub spadkiem wzmocnienia przy pulsacjach bliskich granicznej oraz z błędem fazowym. Podobne warunki można otrzymać podczas identyfikacji optymalnych wartości parametrów ξ i ω_0 modelu akcelometru opisanego równaniami (6.14) i (6.15) metodą modelu strojonego [8], przy przyjęciu modelu idealnego układu śledzącego (1.15) oraz średniokwadratowego kryterium błędu i skokowego sygnału testowego.

Na podstawie charakterystyk częstotliwościowych akcelometru (rysunek 6.2) łatwo zauważyć, że jego częstotliwościowe pasmo przenoszenia będzie tym większe, im większa będzie wartość pulsacji drgań własnych nietłumionych ω_0 . Zgodnie z (6.8) duża wartość ω_0 wynika z zastosowania sztywnej sprężyny, o dużej wartości współczynnika sprężystości k , oraz małej masy m . Odpowiada temu duża wartość ω_0 i mała ξ , co umożliwia pominięcie w równaniu (6.10) dwóch pierwszych składników sumy.

Wówczas równanie różniczkowe przetwornika sejsmicznego redukuje się do postaci:

$$y(t) = -\frac{1}{\omega_0^2} \cdot \ddot{x}(t) = -\frac{1}{\omega_0^2} \cdot a(t) \quad (6.21)$$

Z równania (6.21) wynika, że względne przemieszczenie masy sejsmicznej przetwornika $y(t)$ w stosunku do obudowy jest proporcjonalne do mierzonego przyspieszenia bezwzględnego $a(t)$. Zwróćmy równocześnie uwagę na czułość przetwarzania, określoną przez $1/\omega_0^2$, która wyraża sprzeczność wymagań dotyczących szerokiego pasma częstotliwości (6.19) i dużego wzmocnienia. Dobór dużej wartości pulsacji własnej ω_0 oznacza szerokie pasmo częstotliwościowe pracy przetwornika, ale małą czułość pomiaru. Dlatego wartość tego parametru dobierana jest w efekcie kompromisu dotyczącego niezbędnych wymagań co do czułości i częstotliwościowego zakresu przetwarzania.

6.2.2. Przetwornik sejsmiczny w pomiarach przemieszczeń

Transmitancję $K_w(s)$ przetwornika sejsmicznego do pomiarów przemieszczeń definiujemy na podstawie (6.11) jako stosunek transformaty operatorowej względnego przemieszczenia $Y(s)$ masy sejsmicznej w stosunku do obudowy do transformaty operatorowej przemieszczenia bezwzględnego $X(s)$:

$$K_w(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = -\frac{\frac{1}{\omega_0^2} \cdot s^2}{\frac{1}{\omega_0^2} \cdot s^2 + \frac{2\xi}{\omega_0} \cdot s + 1} \quad (6.22)$$

a przetwornik, który realizuje tak zdefiniowaną transmitancję, nazywany jest **wibrometrem**, czyli przetwornikiem przemieszczeń. Postępując podobnie, jak to opisano w podrozdziale 6.2.1 w odniesieniu do akcelerometru, na podstawie transmitancji $K_w(s)$ otrzymamy zespoloną częstotliwościową transmitancję wibrometru przez podstawienie w równaniu (6.22) $s = j\omega$:

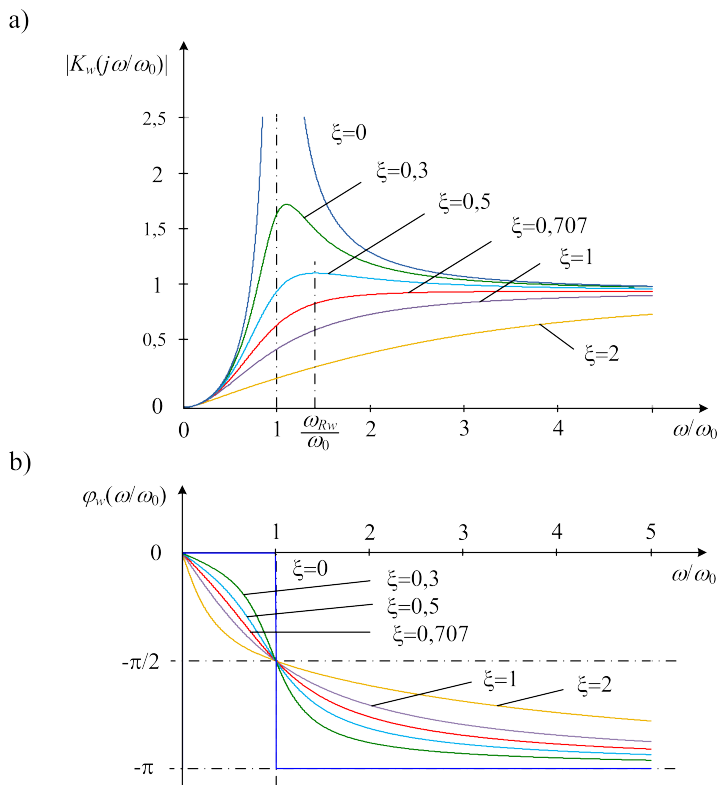
$$K_w\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right) = -\frac{-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{-\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 2\xi \cdot j\frac{\omega}{\omega_0} + 1} \quad (6.23)$$

Charakterystyki amplitudowo- i fazowo-częstotliwościowe wibrometru określimy na podstawie zależności wyrażających moduł (1.11) oraz fazę (1.12) transmitancji zespolonej $K_w(j\frac{\omega}{\omega_0})$:

$$\left|K_w\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)\right| = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + 4\xi^2 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \quad (6.24)$$

$$\varphi_w\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = -\arctg \frac{2\xi \cdot \frac{\omega}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad (6.25)$$

Na rysunku 6.3 pokazano przebieg charakterystyk amplitudowo- i fazowo częstotliwościowych wibrometru w funkcji pulsacji unormowanej, dla różnych wartości stopnia tłumienia.



Rysunek 6.3. Charakterystyki amplitudowo- (a) i fazowo-częstotliwościowe (b) wibrometru

Maksimum funkcji modułu transmitancji zespolonej wibrometru (6.24) występuje w rezonansie przy unormowanej pulsacji ω_{Rw}/ω_0 :

$$\frac{\omega_{Rw}}{\omega_0} = \frac{1}{\sqrt{1 - 2\xi^2}} \quad (6.26)$$

oraz stopniu tłumienia spełniającym warunek:

$$\xi < \frac{1}{\sqrt{2}} \cong 0,707 \quad (6.27)$$

Przy większych wartościach stopnia tłumienia nie występuje rezonans (nie istnieje rozwiązanie równania (6.26) w dziedzinie liczb rzeczywistych), charakterystyki monotonicznie zmierzają do wzmacnienia jednostkowego ze wzrostem pulsacji.

Odpowiadająca pulsacji rezonansowej wartość maksymalna modułu transmitancji zespolonej (6.24) nazywana jest szczytem rezonansowym i oznaczana M_p , a po uwzględnieniu (6.26) w (6.24) jej unormowana wartość wynosi:

$$M_p = \frac{\left| K_w \left(j \frac{\omega_{Rw}}{\omega_0} \right) \right|}{|K_w(\infty)|} = \frac{1}{2\xi \sqrt{1 - \xi^2}} \quad (6.28)$$

Zgodnie z podanymi w podrozdziale 1.2 warunkami przetwarzania nieznieskształcającego (1.14) oraz (1.15), charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa wibrometru $\left| K_w \left(j \frac{\omega}{\omega_0} \right) \right|$ powinna mieć przebieg zapewniający stałe wzmocnienie w częstotliwościowym paśmie pracy, a charakterystyka fazowo-częstotliwościowa winna mieć stały przebieg fazy w funkcji pulsacji $\varphi = -\pi$. Na podstawie przedstawionych na rysunku 6.3 charakterystyk amplitudowo- oraz fazowo-częstotliwościowych wibrometru można stwierdzić, że warunki te są spełnione dla pulsacji:

$$\omega \geq \omega_d \cong (2 \div 5) \cdot \omega_0 \quad (6.29)$$

oraz stopnia tłumienia określonego warunkiem:

$$\xi \in (0, 2 \div 0, 5) \quad (6.30)$$

przy czym przyjęcie wartości dolnej pulsacji granicznej ω_d wiąże się z akceptacją określonego błędu przetwarzania, związanego ze wzrostem lub spadkiem wzmocnienia dla pulsacji bliskich granicznej oraz z błędem fazowym. Podobne warunki, dotyczące ξ oraz ω_0 , można otrzymać podczas identyfikacji optymalnych wartości parametrów modelu wibrometru opisanego równaniami (6.24) i (6.25) metodą modelu strojonego, podobnie jak w przypadku akcelerometru.

Na podstawie charakterystyk wibrometru łatwo zauważyć, że jego częstotliwościowe pasmo przetwarzania będzie tym większe, im mniejsza będzie wartość pulsacji drgań własnych nietłumionych ω_0 . Zgodnie z (6.8) mała wartość ω_0 wynika z zastosowania wiotkiej sprężyny, o małej wartości współczynnika sprężystości k , oraz dużej masy m . Odpowiada temu mała wartość $\omega_0 \rightarrow 0$ i mała ξ , co umożliwia pominięcie w równaniu (6.10) drugiego i trzeciego składnika sumy i wówczas równanie różniczkowe przetwornika sejsmicznego redukuje się do postaci:

$$\frac{1}{\omega_0^2} \cdot \ddot{y}(t) = -\frac{1}{\omega_0^2} \cdot \ddot{x}(t) \quad (6.31)$$

z czego wynika:

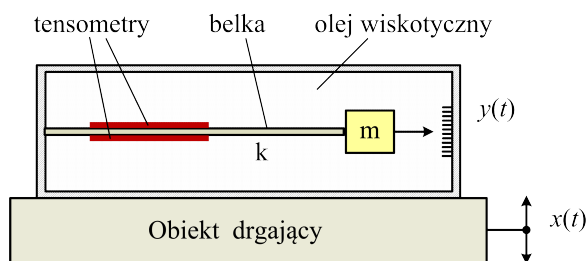
$$y(t) = -x(t) \quad (6.32)$$

Równanie to oznacza, że względne przemieszczenie masy sejsmicznej przetwornika $y(t)$ w stosunku obudowy jest równe mierzonemu przemieszczeniu bezwzględnemu $x(t)$ ze znakiem przeciwnym. Czyli masa porusza się identycznie jak obudowa przetwornika zamocowana na drgającym obiekcie, lecz w przeciwnej fazie (znak – w zależności (6.32)). Stąd przemieszczenie bezwzględne masy względem nieruchomego układu wynosi $u(t) = 0$, zgodnie z (6.4) przy uwzględnieniu (6.32). Z punktu widzenia obserwatora znajdującego się w nieruchomym układzie odniesienia masa sejsmiczna pozostawać będzie w spoczynku, natomiast obudowa przetwornika będzie się przemieszczać zgodnie z drganiami obiektu, na którym jest zamocowana.

6.3. Przetworniki do pomiaru przyspieszeń i przemieszczeń

6.3.1. Przykłady konstrukcji akcelerometrów

Na rysunku 6.4 pokazano przykład konstrukcji akcelerometru z piezorezystancyjnym czujnikiem tensometrycznym. Przetwornik zbudowany jest na bazie sprężystej belki giętej, jednostronnie zamocowanej do obudowy, o stałą sprężystości k , do której, na wolnym końcu, zamocowano masę sejsmiczną m , a wewnątrz przetwornika wypełnione jest olejem wiskotycznym, zapewniającym odpowiedni współczynnik tłumienia ξ .



Rysunek 6.4. Zasada działania akcelerometru tensometrycznego

Pod wpływem działającego na przetwornik przyspieszenia, odkształceniu ulega belka z naklejonymi wzdłużnie tensometrami piezorezystywnymi. Tor przetwarzania sygnałów można zapisać następująco:

$$\ddot{x}(t) \rightarrow y(t) \rightarrow \varepsilon(t) \rightarrow \varepsilon_R \rightarrow \frac{\Delta U}{U_Z} \quad (6.33)$$

czyli mierzone przyspieszenie bezwzględne $\ddot{x}(t)$ przetwarzane jest kolejno na: względne przemieszczenie masy sejsmicznej w stosunku do obudowy $y(t)$, odkształcenie powierzchni belki $\varepsilon(t)$, zmianę rezystancji naklejonych na niej tensometrów $\varepsilon_R(t)$ i ostatecznie na względną zmianę napięcia nierównowagi mostka $\Delta U/U_Z$ (3.22).

Napięciowy sygnał wyjściowy toru pomiarowego jest, w zakresie pomiarowym, proporcjonalny do mierzonego przyspieszenia. Przetworniki tego typu mają stosunkowo niskie częstotliwościowe pasmo pracy, gdyż ich częstotliwości drgań własnych f_0 są na poziomie od

kilkuset herców do kilku kiloherców. Umożliwiają również pomiar stałego w czasie przyspieszenia, co jest wykorzystywane w procesie skalowania.

Wykorzystywana jest do tego celu znajomość przyspieszenia ziemskiego $g = 9,80665 \text{ m/s}^2$, a mierzy się napięcie wyjściowe przetwornika w dwóch położeniach:

- podstawowym położeniu pracy, na przetwornik działa wówczas przyspieszenie g ,
- położeniu odpowiadającym odwróceniu przetwornika o 180° , działa na niego wówczas przyspieszenie $-g$.

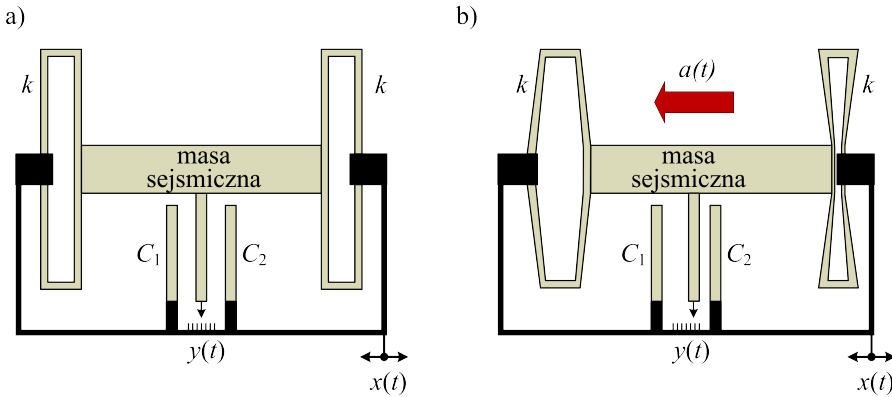
Czułość przetwornika wyznacza się z zależności:

$$S_a = \frac{\frac{U_g - U_{-g}}{U_Z}}{g - (-g)} = \frac{\frac{\Delta U}{U_Z}}{2 \cdot g} \quad (6.34)$$

Podobne rozwiązania akcelerometrów można spotkać w mikromaszynowej technice MEMS [6], która umożliwia miniaturyzację przetworników, a do przetwarzania odkształcenia na sygnał elektryczny wykorzystywane są tensometry piezorezystywne.

Innym rozwiązaniem są wykonywane w technice MEMS akcelerometry pojemnościowe, produkowane masowo, które znajdują zastosowanie w motoryzacji jako detektory wyzwalające poduszki powietrzne w samochodach.

Na rysunku 6.5 przedstawiono przykład konstrukcji akcelerometru pojemnościowego [45] zrealizowanego w technice MEMS, część mechaniczna i przetwornik elektroniczny wykonane są w całości w krzemie.



Rysunek 6.5. Zasada działania akcelerometru pojemnościowego: a) przetwornik w położeniu spoczynkowym; b) przetwornik poddany działaniu przyspieszenia $a(t)$ [45]

Podstawową częścią przetwornika jest masa sejsmiczna stanowiąca płytę centralną, która przymocowana jest do obudowy przetwornika za pomocą uchwytych sprężystych o stałej k . Z płytą centralną sprzężona jest mechanicznie środkowa elektroda różnicowego przetwornika pojemnościowego (budowę takich czujników opisano w podrozdziale 7.1). Pozostałe elektrody zewnętrznego kondensatora różnicowego sprzężone są mechanicznie z obudową. Powstaje w ten

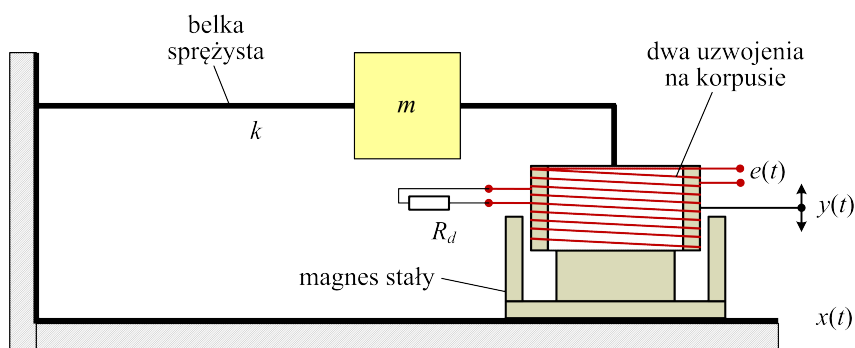
sposób różnicowy układ dwóch kondensatorów C_1 i C_2 o wspólnej elektrodzie środkowej zamocowanej na ruchomym ramieniu. Nieruchome płyty kondensatorów są zasilane różnicowo napięciowymi falami prostokątnymi o częstotliwości 1 MHz, przesuniętymi w fazie o 180° .

W stanie, gdy na układ nie działa żadne przyspieszenie, wartości pojemności obydwu kondensatorów są takie same, a napięciowy sygnał wyjściowy na płycie centralnej zerowy. Działające na przetwornik przyspieszenie powoduje przesuwanie się ruchomej płyty centralnej. Zmienia się odległość między okładkami kondensatorów, a tym samym pojemność układu. Sygnał napięciowy pobierany jest z belki ruchomej, demodulowany i odpowiednio przetwarzany przez układ wzmacniacza buforowego. Układ pomiarowy przetwornika działa z pętlą ujemnego napięciowego sprzężenia zwrotnego, które utrzymuje elektrodę środkową kondensatora różnicowego w położeniu równowagi. Miarą mierzonego przyspieszenia jest wartość wyjściowego sygnału napięciowego akcelerometru, niezbędna do utrzymania elektrody środkowej w położeniu równowagi.

6.3.2. Przykład konstrukcji wibrometru

Konstrukcje przetworników wibrometrycznych do pomiarów przemieszczeń w ruchu drgającym różnią się od konstrukcji akcelerometrów, ze względu na inne wymagania dotyczące częstotliwości drgań własnych f_0 .

Zastosowanie wibrometrów w pomiarach sejsmicznych, drgań skorupy ziemskiej, jak również budynków i wielkogabarytowych konstrukcji mechanicznych wymaga zapewnienia możliwości pomiarów przemieszczeń w zakresie niskich częstotliwości drgań, począwszy od 1 Hz. Konieczność pomiarów i diagnostyki budowlanej w takim zakresie częstotliwości drgań wynika z faktu, iż ich częstotliwości drgań własnych osiągają wartości rzędu od kilku do kilkunastu herców. Zgodnie z zależnością (6.8) niską wartość pulsacji drgań własnych przetwornika można osiągnąć, stosując dużą wartość masy m i wiotką sprężynę o małej wartości stałej sprężystości k . Na rysunku 6.6 pokazano zasadę działania wibrometru magnetoindukcyjnego.



Rysunek 6.6. Zasada działania wibrometru magnetoindukcyjnego

Duża masa m zawieszona jest na sprężynie o stałej k , a z masą sprzężony jest mechanicznie korpus z nawiniętymi dwoma uzwojeniami o liczbie zwojów z . W trakcie ruchu masy sejsmicznej sprzężone z nią cewki przemieszczają się w polu magnesu trwałego.

W obydwu uzwojeniach indukuje się siła elektromotoryczna $e(t)$ zależna od prędkości jej przemieszczania się dy/dt . Pierwsze uzwojenie zwarte jest rezystancją R_d , o wartości zapewniającej odpowiednie tłumienie magnetoindukcyjne przetwornika. Druga cewka stanowi wyjście przetwornika, które opisuje równanie:

$$e(t) = -z \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} = p \cdot \frac{dy(t)}{dt} \quad (6.35)$$

gdzie p jest stałą proporcjonalności, a równanie to w dziedzinie operatorowej ma postać:

$$E(s) = p \cdot s \cdot Y(s) \quad (6.36)$$

Po uwzględnieniu (6.22) otrzymamy:

$$E(s) = p \cdot s \cdot X(s) \cdot K_w(s) \quad (6.37)$$

Transmitancja wibrometru magnetoindukcyjnego definiowana jest jako stosunek transformaty operatorowej indukowanego napięcia $E(s)$ do transformaty prędkości drgań $s \cdot X(s)$:

$$K_v(s) = \frac{E(s)}{s \cdot X(s)} = p \cdot K_w(s) \quad (6.38)$$

i przebieg jej charakterystyk częstotliwościowych pokrywa się, z dokładnością do stałej proporcjonalności p , z charakterystykami wibrometru (6.24) i (6.25) przedstawionymi na rysunku 6.3. Wibrometr magnetoindukcyjny, ze względu na różniczkowanie przemieszczenia, jest przetwornikiem prędkości, i tak w praktycznych rozwiązaniach definiowana jest jego charakterystyka przetwarzania. W celu uzyskania sygnału przemieszczenia niezbędne jest wykonanie całkowania wyjściowego sygnału prędkości wibrometru magnetoindukcyjnego.

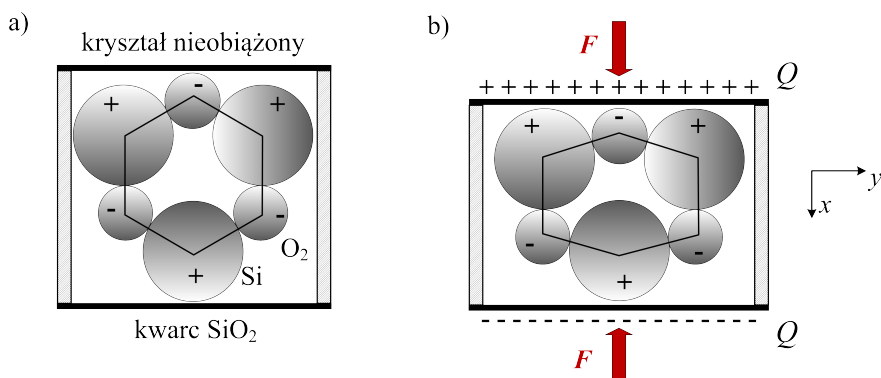
6.4. Właściwości przetworników piezoelektrycznych

6.4.1. Zasada działania przetworników piezoelektrycznych

Zjawisko piezoelektryczne, występujące w pewnych związkach krystalicznych i ceramikach ferroelektrycznych, polega na generowaniu ładunków pod wpływem deformacji materiału w granicach sprężystości (rysunek 3.1). Materiały ferroelektryczne to: sól Seignette'a, tytanian baru (BaTiO_3), fosforan potasu, amonu, natomiast materiały nieferroelektryczne to na przykład kryształy turmalinu i kwarcu. W praktycznych zastosowaniach najczęściej stosowany jest kwarc (SiO_2), charakteryzujący się dużą wytrzymałością mechaniczną, dużą rezystywnością, dobrą stałą piezoelektryczną (aczkolwiek znacznie niższą od np. stałej tytanianu baru), małą zależnością zjawiska piezoelektrycznego od temperatury (w zakresie do 500°C). Kryształ kwarcu ma budowę heksagonalną, na rysunku 6.7 pokazano jego budowę i sposób generowania ładunku przez wywołanie w kryształcie naprężenia. Obciążenie płytki kwarcowej siłą F powoduje deformację struktury kryształu i przemieszczanie się jonów krzemu Si oraz tlenu O_2 , wskutek czego na ściankach płytki powstaną ładunki o polaryzacji zależnej od kierunku działania siły (rozciąganie lub ściskanie materiału), oraz sposobu wycięcia płytki względem osi krystalicznych kryształu kwarcu.

Definiuje się trzy typy osi krystalicznych, w ramach których wyróżnia się:

- trzy osie elektryczne x łączące wierzchołki sześciokąta,
- trzy osie mechaniczne y łączące środki przeciwległych boków sześciokąta,
- jedną oś optyczną prostopadłą do pozostałych.



Rysunek 6.7. Zasada działania przetwornika piezoelektrycznego: a) kryształ kwarcu nieobciążony; b) kryształ obciążony siłą F , efekt piezoelektryczny wzdłużny

Jeżeli siła F działa zgodnie z kierunkiem wybranej osi elektrycznej x (rysunek 6.7b), to na prostopadłej do niej powierzchni płytki powstają ładunki, a zachodzące zjawisko nazywa się efektem piezoelektrycznym wzdłużnym. Jeżeli siła F działa zgodnie z kierunkiem wybranej osi mechanicznej y , to ładunki powstają również na powierzchni prostopadłej do osi elektrycznej x , a zjawisko nazywa się efektem piezoelektrycznym poprzecznym.

W zastosowaniach praktycznych częściej wykorzystywany jest efekt piezoelektryczny wzdłużny, polegający na tym, że wskutek naprężenia σ wywołanego działaniem siły F na powierzchnię płytki A_x prostopadłą do osi elektrycznej, powstaje ładunek o gęstości q :

$$q = k_p \cdot \sigma = k_p \cdot \frac{F}{A_x} \quad (6.39)$$

gdzie k_p – stała, nazywana modułem piezoelektrycznym, który dla krzemu wynosi $k_p = 2,2 \cdot 10^{-12} \text{C/N}$.

Wartość ładunku Q zgromadzonego na powierzchni A_x wynosi:

$$Q = q \cdot A_x = k_p \cdot F \quad (6.40)$$

a napięcie U pomiędzy ściankami płytki ma wartość:

$$U = \frac{Q}{C} \quad (6.41)$$

gdzie C – suma pojemności płytki kryształu i obwodu pomiarowego.

Czułość ładunkowa piezoelektryka:

$$S_Q = \frac{dQ}{dF} = k_p \quad (6.42)$$

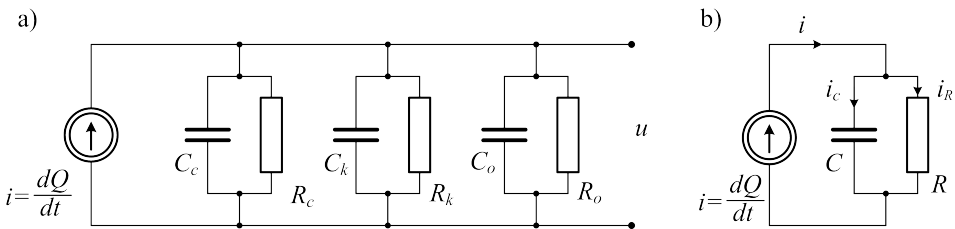
zależy od modułu piezoelektrycznego, a nie zależy od właściwości obwodu pomiarowego, natomiast czułość napięciowa piezoelektryka wynosi:

$$S_U = \frac{dU}{dF} = \frac{k_p}{C} \quad (6.43)$$

i zależy nie tylko od wartości modułu piezoelektrycznego k_p , ale również od łącznej pojemności C płytki kryształu i obwodu pomiarowego. Wpływ na wartość czułości napięciowej ma więc pojemność przewodów łączeniowych oraz pojemność obwodu wejściowego wzmacniacza zastosowanego w układzie pomiarowym. Dlatego w praktycznych rozwiązaniach preferowany jest „ładunkowy tryb” pracy zgodnie z (6.42).

6.4.2. Właściwości dynamiczne przetworników piezoelektrycznych

Jak każdy obiekt mechaniczny płytka kryształu piezoelektrycznego charakteryzowana jest przez częstotliwość rezonansową drgań własnych, zależną od jej masy m i współczynnika sprężystości k , którą wyraża zależność (6.8), przy założeniu, że traktujemy masę płytki jako skupioną w punkcie. W rzeczywistych układach założenie to nie zawsze jest spełnione, stąd może występować kilka częstotliwości rezonansowych. Najniższa z częstotliwości rezonansowych w naturalny sposób stanowi górne ograniczenie pasma częstotliwości sygnałów mierzonych, które przetwornik piezoelektryczny przetwarza w sposób nieznieszczaający. Oddzielnego rozpatrzenia wymagają właściwości przetwornika w zakresie niskich częstotliwości sygnałów mierzonych, mniejszych od częstotliwości rezonansowej. Na rysunku 6.8a przedstawiono model toru pomiarowego złożonego z przetwornika piezoelektrycznego, ekranowanego, koncentrycznego przewodu łączeniowego oraz wzmacniacza pomiarowego.



Rysunek 6.8. Właściwości przetwornika piezoelektrycznego w zakresie niskich częstotliwości:

a) model toru pomiarowego o parametrach skupionych; b) schemat zastępczy układu

Poszczególne elementy toru opisane są za pomocą parametrów charakteryzujących:

- rezystancji R_C i pojemności C_C przetwornika piezoelektrycznego,
- rezystancji R_k i pojemności C_k przewodów łączeniowych,
- wejściowej rezystancji R_0 i pojemności C_0 wzmacniacza pomiarowego.

Przetwornik piezoelektryczny reprezentowany jest w modelu jako źródło prądowe, będące generatorem ładunku w czasie. Na rysunku 6.8b pokazano schemat zastępczy układu, w którym pojemność C jest sumą pojemności składowych toru pomiarowego:

$$C = C_C + C_k + C_0 \quad (6.44)$$

a wypadkowa rezystancja równoległa toru R wyznaczana jest z zależności:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_0} \quad (6.45)$$

Korzystając z prawa Kirchhoffa, zapiszemy równanie prądów:

$$i(t) = i_C(t) + i_R(t) \quad (6.46)$$

które wyrażamy następnie za pomocą parametrów obwodu:

$$\frac{dQ}{dt} = C \cdot \frac{du}{dt} + \frac{u}{R} \quad (6.47)$$

Równanie (6.47) wyrażone w postaci operatorowej ma postać:

$$s \cdot Q(s) = C \cdot s \cdot U(s) + \frac{1}{R} \cdot U(s) \quad (6.48)$$

Transmitancję operatorową $K_p(s)$ definiujemy jako stosunek transformaty operatorowej napięcia wyjściowego do transformaty operatorowej ładunku:

$$K_p(s) = \frac{U(s)}{Q(s)} = \frac{s \cdot R}{1 + s \cdot R \cdot C} \quad (6.49)$$

na podstawie której wyznaczamy charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową przetwornika piezoelektrycznego w zakresie niskich częstotliwości:

$$K_p(j\omega) = \left| \frac{U(j\omega)}{Q(j\omega)} \right| = \frac{\omega \cdot R}{\sqrt{1 + (\omega \cdot R \cdot C)^2}} \quad (6.50)$$

Przebieg charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej przetwornika piezoelektrycznego w zakresie niskich częstotliwości pokazano na rysunku 6.9. Przetwornik nie przenosi niskich częstotliwości sygnału mierzonego, gdyż generowany ładunek rozładowuje się przez skończoną rezystancję obwodu obciążającego. Dolna, 3-decybelowa częstotliwość graniczna toru pomiarowego wynosi:

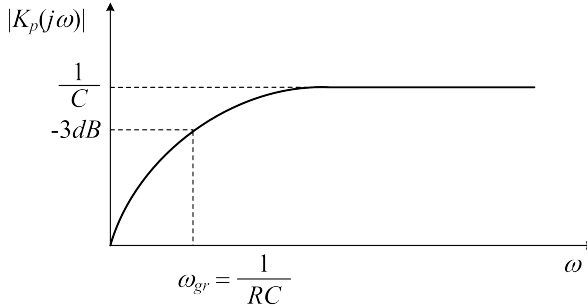
$$\omega_{gr} = \frac{1}{R \cdot C} \quad (6.51)$$

stąd, dla poszerzenia pasma przenoszenia w zakresie niskich częstotliwości, trzeba zapewnić jak największą wartość iloczynu RC . Pojemność C nie może przyjmować zbyt dużej wartości ze względu na spadek poziomu sygnału napięciowego (6.41). Dlatego w celu uzyskania jak najmniejszej wartości dolnej częstotliwości granicznej, należy zapewnić bardzo dużą wartość rezystancji równoległej przewodów łączeniowych oraz obwodu wejściowego wzmacniacza, zgodnie z (6.45). Typowo rezystancja kwarcowego przetwornika piezoelektrycznego osiąga

wartość rzędu $R_C \sim 10^{15} \Omega$. Warunek dużej wypadkowej rezystancji równoległej toru pomiarowego nakłada wysokie wymagania na jakość wzmacniacza pomiarowego oraz przewodu stosowanego do łączenia z nim przetwornika piezoelektrycznego. Należy zwrócić również uwagę na fakt, iż wypadkowe właściwości toru przetwarzania zależą nie tylko od właściwości piezoelektryka, ale również pozostałych elementów toru, co ma istotne znaczenie przy próbach zamiennego stosowania wzmacniaczy, przewodów łączeniowych i przetworników piezoelektrycznych. W przypadku zaistnienia konieczności przedłużenia przewodów łączeniowych czułość ładunkowa (6.42) nie ulegnie zmianie, natomiast czułość napięciowa (6.43) zmieni się i nowa czułość S'_U będzie określona zależnością:

$$S'_U = \frac{C}{C + C_d} \cdot S_U \quad (6.52)$$

gdzie C jest wypadkową pojemnością toru pomiarowego (6.44), a C_d jest pojemnością dodatkowego przewodu przedłużającego. Dla obydwu trybów pracy, ładunkowego i napięciowego, wzrost pojemności wypadkowej toru pomiarowego korzystnie zmniejszy dolną częstotliwość graniczną (6.51).

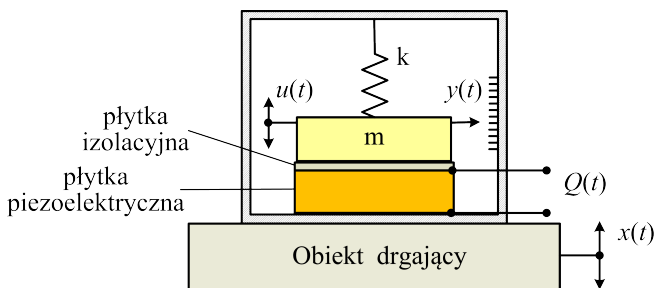


Rysunek 6.9. Charakterystyka amplitudowa toru pomiarowego z przetwornikiem piezoelektrycznym w zakresie niskich częstotliwości

6.5. Akcelerometr piezoelektryczny

Zasada działania akcelerometru piezoelektrycznego polega na wykorzystaniu przetwornika piezoelektrycznego, który generuje ładunek elektryczny pod wpływem działającej na niego siły bezwładności masy sejsmicznej. Ładunek wytwarzany jest na ściankach kryształu kwarcu poddanego działaniu sił ściskających lub rozciągających, w zależności od kierunku działającego przyspieszenia. Wartość ładunku jest proporcjonalna do działającej siły, a jego znak zmienia się przy ściskaniu lub rozciąganiu kryształu.

Na rysunku 6.10 przedstawiono ilustrację zasady działania akcelerometru piezoelektrycznego, w którym siła działa wzdłuż osi elektrycznej (efekt podłużny) kryształu. Ładunek elektryczny generowany jest na powierzchniach prostopadłych do osi elektrycznej. Sprężyna wywiera wstępny nacisk masy sejsmicznej na płytkę piezoelektryczną, którego wartość ulega następnie zwiększaniu lub zmniejszaniu wskutek działania siły bezwładności masy wywołanej mierzonym przyspieszeniem.



Rysunek 6.10. Zasada działania akceleratoru piezoelektrycznego

Siła bezwładności, z jaką masa sejsmiczna oddziałuje na przetwornik piezoelektryczny, jest proporcjonalna do jej bezwzględnego przyspieszenia i wynosi:

$$F = m \cdot \ddot{u}(t) \quad (6.53)$$

generując ładunek o wartości określonej równaniem (6.40), co przy uwzględnieniu (6.53) daje:

$$m \cdot \ddot{u}(t) = \frac{1}{k_p} \cdot Q(t) \quad (6.54)$$

W dziedzinie operatorowej zależność ta przyjmuje postać:

$$U(s) = \frac{1}{m \cdot k_p} \cdot \frac{Q(s)}{s^2} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{Q(s)}{s^2} \quad (6.55)$$

Równanie przetwornika sejsmicznego wynika z warunku równowagi sił (6.5) i zgodnie z (6.6) ma postać:

$$m \cdot \ddot{u}(t) + c \cdot \dot{y}(t) + k \cdot y(t) = 0 \quad (6.56)$$

Podstawiając w (6.56) w miejsce $y(t)$ zależność wiążącą przemieszczenia w przetworniku sejsmicznym (6.4), otrzymamy:

$$m \cdot \ddot{u}(t) + c \cdot \dot{u}(t) + k \cdot u(t) = c \cdot \dot{x}(t) + k \cdot x(t) \quad (6.57)$$

a w dziedzinie operatorowej, przy uwzględnieniu podstawień (6.8) oraz (6.9) parametrów ω_0 i ξ , otrzymujemy:

$$\frac{1}{\omega_0^2} \cdot s^2 \cdot U(s) + \frac{2\xi}{\omega_0} \cdot s \cdot U(s) + U(s) = \frac{2\xi}{\omega_0} \cdot s \cdot X(s) + X(s) \quad (6.58)$$

Transmitancja operatorowa, wiążąca bezwzględne przemieszczenie masy sejsmicznej $U(s)$ z bezwzględnym przemieszczeniem drgań $X(s)$, wyznaczona na podstawie (6.58) ma postać:

$$\frac{U(s)}{X(s)} = \frac{\frac{2\xi}{\omega_0} \cdot s + 1}{\frac{1}{\omega_0^2} \cdot s^2 + \frac{2\xi}{\omega_0} \cdot s + 1} \quad (6.59)$$

Podstawiając za $U(s)$ w (6.59) zależność (6.55), otrzymujemy:

$$\frac{Q(s)}{X(s)} = \beta \cdot s^2 \cdot \frac{\frac{2\xi}{\omega_0} \cdot s + 1}{\frac{1}{\omega_0^2} \cdot s^2 + \frac{2\xi}{\omega_0} \cdot s + 1} \quad (6.60)$$

W akcelerometrach piezoelektrycznych masa sejsmiczna m ma małą wartość, a sprężyna dużą sztywność k , skąd pulsacja drgań własnych ω_0 , zgodnie z (6.8), ma dużą wartość, natomiast stopień tłumienia $\xi \cong 0,01$, gdyż w przetworniku występuje jedynie tłumienie powietrzne, co pozwala uprościć równanie (6.60) do postaci:

$$Q(s) = \beta \cdot s^2 \cdot X(s) \quad (6.61)$$

a w dziedzinie czasu do formuły:

$$Q(t) = \beta \cdot \ddot{x}(t) = \beta \cdot a(t) \quad (6.62)$$

która stanowi, iż w częstotliwościowym paśmie pracy, ładunek $Q(t)$ jest proporcjonalny do mierzonego przyspieszenia bezwzględnego $a(t)$.

Akcelerometry piezoelektryczne charakteryzują się szerokim częstotliwościowym pasmem pracy, gdyż w praktyce częstotliwości drgań własnych osiągają wartości rzędu dziesiątków kiloherców, natomiast zapewnienie małej wartości współczynnika tłumienia ($\xi \cong 0$) powoduje, że praktycznie nie ma przesunięcia fazowego pomiędzy sygnałem mierzonego przyspieszenia a bezwzględnym przemieszczeniem masy sejsmicznej (zgodnie z charakterystyką fazowo-częstotliwościową na rysunku 6.2), w zakresie częstotliwości mierzonych drgań poniżej częstotliwości drgań własnych.

ROZDZIAŁ 7

Pomiary odległości i przemieszczenia

Pomiary odległości bądź przemieszczenia dotyczą określania podstawowych parametrów ruchu liniowego oraz kąowego. Związane są z kinematycznym opisem fizycznego zjawiska ruchu, a z pomiarem przemieszczenia związany jest również pomiar prędkości liniowej i kąowej. Jeżeli odległość pomiędzy dwoma obiektami wynosi d i położenie jednego z obiektów względem drugiego zmienia się o δ do wartości $d + \delta$ (przy czym δ może mieć wartość dodatnią lub ujemną), to zmianę δ nazywamy przemieszczeniem. Stąd pomiarowi może podlegać aktualna wartość odległości $d + \delta$ lub wyłącznie przemieszczenie obiektu ruchomego δ . W obydwu przypadkach mamy jednakże do czynienia z tym samym charakterem wielkości fizycznej, nazwijmy ją w takim razie w sposób ogólny drogą.

Pomiary odległości lub przemieszczenia zawsze wymagają zdefiniowania stabilnego punktu odniesienia, względem którego mierzona jest droga.

Do podstawowych metod pomiaru drogi lub prędkości należą:

- metody wykorzystujące zmiany wartości parametrów obwodu elektrycznego: rezystancji, pojemności, indukcyjności własnej lub wzajemnej;
- metody wykorzystujące zjawiska opisujące propagację fal elektromagnetycznych, np. laserowe lub radarowe metody pomiarowe, efekt Dopplera, metody interferometryczne, metody optyczne w świetle widzialnym;
- ultradźwiękowe metody pomiarowe, wykorzystujące propagację fal sprężystych w ośrodkach materialnych;

- generacyjne metody związane z efektem indukcji elektromagnetycznej;
- cyfrowe i impulsowe metody pomiarowe.

Najprostsze metody pomiaru drogi wykorzystują przetworniki potencjometryczne liniowe lub kątowe, których rezystancja zmienia się w funkcji mierzonej drogi. Metody potencjometryczne należą do grupy metod stykowych, mają ograniczoną dokładność (błąd pomiaru w granicach kilku procent). Przetworniki potencjometryczne znajdują zastosowanie na przykład w pomiarach poziomu lub położenia obiektów. Pozostałe parametryczne przetworniki pomiarowe, pojemnościowe i indukcyjnościowe, znajdują zastosowanie wprost do pomiaru drogi lub używane są jako przetworniki końcowe sygnału przemieszczenia na wielkość elektryczną w wielostopniowych przetwornikach do pomiarów innej wielkości nieelektrycznej (na przykład pomiaru wartości ugięcia membrany w przetwornikach ciśnienia lub przemieszczenia masy sejsmicznej względem obudowy w przetwornikach drgań).

7.1. Przetworniki pojemnościowe przemieszczenia

Zasada działania przetworników pojemnościowych polega na zmianie wartości pojemności pod wpływem przemieszczenia się jednej z okładek kondensatora, sprzężonej mechanicznie z przemieszczającym się obiektem. Zastosowanie znajdują zarówno kondensatory płaskie, jak i cylindryczne, powietrzne lub z dielektrykiem.

Pojemność kondensatora płaskiego (rysunek 7.1a) wyraża się zależnością:

$$C_0 = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d} \quad (7.1)$$

gdzie:

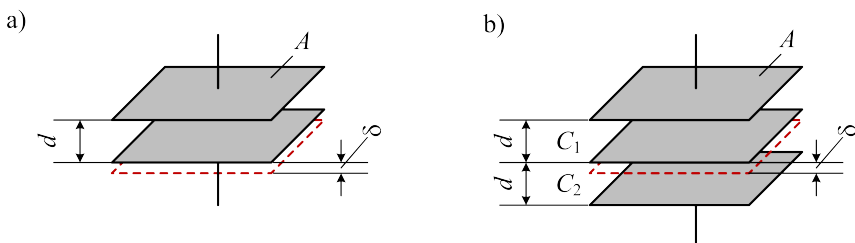
- ε_0 – przenikalność dielektryczna próżni, $\varepsilon_0 = \frac{10^7}{4\pi c^2} \frac{F}{m} \cong 8,8854 \cdot 10^{-12} \frac{F}{m}$,
- c – prędkość światła,
- ε_r – względna przenikalność elektryczna dielektryka,
- A – powierzchnia pojedynczej okładki kondensatora,
- d – odległość pomiędzy okładkami.

Mierzona wielkość przemieszczenia może wpływać na:

- zmianę odległości d pomiędzy okładkami,
- zmianę skojarzonych powierzchni czynnych elektrod (np. w czujnikach przemieszczenia kąтового),
- zmianę przenikalności dielektryka.

Na rysunku 7.1a pokazano kondensator płaski ze zmienną odległością pomiędzy okładkami, jako miarę wielkości mierzonej, którego pojemność można wyrazić w postaci zależności:

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d + \delta} \quad (7.2)$$



Rysunek 7.1. Przetwornik pojemnościowy o zmiennej odległości okładek: a) kondensator prosty; b) kondensator różnicowy

Pojemność C określona zależnością (7.2) jest nieliniową funkcją odległości $d + \delta$ oraz przemieszczenia δ . Przekształćmy ją, mnożąc licznik i mianownik przez $(d - \delta)/d^2$:

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d} \cdot \frac{1 - \frac{\delta}{d}}{1 - \left(\frac{\delta}{d}\right)^2} \quad (7.3)$$

Pomijając w mianowniku wyrażenia kwadrat małych przyrostów odległości $(\delta/d)^2 \ll 1$ oraz przy uwzględnieniu (7.1), otrzymamy:

$$C \cong \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d} \cdot \left(1 - \frac{\delta}{d}\right) = C_0 - C_0 \cdot \frac{\delta}{d} \quad (7.4)$$

Uzyskano liniową zależność pojemności C od przemieszczenia δ , która ze względu na pominięcie kwadratu małych przyrostów odległości obowiązuje w niewielkim zakresie w otoczeniu punktu $\delta/d \cong 0$. Dodatkowym utrudnieniem jest konieczność pomiaru niewielkich zmian pojemności na tle dużej pojemności początkowej C_0 . Pewnym rozwiązaniem problemu jest zastosowanie układu różnicowego dwóch kondensatorów, który przedstawiono na rysunku 7.1b. W położeniu początkowym ruchomej okładki środkowej kondensatora ($\delta = 0$) wartości pojemności wynoszą:

$$C_1 = C_2 = C_0 \quad (7.5)$$

Jeżeli okładka środkowa przemieści się o δ , pojemności kondensatorów przyjmą wartości:

$$C_1 = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d + \delta} \quad (7.6)$$

oraz:

$$C_2 = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d - \delta} \quad (7.7)$$

Łatwo sprawdzić, że wypadkowa pojemność C_w szeregowo połączonych kondensatorów nie ulegnie zmianie, nie powodując zmiany obciążenia w układzie pomiarowym, bowiem:

$$C_w = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{2 \cdot d} = \frac{1}{2} \cdot C_0 \quad (7.8)$$

Wyznaczmy różnicę pojemności C_2 i C_1 :

$$\Delta C = C_2 - C_1 = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A \cdot \left(\frac{1}{d - \delta} - \frac{1}{d + \delta} \right) \quad (7.9)$$

po przekształceniu której otrzymamy:

$$\Delta C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A \cdot \frac{2 \cdot \left(\frac{\delta}{d} \right)}{1 - \left(\frac{\delta}{d} \right)^2} \quad (7.10)$$

Po zaniedbaniu w równaniu (7.10) kwadratu małych przyrostów odległości $(\delta/d)^2 \ll 1$ i uwzględnieniu (7.1) otrzymamy ostatecznie:

$$\Delta C \cong 2 \cdot C_0 \cdot \left(\frac{\delta}{d} \right) \quad (7.11)$$

Otrzymano w przybliżeniu liniową zależność różnicy pojemności ΔC w funkcji przemieszczenia δ , która ze względu na pominięcie kwadratu małych przyrostów odległości, również, jak w przypadku kondensatora prostego, obowiązuje w niewielkim zakresie w otoczeniu punktu $\delta/d \cong 0$. Wyeliminowana została natomiast składowa stała w postaci dużej pojemności początkowej C_0 , a pomiarowi w funkcji przemieszczenia δ podlegają wyłącznie zmiany pojemności. Dodatkową korzyścią z zastosowania metody różnicowej jest dwukrotne zwiększenie czułości w stosunku do prostego przetwornika pojemnościowego (7.4) oraz wyeliminowanie zakłóceń, na przykład wpływów temperatury na pracę przetwornika.

Na rysunku 7.2a przedstawiono charakterystyki metrologiczne pojemnościowego przetwornika przemieszczenia, wyrażone przez nieliniową zależność różnicy pojemności ΔC zgodnie z (7.10) oraz jej liniowej aproksymacji ΔC_{apr} zgodnie z (7.11) w funkcji względnego przemieszczenia δ/d .

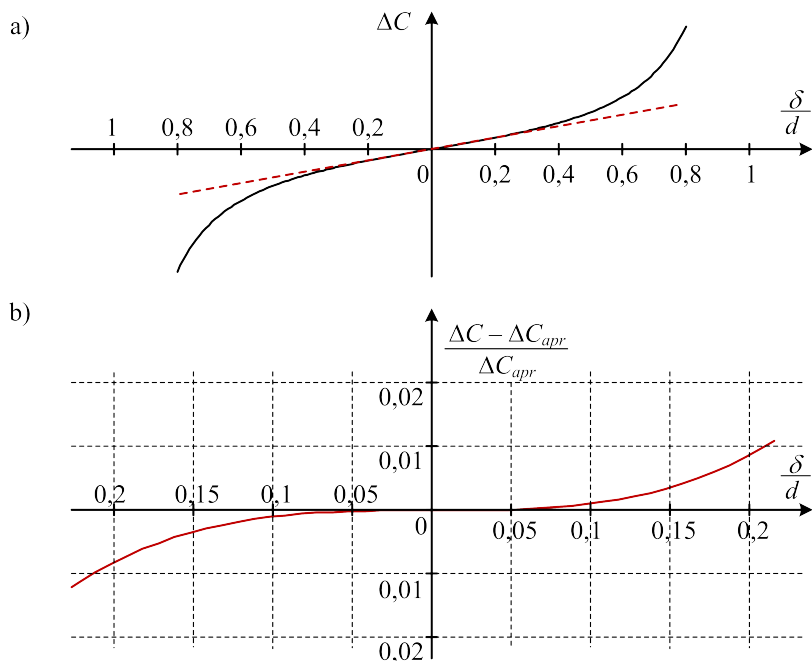
Rysunek 7.2b przedstawia zależność względnego błędu nieliniowości przetwornika, zdefiniowanego jako różnica pojemności ΔC zgodnie z (7.10) oraz jej liniowej aproksymacji ΔC_{apr} zgodnie z (7.11) odniesionej do pojemności wynikającej z liniowej aproksymacji w funkcji względnego przemieszczenia δ/d . Na podstawie przedstawionych charakterystyk można stwierdzić, że błąd nieliniowości przetwarzania jest mniejszy od 1% dla przemieszczeń nieprzekraczających 20% odległości początkowej d pomiędzy okładkami oraz mniejszy od 0,5% dla przemieszczeń nieprzekraczających 15% odległości d .

Innym rodzajem przetwarzania przemieszczenia wykorzystywanym w przetwornikach pojemnościowych jest zmiana skojarzonych powierzchni czynnych A elektrod, zgodnie z rysunkiem 7.3. Przemieszczenie w kondensatorze prostym (rysunek 7.3a) okładziny sprzężonej mechanicznie z obiektem pomiaru o wartość δ powoduje zmianę skojarzonej powierzchni czynnej od wartości początkowej dla $\delta = 0$:

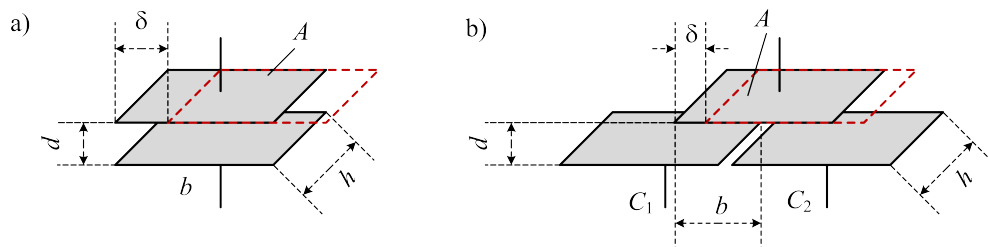
$$A = b \cdot h \quad (7.12)$$

do wartości powierzchni dla $\delta \neq 0$:

$$A = (b - \delta) \cdot h \quad (7.13)$$



Rysunek 7.2. Charakterystyki metrologiczne przetwornika pojemnościowego w funkcji przemieszczenia: a) różnicy pojemności ΔC zgodnie z (7.10) oraz jej liniowej aproksymacji ΔC_{apr} zgodnie z (7.11); b) względnego błędu nieliniowości, zdefiniowanego jako różnica pojemności ΔC wg (7.10) i ΔC_{apr} wg (7.11), odniesionej do ΔC_{apr}



Rysunek 7.3. Przetwornik pojemnościowy o zmiennej powierzchni skojarzenia okładek: a) kondensator prosty; b) kondensator różnicowy

Wartość początkowa pojemności C_0 (7.1) wskutek przemieszczania okładki o δ ulegnie zmniejszeniu do wartości:

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{(b - \delta) \cdot h}{d} \quad (7.14)$$

skąd po przekształceniu otrzymamy:

$$C = C_0 - \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{h}{d} \cdot \delta \quad (7.15)$$

Pojemność C określona zależnością (7.15) jest liniową funkcją przemieszczenia δ . Podobnie jednak jak w czujniku ze zmienną odległością okładek, dodatkowym utrudnieniem jest konieczność pomiaru niewielkich zmian pojemności na tle dużej pojemności początkowej C_0 . Rozwiązaniem problemu jest zastosowanie układu różnicowego dwóch kondensatorów, który przedstawiono na rysunku 7.3b. W położeniu początkowym ruchomej okładki środkowej kondensatora ($\delta = 0$) wartości pojemności wynoszą:

$$C_1 = C_2 = C_0 \quad (7.16)$$

Jeżeli okładka środkowa przemieści się o δ , pojemności kondensatorów przyjmą zgodnie z (7.15) wartości:

$$C_1 = C_0 - \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{h}{d} \cdot \delta \quad \text{oraz} \quad C_2 = C_0 + \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{h}{d} \cdot \delta \quad (7.17)$$

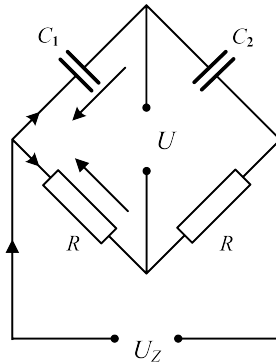
skąd różnica pojemności wynosi:

$$\Delta C = C_2 - C_1 = 2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{h}{d} \cdot \delta \quad (7.18)$$

Otrzymano liniową zależność różnicy pojemności ΔC w funkcji przemieszczenia δ . Wyeliminowana została składowa stała w postaci dużej, początkowej pojemności C_0 , a pomiarowi w funkcji przemieszczenia δ podlegają wyłącznie zmiany pojemności. Dodatkową korzyścią z zastosowania metody różnicowej jest dwukrotne zwiększenie czułości w stosunku do prostego przetwornika pojemnościowego (7.15) oraz wyeliminowanie zakłócającego wpływu temperatury na pracę przetwornika.

Do pomiaru niewielkich, kilkuprocentowych zmian pojemności kondensatorów stosuje się najczęściej układy mostkowe czteroramienne lub transformatorowe [23, 34]. W przypadku stosowania kondensatora prostego umieszcza się go w jednym ramieniu mostka, natomiast kondensatory w układzie różnicowym umieszcza się w sąsiednich ramionach mostka, tak aby ich sygnały użyteczne się sumowały.

Na rysunku 7.4 przedstawiono przykład mostka czteroramiennego, z umieszczonymi w sąsiednich ramionach kondensatorami C_1 i C_2 pracującymi w układzie różnicowym.



Rysunek 7.4. Mostkowy układ pomiarowy z pojemnościowym czujnikiem różnicowym

Mostek zasilany jest napięciem sinusoidalnie zmiennym o pulsacji ω , stąd pomiar pojemności odbywa się właściwie przez pomiar reaktancji kondensatorów:

$$X_C = 1/\omega C \quad (7.19)$$

Zakładając napięciowy tryb zasilania mostka oraz obciążenie jego wyjścia nieskończenie dużą rezystancją, napięcie wyjściowe można zapisać w postaci:

$$U = U_Z \cdot \left(\frac{X_{C_1}}{X_{C_1} + X_{C_2}} - \frac{R}{2R} \right) \quad (7.20)$$

Uwzględniając w równaniu (7.20) pojemności C_1 i C_2 kondensatora różnicowego o zmiennej odległości okładek, wyrażone przez zależności (7.6) oraz (7.7), otrzymamy po przekształceniach:

$$U = U_Z \cdot \frac{\delta}{2d} \quad (7.21)$$

a w przypadku kondensatora różnicowego o zmiennej powierzchni skojarzenia okładek, przyjmując pojemności C_1 i C_2 kondensatora różnicowego wyrażone przez (7.17), otrzymamy:

$$U = U_Z \cdot \frac{\delta}{2b} \quad (7.22)$$

Jak wynika z równań (7.21) i (7.22), napięcie wyjściowe U mostka jest liniową funkcją przemieszczenia δ odniesionego odpowiednio do początkowej odległości d okładek w kondensatorze o zmiennej odległości okładek lub początkowej długości b skojarzenia okładek kondensatora różnicowego o zmiennej powierzchni skojarzenia okładek.

Czujniki pojemnościowe, oprócz zastosowania w pomiarach małych przemieszczeń i odległości, stosowane są również jako przetworniki końcowe, w przetwornikach do pomiaru innych wielkości nieelektrycznych (na przykład ciśnienia, przyspieszenia), w konstrukcji mikrofonów pojemnościowych do pomiarów ciśnienia akustycznego, a także jako bezpośrednie czujniki wilgotności przy zastosowaniu higroskopijnego dielektryka wykorzystującego dużą różnicę przenikalności dielektrycznej wody i powietrza (80 : 1).

7.2. Indukcyjnościowe przetworniki przemieszczenia

Zasada działania indukcyjnościowych przetworników przemieszczenia polega na zmianie indukcyjności własnej cewek, której wartość wyraża się zależnością:

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{z^2 \cdot A}{l} \quad (7.23)$$

gdzie:

- μ_0 – przenikalność magnetyczna, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$ próżni,
- μ_r – względna przenikalność magnetyczna,
- z – liczba zwojów cewki,
- A – powierzchnia przekroju poprzecznego strumienia magnetycznego,
- l – długość drogi strumienia magnetycznego.

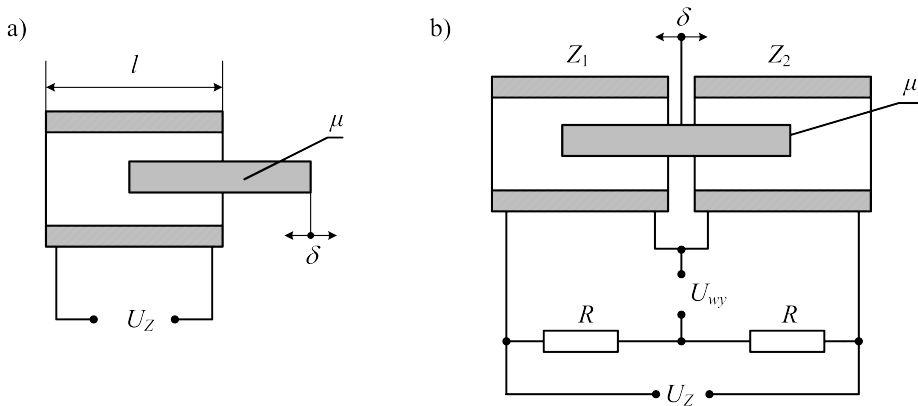
Mierzona wielkość przemieszczenia może wpływać na:

- zmianę przenikalności magnetycznej μ_r ,
- zmianę długości drogi strumienia magnetycznego l ,
- zmianę powierzchni strumienia magnetycznego A .

W grupie przetworników indukcyjnościowych można wyróżnić przetworniki:

- dławikowe
- solenoidalne.

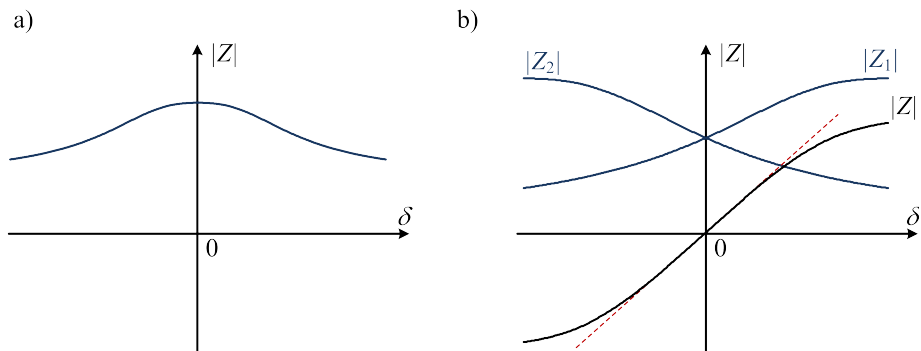
Rzadko w tej chwili stosowane przetworniki dławikowe wykorzystują efekt zmiany długości drogi strumienia magnetycznego przez zmianę szerokości szczeliny powietrznej. Ze względu na nieliniowość charakterystyki indukcyjności L w funkcji drogi l oraz stosunkowo duże wymiary i masę przetworniki te są niechętnie stosowane [23]. Można je spotkać w konstrukcji czujników chropowatości i falistości powierzchni stosowanych na przykład do oceny jakości obróbki skrawaniem. Częściej stosowane są czujniki solenoidalne proste i różnicowe. Zakresy pomiarowe czujników indukcyjnościowych wynoszą od $50\ \mu\text{m}$ do $500\ \text{mm}$.



Rysunek 7.5. Solenoidalne przetworniki indukcyjnościowe: a) przetwornik prosty; b) przetwornik różnicowy

Na rysunku 7.5 wyjaśniono zasadę działania solenoidalnych czujników indukcyjnościowych w układzie prostym i różnicowym. Przetworniki solenoidalne budowane są jako cewki nawijane na korpusie cylindrycznym o długości l i przekroju A . Zasada działania czujników solenoidalnych polega na zmianie indukcyjności wskutek zmiany przenikalności magnetycznej, w wyniku wprowadzania do solenoidu rdzenia ferromagnetycznego.

Impedancja przetwornika prostego zmienia się od maksymalnej w centralnym, symetrycznym położeniu rdzenia wewnątrz solenoidu i maleje nieliniowo przy przemieszczaniu rdzenia o wartość δ w obydwu kierunkach względem położenia centralnego (rysunek 7.6a). W czujniku występuje siła oddziaływania magnetycznego, która utrudnia sterowanie położeniem rdzenia przez sprzężony z nim mechanicznie obiekt (zwiększone opory ruchu), którego przemieszczenie jest mierzone.



Rysunek 7.6. Charakterystyka przetwarzania solenoidalnego, indukcyjnościowego przetwornika:
a) prostego; b) różnicowego

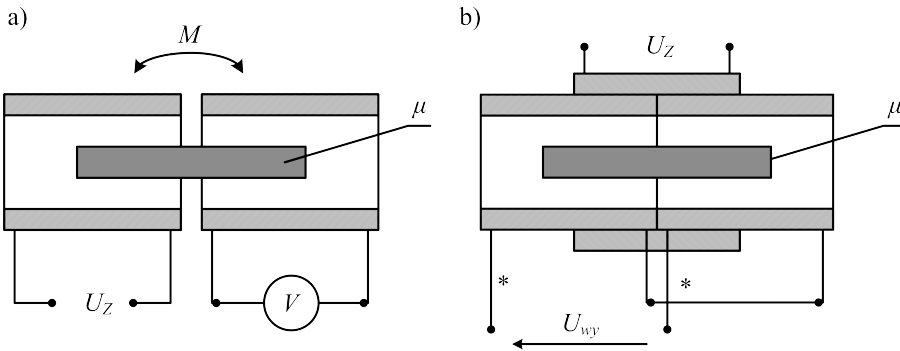
Niedogodności czujnika prostego eliminuje w dużym stopniu przetwornik różnicowy, którego zasadę działania wyjaśnia rysunek 7.5b. Rdzeń ferromagnetyczny przemieszczając się z położenia równowagi ($\delta = 0$), powoduje wzrost przenikalności magnetycznej jednej z cewek i równocześnie spadek przenikalności drugiej. Jeżeli moduł impedancji jednej cewki rośnie, to drugiej maleje (rysunek 7.6b). Cewki umieszczone są w sąsiednich ramionach mostka, co powoduje, że napięcie wyjściowe jest funkcją różnicy impedancji cewek $|Z_1|$ i $|Z_2|$:

$$U = f(|Z_1| - |Z_2|) = f(|Z|) \quad (7.24)$$

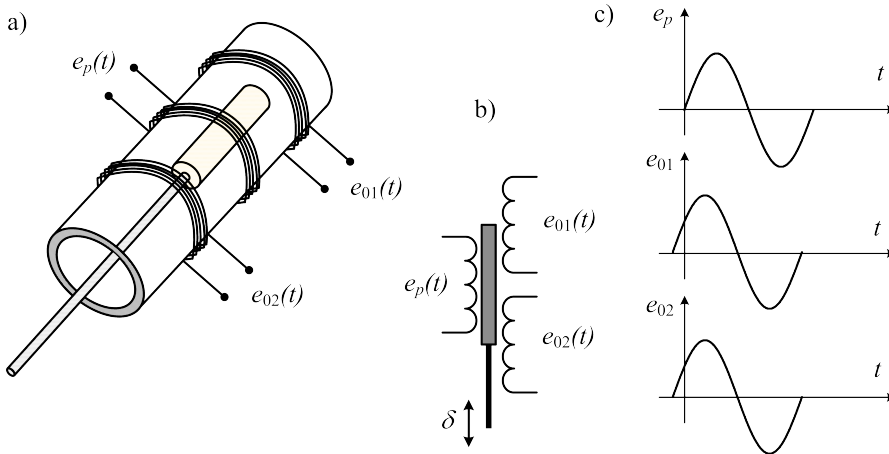
Całkowity przebieg zmienności różnicy impedancji cewek jest funkcją nieliniową, lecz w niewielkim zakresie (ok. 15÷20% zakresu ruchu rdzenia w korpusie cewki) można go traktować jako liniowy. Oprócz linearyzacji charakterystyki dodatkową zaletą stosowania czujnika różnicowego jest wzrost czułości (nachylenie charakterystyki w liniowym zakresie pracy dla różnicy modułów impedancji $|Z|$ jest większe niż dla modułów impedancji pojedynczych cewek $|Z_1|$ i $|Z_2|$), kompensacja sił oddziaływania magnetycznego na rdzeń, przez co maleją opory ruchu, a także następuje kompensacja potencjalnych zakłóceń (wpływ obcych pól elektromagnetycznych, wpływ temperatury).

7.3. Transformatorowe przetworniki przemieszczenia

W transformatorowych przetwornikach przemieszczenia wykorzystywane jest zjawisko indukcyjności wzajemnej, polegające na indukowaniu siły elektromotorycznej w uzwojeniu wtórnym wywołanej przez prąd zasilający uzwojenie pierwotne, w różnych warunkach sprzężenia obydwu uzwojeń. Na rysunku 7.7 wyjaśniono ideę działania solenoidalnych przetworników transformatorowych przemieszczenia, w których wielkość sprzężenia regulowana jest za pomocą ruchomego rdzenia ferromagnetycznego. Szersze zastosowanie w praktyce mają przetworniki różnicowe, które w literaturze noszą nazwę czujników typu LVDT (*Linear Variable Differential Transformer*).



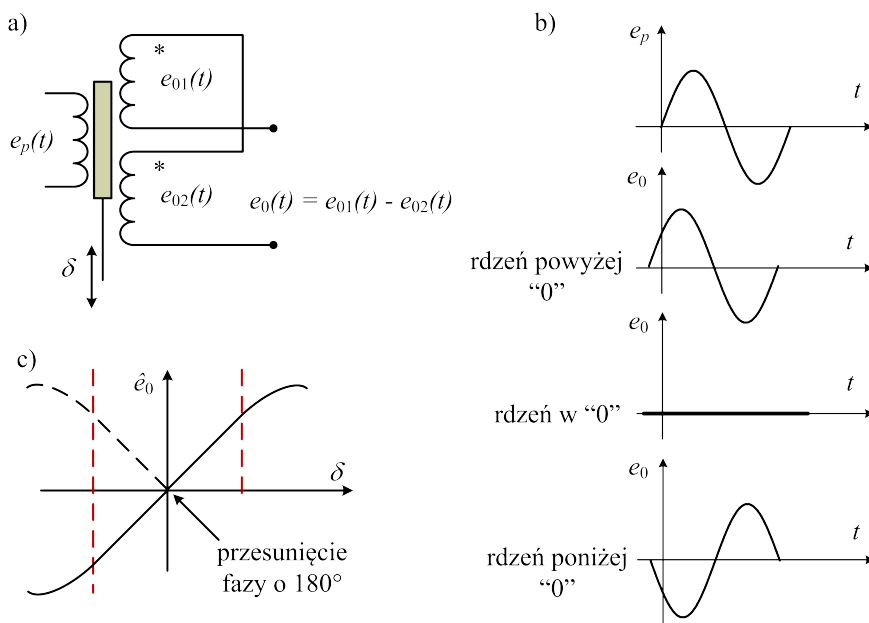
Rysunek 7.7. Solenoidalne przetworniki transformatorowe: a) przetwornik prosty; b) przetwornik różnicowy



Rysunek 7.8. Budowa przetwornika transformatorowego: a) nieruchome cewki nawinięte na korpusie z przesuwym rdzeniem ferromagnetycznym; b) schemat układu elektrycznego przetwornika; c) przebiegi czasowe w układzie

Zasadę budowy transformatorowych różnicowych przetworników przemieszczenia wyjaśniono na rysunku 7.8 [5]. Na korpusie nawinięte są trzy uzwojenia: pobudzające, zasilane napięciem $e_p(t)$ oraz dwa uzwojenia odbiorcze, w których indukowane są napięcia $e_{01}(t)$ i $e_{02}(t)$. Jeżeli cewka pobudzająca zasilona zostanie napięciem sinusoidalnie zmiennym o ustalonej amplitudzie (od kilku do kilkunastu woltów) i częstotliwości (zakres stosowanych częstotliwości wynosi od 60 Hz do 20 kHz, typowa wartość wynosi 600 Hz lub 5 kHz), to w uzwojeniach wtórnych indukować się będą napięcia przesunięte w fazie względem napięcia pobudzającego, o wartości amplitudy zależnej od wielkości sprzężenia wyrażonego przez indukcyjności wzajemne pomiędzy cewką pobudzającą i cewkami odbiorczymi. Wewnątrz cylindrycznego korpusu przetwornika umieszczony jest rdzeń ferromagnetyczny poruszany za pomocą niemagnetycznego pręta. Jeżeli skutek ruchu rdzenia sprzężenie cewki pobudzającej z jedną

z cewek odbiorczych będzie rośło, to sprzężenie z drugą będzie malało. Wartości amplitud napięć wyjściowych cewek odbiorczych będą odpowiednio się zmieniać – jednej cewki będzie rosła, a drugiej malała. Amplitudy napięć wyjściowych rdzenia znajdującego się w położeniu „zerowym” będą identyczne.



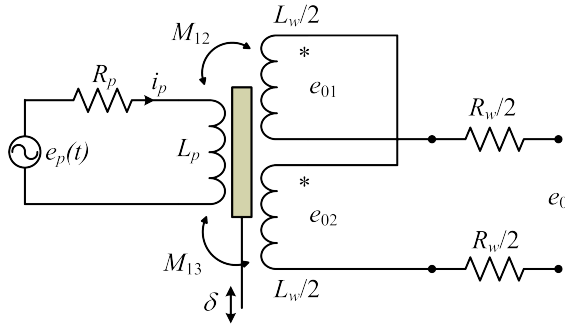
Rysunek 7.9. Zasada działania przetwornika transformatorowego różnicowego: a) elektryczny schemat połączeń; b) przebiegi czasowe; c) charakterystyka statyczna przetwornika

W celu uzyskania przetwornika różnicowego należy połączyć uzwojenia odbiorcze przeciwsobnie, tak aby napięcia wyjściowe cewek odejmowały się od siebie (rysunek 7.9a). Napięcie wyjściowe $e_0(t)$ przetwornika w „zerowym” położeniu rdzenia będzie miało zerową wartość amplitudy $\hat{e}_0$, a w przypadku przemieszczenia rdzenia o wartość δ amplituda napięcia będzie rosła niezależnie od kierunku przemieszczenia (rysunek 7.9b i c). Informacja o kierunku przemieszczania rdzenia jest zakodowana w fazie sygnału wyjściowego $e_0(t)$ względem pobudzającego $e_p(t)$, przy czym przejście rdzenia przez położenie „zerowe” powoduje zmianę fazy sygnału wyjściowego względem pobudzającego o 180° . W celu precyzyjnego określenia wartości i kierunku przemieszczenia należy w związku z tym wykonywać pomiar amplitudy sygnału (jest miarą wielkości przemieszczenia) oraz przeprowadzać detekcję fazoczułą sygnału wyjściowego za pomocą demodulatora synchronicznego (określa znak kierunku przemieszczenia). Dzięki detekcji fazoczułej, uzyskujemy jednoznaczny przebieg charakterystyki statycznej (charakterystyka zaznaczona linią ciągłą na rysunku 7.9c), która ma liniowy charakter dla znacznego zakresu przemieszczania rdzenia po obydwu stronach położenia zerowego.

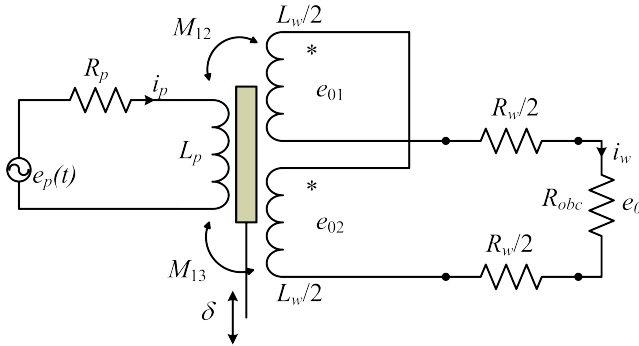
W rzeczywistych układach pomiędzy napięciem pobudzającym $e_p(t)$ a napięciem wyjściowym $e_0(t)$ nie występuje idealne przesunięcie fazowe 0° lub 180° w zależności od

kierunku przesunięcia rdzenia, lecz pojawia się dodatkowe przesunięcie fazowe wynikające ze skończonej dobroci cewek, zależne od częstotliwości sygnału pobudzającego (rysunek 7.9b). Dla poprawnej pracy demodulatora synchronicznego istotne jest, aby to dodatkowe przesunięcie było jak najmniejsze, a najlepiej zerowe.

Rozpatrzmy zatem działanie przetwornika, wykorzystując jego schemat zastępczy w jałowym stanie pracy (rysunek 7.10) i stanie pracy z obciążeniem wyjścia dodatkową rezystancją R_{obc} (rysunek 7.11) [5]. Na schematach L_p oraz R_p oznaczają indukcyjność własną i rezystancję czynną cewki pobudzającej, a L_w oraz R_w cewek odbiorczych, M_{12} oraz M_{13} indukcyjności wzajemne pomiędzy uzwojeniami cewek.



Rysunek 7.10. Schemat zastępczy przetwornika pracującego w stanie jałowym



Rysunek 7.11. Schemat zastępczy przetwornika pracującego w stanie obciążenia

Dla stanu jałowego pracy możemy zapisać równania operatorowe obwodów:

$$e_p(s) = (s \cdot L_p + R_p) \cdot i_p(s) \quad (7.25)$$

$$e_0(s) = s \cdot (M_{12} - M_{13}) \cdot i_p(s)$$

Na podstawie powyższych równań można zdefiniować transmitancję operatorową układu wyrażoną przez stosunek transformaty operatorowej napięcia wyjściowego $e_0(s)$ do transformaty operatorowej sygnału pobudzającego $e_p(s)$:

$$\frac{e_0(s)}{e_p(s)} = \frac{s \cdot (M_{12} - M_{13})}{R_p \cdot (s \cdot \tau_p + 1)} \quad (7.26)$$

gdzie $\tau_p = L_p/R_p$ – stała czasowa cewki pobudzającej.

Podstawiając w równaniu (7.26) $s = j\omega$, możemy wyznaczyć charakterystykę fazowo-częstotliwościową, obwodu (1.12), którą opisuje zależność:

$$\varphi = 90 - \arctg \omega \tau_p \quad (7.27)$$

Zauważmy, że:

$$\begin{aligned} \text{dla } \omega \rightarrow 0 \quad \varphi &\rightarrow 90^\circ \\ \text{dla } \omega \rightarrow \infty \quad \varphi &\rightarrow 0^\circ \end{aligned} \quad (7.28)$$

skąd wynika, że w przypadku jałowego stanu pracy nie istnieje optymalna wartość częstotliwości sygnału pobudzającego, dla którego przesunięcie fazowe pomiędzy napięciami $e_p(t)$ i $e_0(t)$ o zgodnych fazach będzie miało wartość zerową.

Rozpatrzmy układ pracujący z obciążeniem wyjścia dodatkową rezystancją R_{obc} (rysunek 7.11). W takim trybie pracy układu możemy zapisać równania operatorowe obwodów, przyjmując oznaczenie łącznej rezystancji czynnej obwodu wtórnego $R = R_w + R_{obc}$ (oznaczenia jak na rysunku 7.11):

$$\begin{aligned} e_p(s) &= (s \cdot L_p + R_p) \cdot i_p(s) + s \cdot (M_{13} - M_{12}) \cdot i_w(s) \\ (s \cdot L_w + R) \cdot i_w(s) + s \cdot (M_{13} - M_{12}) \cdot i_p(s) &= 0 \end{aligned} \quad (7.29)$$

Transmitancję operatorową układu wyznaczmy z powyższego układu równań, rugując z niego prąd $i_p(s)$:

$$\frac{e_0(s)}{e_p(s)} = \frac{i_w(s) \cdot R_{obc}}{e_p(s)} = \frac{s \cdot (M_{12} - M_{13}) \cdot R_{obc}}{a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0} \quad (7.30)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} a_2 &= L_w \cdot L_p - (M_{12} - M_{13})^2 \\ a_1 &= L_w \cdot R_p + L_p \cdot R \\ a_0 &= R \cdot R_p \end{aligned} \quad (7.31)$$

Charakterystyka fazowo-częstotliwościowa (1.12) obwodu o transmitancji (7.30) wynosi:

$$\varphi = \arctg \frac{\omega \cdot (a_0 - a_2 \cdot \omega^2)}{a_1 \cdot \omega^2} \quad (7.32)$$

Analizując powyższą zależność, otrzymujemy:

$$\begin{aligned} \text{dla } \omega \rightarrow 0 \quad \varphi \rightarrow 90^\circ \\ \text{dla } \omega \rightarrow \infty \quad \varphi \rightarrow -90^\circ \end{aligned} \quad (7.33)$$

skąd wynika, że istnieje optymalna wartość częstotliwości pobudzającej czujnik, nazywana częstotliwością własną przetwornika, dla której przesunięcie fazowe pomiędzy napięciami $e_p(t)$ i $e_0(t)$ o zgodnych fazach będzie miało wartość zerową. Częstotliwość własną przetwornika można wyznaczyć z równania:

$$a_0 - a_2 \cdot \omega^2 = 0 \quad (7.34)$$

skąd przy uwzględnieniu (7.31) otrzymujemy:

$$\omega = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}} = \sqrt{\frac{R \cdot R_p}{L_w \cdot L_p - (M_{12} - M_{13})^2}} \quad (7.35)$$

Transformatorowy różnicowy przetwornik przemieszczenia LVDT winien pracować w układzie pomiarowym, który zapewni zasilanie go sygnałem o częstotliwości równej częstotliwości własnej przetwornika.

7.4. Laserowe metody pomiaru odległości

Laserowe metody pomiaru odległości należą do grupy metod optoelektronicznych wykorzystujących źródło światła koherentnego (spójnego). Dwa promienie światła są koherentne, jeśli mają tę samą długość fali (w przypadku światła monochromatycznego) oraz stałą w czasie różnicę faz, dzięki czemu w wyniku interferencji dają stałe obszary wzmocnień i wygaszania w postaci prążków interferencyjnych.

Można wyróżnić trzy podstawowe grupy laserowych metod pomiaru odległości:

- metody oparte na pomiarze czasu przejścia impulsu świetlnego od nadajnika do znajdującego się w tym samym urządzeniu odbiornika; w czasie tym impuls świetlny przebywa dwukrotnie mierzoną odległość;
- metody triangulacyjne, wykorzystujące zależności geometryczne zachodzące pomiędzy strumieniami świetlnymi: padającym i odbitym od obiektu z wykorzystaniem liniowego detektora położenia PSD (*Position Sensitive Detector*);
- metody interferometryczne, w których wykorzystywany jest efekt interferencji koherentnych promieni świetlnych, a wzorcem w procesie pomiaru jest długość światła promieniowania monochromatycznego.

Do grupy metod opartych na pomiarze czasu przejścia należą metody impulsowe. Nadajnik urządzenia pomiarowego nadaje impuls świetlny, który po odbiciu od obiektu, do którego mierzona jest odległość, wraca do odbiornika urządzenia pomiarowego.

Impuls świetlny przebywa odległość stanowiącą dwukrotność mierzonej odległości x :

$$2 \cdot x = t \cdot c \quad (7.36)$$

gdzie:

- t – czas przejścia impulsu świetlnego od chwili wysłania przez nadajnik do chwili jego powrotu do odbiornika urządzenia pomiarowego,
- c – prędkość światła.

Pomiar odległości x realizowany jest przez pośredni pomiar czasu t , który ze względu na bardzo dużą prędkość rozchodzenia się światła przyjmuje małe wartości. Dokładność pomiaru odległości jest wprost uzależniona od dokładności cyfrowej metody pomiaru czasu, która polega na zliczaniu impulsów generatora wzorcowego. Maksymalne, graniczne wartości częstotliwości generatora oraz zastosowana cyfrowa metoda pomiaru czasu, wyznaczają zatem dolny zakres mierzonych odległości z założoną dokładnością. Oprócz metod impulsowych do grupy metod opartych na pomiarze czasu należą metody z liniową modulacją częstotliwości nadawanej fali świetlnej, w których czas przejścia fali świetlnej wyznaczany jest na podstawie zmiany częstotliwości fali nadawanej w odniesieniu do częstotliwości fali powracającej, oraz z modulacją amplitudy nadawanej fali świetlnej, w których czas przejścia fali wyznaczany jest na podstawie pomiaru przesunięcia fazowego pomiędzy obwiedniami fali nadawanej i powracającej [23]. Metody oparte na pomiarze czasu znajdują zastosowanie w konstrukcjach do pomiarów odległości o większych wartościach, np. dalmierzach laserowych.

7.4.1. Laserowy przetwornik triangulacyjny

Laserowe przetworniki triangulacyjne wykorzystują zależności geometryczne zachodzące pomiędzy strumieniami świetlnymi padającym i odbitym, a układ pomiarowy pracuje w jednej płaszczyźnie. Zasada działania przetworników triangulacyjnych pokazana jest na rysunku 7.12. Wiązka światła laserowego ogniskowana jest w punkcie A na obiekcie, do którego odległość jest mierzona. Odległość x obiektu od przetwornika może się zmieniać w zakresie pomiarowym od punktu A' do A''. Obraz plamki świetlnej w punkcie A skupiany jest przez soczewkę obrazującą na liniowym detektorze położenia PSD w punkcie B. Pomiar odległości x pomiędzy badanym obiektem a przetwornikiem odbywa się przez pomiar przemieszczenia promienia laserowego na fotodetektorze PSD.

Przemieszczenie obiektu od punktu A do A' powoduje zmianę położenia promienia z punktu B do B' na detektorze PSD, a wiążąc te przemieszczenia zależność nieliniowa może być wyprowadzona na podstawie zależności pomiędzy trójkątami podobnymi (rysunek 7.13):

$$\frac{b \cdot \sin \alpha + BB'}{b \cdot \cos \alpha} = \frac{d}{x} \quad (7.37)$$

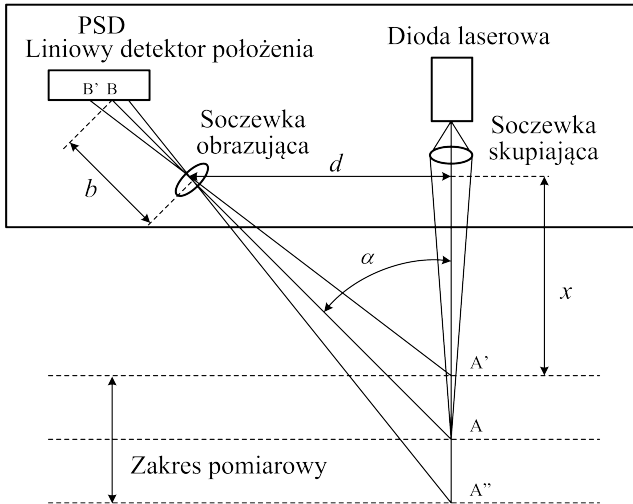
gdzie:

- d – baza (odległość pomiędzy soczewkami),
- b – odległość pomiędzy soczewką obrazującą a detektorem PSD,
- α – kąt pomiędzy promieniem padającym i odbitym dla odległości referencyjnej (odpowiadającej środkowi zakresu pomiarowego).

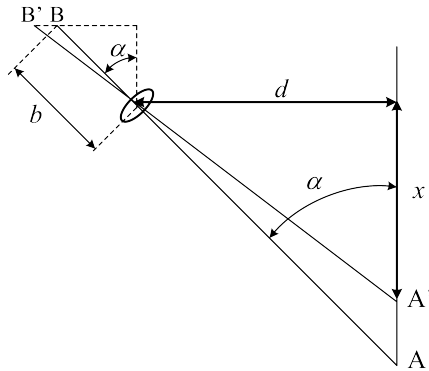
Wszystkie te wielkości mają charakter stałych konstrukcyjnych, a nadajnik i odbiornik światła laserowego znajdują się w jednym urządzeniu.

Na podstawie (7.37) wyznaczamy wartość mierzonej odległości x :

$$x = \frac{d \cdot b \cdot \cos \alpha}{b \cdot \sin \alpha + BB'} \quad (7.38)$$



Rysunek 7.12. Zasada działania laserowego przetwornika triangulacyjnego



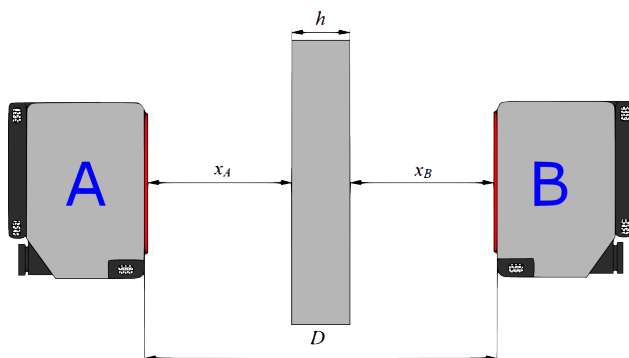
Rysunek 7.13. Zależności geometryczne w metodzie triangulacyjnej

Przetworniki triangulacyjne znajdują zastosowanie w pomiarach odległości w zakresie od kilku do kilkuset milimetrów, we współrzędnościowych maszynach pomiarowych, jako detektory pozycjonowania oraz do bezstykowej kontroli wymiarów przedmiotów w obróbce skrawaniem. Rozdzielczość pomiaru osiąga wartości rzędu $1 \mu\text{m}$, lecz w praktyce dokładność pomiaru jest na ogół dużo gorsza, rzędu $10 \mu\text{m}$, co spowodowane jest wpływem rodzaju powierzchni na sposób odbicia oraz rozpraszania promienia świetlnego. Innym zastosowaniem

jest pomiar grubości obiektów z wykorzystaniem dwóch przetworników laserowych, a przykład takiego grubościomierza pokazano na rysunku 7.14. Ustalona odległość D pomiędzy dwoma przetwornikami A i B stanowi bazę pomiarową. Przetworniki mierzą chwilową wartość odległości x_A (pomiędzy przetwornikiem A a obiektem) oraz wartość odległości x_B (pomiędzy przetwornikiem B a obiektem). Grubość h wyznaczana jest z zależności:

$$h = D - (x_A + x_B) \quad (7.39)$$

Przetwornik tego typu umożliwia pomiar grubości obiektów znajdujących się w ruchu (na przykład pomiar średnicy toczonych walców, pomiar grubości drutów, prętów i taśm w trakcie produkcji, bieżąca kontrola wymiarów walcowanych szyn), a zmiana położenia obiektu w trakcie pomiaru jest kompensowana dzięki zastosowaniu układu różnicowego.

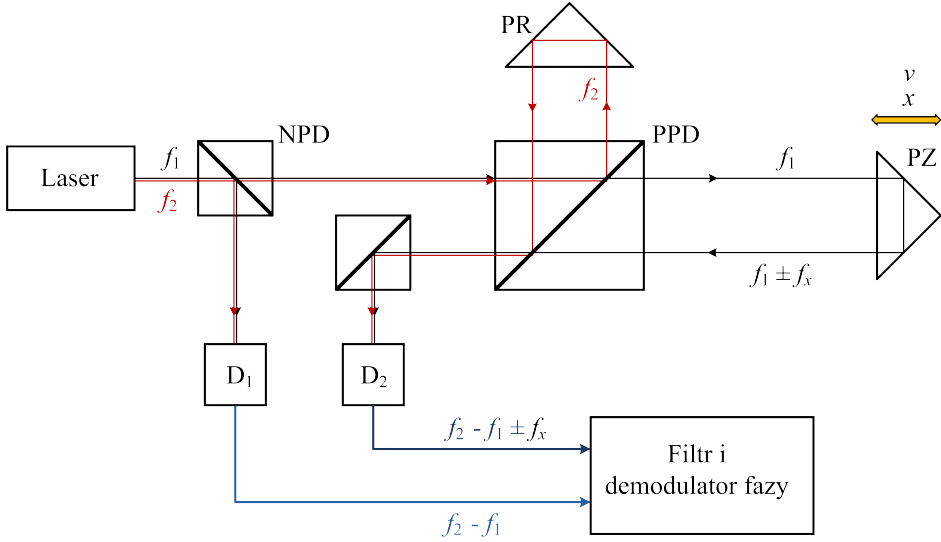


Rysunek 7.14. Zasada pomiaru grubości z wykorzystaniem dwóch przetworników laserowych

7.4.2. Laserowy przetwornik interferometryczny

Interferometry laserowe wykorzystują efekt interferencji koherentnych promieni światła, a precyzyjnym wzorcem długości w procesie pomiaru jest długość światła promieniowania monochromatycznego. Na rysunku 7.15 przedstawiono schemat blokowy, ilustrujący zasadę działania dwuczęstotliwościowego interferometru Michelsona [14]. Dwuczęstotliwościowy laser działający na zasadzie efektu Zeemana generuje dwa strumienie światła koherentnego o częstotliwościach f_1 i f_2 (są to częstotliwości rzędu $5 \cdot 10^{14}$ Hz dla światła czerwonego), spolaryzowane wzajemnie prostopadłe, których różnica częstotliwości $f_1 - f_2$, w zależności od typu interferometru, przyjmuje wartość w zakresie od 2 MHz do 150 MHz, dzięki czemu możliwa jest łatwa realizacja elektronicznych układów przetwarzania sygnałów. Jeden strumień światła laserowego kierowany jest do obiektu, do którego odległość jest mierzona, drugi służy jako strumień odniesienia i kierowany jest do znajdującego się w interferometrze pryzmatu referencyjnego PR.

Rozdzielenie strumieni odbywa się za pomocą polaryzującego pryzmatu światłodzielnego PPD, który przepuszcza promień pomiarowy o częstotliwości f_1 spolaryzowany w jednej płaszczyźnie, a odbija promień referencyjny o częstotliwości f_2 , spolaryzowany w płaszczyźnie prostopadłej do płaszczyzny polaryzacji strumienia pomiarowego.



Rysunek 7.15. Zasada działania dwuczęstotliwościowego interferometru laserowego Michelsona [13]

Strumień odbity od zamocowanego do obiektu pryzmatu zwrotnego PZ wraca do interferometru i interferuje w detektorze D_2 ze strumieniem referencyjnym. Równocześnie w interferometrze znajduje się niepolaryzacyjny pryzmat światłodzielący NPD, który zarówno odbija, jak i przepuszcza promienie spolaryzowane w obydwu płaszczyznach. Promienie odbite interferują w detektorze D_1 . Jeżeli obiekt przybliży się lub oddala z prędkością v , to odpowiadająca mu chwilowa wartość przemieszczenia wynosi x oraz zmienia się faza odbitej od ruchomego pryzmatu PZ fali o częstotliwości f_1 , co jest wywołane wystąpieniem efektu Dopplera, który w przypadku obiektu poruszającego się z prędkością v opisuje równanie:

$$f'_1 = f_1 \cdot \frac{1 \pm \frac{v}{c}}{\sqrt{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2}} \quad (7.40)$$

gdzie c jest prędkością światła w warunkach pomiaru.

Ponieważ $v^2 \ll c^2$, to na podstawie (7.40), przy uwzględnieniu faktu, że przy określaniu prędkości ruchu obiektu odbijającego falę należy traktować go jako element najpierw odbierający, a następnie wysyłający falę (stąd mnożnik 2 w zależności (7.41)), możemy określić częstotliwość dopplerowską f_x [17]:

$$f_x = 2 \cdot (f'_1 - f_1) = \pm 2 \cdot f_1 \cdot \frac{v}{c} = \pm 2 \cdot \frac{v}{\lambda_1} \quad (7.41)$$

gdzie:

$$\lambda_1 = \frac{c}{f_1} \quad (7.42)$$

jest długością fali światła.

Jeżeli pryzmat zwrotny PZ porusza się z prędkością v (rysunek 7.15), to różnica fazy sygnałów wyjściowych z detektorów D_1 i D_2 jest funkcją czasu i wynosi:

$$\phi(t) = 2 \cdot \pi \cdot f_x \cdot t \quad (7.43)$$

Na podstawie pomiaru częstotliwości dopplerowskiej f_x oraz z zależności (7.41) można wyznaczyć prędkość pryzmatu zwrotnego PZ:

$$v = \pm \frac{1}{2} \cdot \lambda_1 \cdot f_x \quad (7.44)$$

Przemieszczenie x może być wyznaczone na podstawie prędkości v (7.44) z zależności:

$$x = \int v dt = \pm \frac{\lambda_1}{2} \cdot \int f_x dt \quad (7.45)$$

W detektorze D_2 interferują dwa promienie światła: jeden odbity od przymocowanego do obiektu pryzmatu zwrotnego PZ wraca do interferometru, który ma dopplerowsko przesuniętą częstotliwość $f_1 \pm f_x$, oraz drugi strumień referencyjny o częstotliwości f_2 . W rezultacie interferencji fal otrzymujemy w detektorze D_2 prążki interferencyjne, które generują fotoprąd o częstotliwości $f_2 - f_1 \pm f_x$. W detektorze D_1 interferują dwa promienie światła odbite od pryzmatu NPD o częstotliwościach f_1 i f_2 , które stanowią falę referencyjną, dającą w efekcie prążki interferencyjne, które generują fotoprąd o częstotliwości $f_2 - f_1$. Różnica częstotliwości fotoprądów generowanych w detektorach wynosi $\pm f_x$ i stanowi miarę mierzonego przemieszczenia x . Należy zauważyć, że całka z różnicy częstotliwości (7.45) stanowi informację o liczbie połówek długości fali światła, o jaką przemieścił się obiekt, w tym sensie długość fali światła stanowi wzorzec w interferometrycznej metodzie pomiaru odległości.

Zastosowanie metody dwuczęstotliwościowej zapewnia zmiennoprądowy tryb pracy, przy niezmienniej odległości obiektu ($v = 0$) generowany jest zmienny w czasie fotoprąd o częstotliwości $f_2 - f_1$, dzięki czemu możliwa jest eliminacja zakłóceń i szumów w układzie pomiarowym. Rozdzielczość pomiaru osiąga wartość rzędu $\lambda/2$ (dla światła czerwonego ok. 300 nm), a przy zastosowaniu elektronicznego interpolatora można ją zwiększyć dziesięciokrotnie, natomiast zakres mierzonych odległości może wynosić do kilkuset metrów.

7.5. Cyfrowe przetworniki przemieszczeń kątowych

Do pomiarów przemieszczeń kątowych stosowane są metody analogowe i cyfrowe. Do przetworników, których działanie opiera się na metodach analogowych, należą omówione wcześniej czujniki rezystancyjne, indukcyjnościowe i pojemnościowe.

Czujniki rezystancyjne wykorzystują potencjometri jedno- lub wieloobrotowe, wadą ich jest szum na styku suwaka i ścieżki przewodzącej, zaletą prostota budowy i niska cena. W czujnikach indukcyjnościowych wykorzystywane są układy różnicowe (rysunek 7.5b).

Wraz ze zmianą kąta położenia osi obrotu zmienia się położenie sprzężonego z nią mechanicznie rdzenia ferromagnetycznego. Uzwojenia cewek znajdują się na obwodzie części nieruchomej układu. W ten sposób czujnik działa w układzie bezstykowym. W czujnikach pojemnościowych w układzie różnicowym, zgodnie z rysunkiem 7.3b, elektrody ukształtowane są w formie cylindrycznej, dwie zewnętrzne nieruchome i ruchoma wewnętrzna. Przetworniki analogowe narażone są na wpływ zakłóceń, stwarzają trudności związane z doprowadzaniem napięcia zasilającego (czujnik pojemnościowy), mają ograniczoną dokładność.

Innym rozwiązaniem są cyfrowe przetworniki kąta, które budowane są w dwóch podstawowych układach do pomiaru:

- kąta absolutnego, z wykorzystaniem tarcz kodowych,
- przyrostu kąta, wykorzystujące przetworniki inkrementalne.

Przetworniki kąta absolutnego umożliwiają odczyt kąta położenia części ruchomej czujnika, który zakodowany jest w naturalnym kodzie dwójkowym, kodzie dwójkowo-dziesiętnym BCD lub najczęściej w refleksyjnym kodzie dwójkowym, nazywanym kodem Graya.

W tabeli 7.1 zestawiono kilka pierwszych pozycji kodu naturalnego dwójkowego i Graya. Cechą charakterystyczną kodu Graya jest sposób zmiany sąsiednich kodów, różnią się one między sobą najwyżej na jednej pozycji. W ten sposób eliminuje się duże błędy pomiaru kąta, spowodowane nierównoczesną zmianą wartości bitów na poszczególnych pozycjach. W kodzie dwójkowym naturalnym na przykład zmiana pozycji z 3 na 4 powoduje zmianę wartości trzech bitów, a zmiana pozycji z 7 na 8 czterech bitów. W kodzie Graya każda zmiana sąsiednich pozycji powoduje zmianę tylko jednego bitu.

Tabela 7.1. Porównanie kodów naturalnego dwójkowego i Graya dla pierwszych dziewięciu pozycji rozwinięcia

Poz.	Kod dwójkowy				Kod Graya			
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	1
2	0	0	1	0	0	0	1	1
3	0	0	1	1	0	0	1	0
4	0	1	0	0	0	1	1	0
5	0	1	0	1	0	1	1	1
6	0	1	1	0	0	1	0	1
7	0	1	1	1	0	1	0	0
8	1	0	0	0	1	1	0	0

Sekwencje bitów kolejnych pozycji kodu Graya wyznacza się na podstawie bitów naturalnego kodu dwójkowego z zależności:

$$\begin{aligned} g_i &= b_i \oplus b_{i+1} \quad \text{dla } i = 1, 2, 3, \dots, n-1 \\ g_n &= b_n \end{aligned} \quad (7.46)$$

gdzie

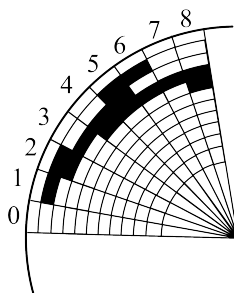
- g_i – wartość bitu kodu Graya,
- b_i – wartość bitu naturalnego kodu binarnego,
- $\oplus$ – symbol sumy modulo 2, która realizuje funkcję logiczną $\bar{b}_i \wedge b_{i+1} \vee b_i \wedge \bar{b}_{i+1}$.

Kod Graya przelicza się na naturalny kod dwójkowy według formuły rekurencyjnej:

$$\begin{aligned} b_n &= g_n \\ b_i &= g_i \oplus b_{i+1} \quad \text{dla } i = 1, 2, 3, \dots, n-1 \end{aligned} \quad (7.47)$$

Na rysunku 7.16 pokazano przykładowo fragment tarczy w kodzie Graya cyfrowego absolutnego przetwornika kąta. Jasne pola oznaczają zerową wartość bitów, w przypadku ciemnych pól wartość bitów wynosi 1. Z jednej strony tarczy umieszcza się diody oświetlające poszczególne pozycje bitów, z drugiej strony tarczy znajduje się detektor fotoczuły (fotodiody lub fototranzystory), który dokonuje detekcji sekwencji wartości bitów. Typowo stosuje się w przetworniku od 8 do 12 bitów. Przykładowo w przypadku 10-bitowego przetwornika rozdzielczość kątowa $\Delta\alpha$ wynosi:

$$\Delta\alpha = \frac{360^\circ}{2^{10}} = \frac{360^\circ}{1024} \cong 0,352^\circ \quad (7.48)$$



Rysunek 7.16. Tarcza z naniesionymi znacznikami w kodzie Graya

Przetworniki inkrementalne kąta zawierają na obwodzie tarczy równomiernie rozłożone znaczniki, najczęściej w postaci przeźroczystych rys. Podczas obrotu tarczy, każdorazowe przecięcie przez rysę drogi optycznej światła na linii dioda świecąca – fotodioda, powoduje

powstanie w układzie odbiorczym impulsu fotoprądu. Jeżeli na tarczy znajduje się M znaczników, to zliczając liczbę m impulsów, odpowiadającą mierzonemu przyrostowi kąta α , otrzymamy:

$$\alpha = \Delta\alpha \cdot m \quad (7.49)$$

gdzie rozdzielczość pomiaru kąta $\Delta\alpha$ wyraża się zależnością:

$$\Delta\alpha = \frac{360^\circ}{M} \quad (7.50)$$

Typowo na obwodzie tarczy umieszcza się od kilkudziesięciu do kilku tysięcy znaczników. Przykładowo dla $M = 720$ znaczników rozdzielczość kątowa wynosi $\Delta\alpha = 0,5^\circ$.

Metoda inkrementalna umożliwia wyznaczenie przyrostu kąta od umownie przyjętej wartości początkowej, lecz nie określa wprost kierunku zmiany kąta. W celu detekcji kierunku obrotu wykonuje się w przetworniku dwie tarcze z taką samą liczbą znaczników, lecz przesuniętych względem siebie o kąt $1/4\Delta\alpha$. W trakcie obrotu tarcz generowane są dwa sygnały przesunięte w fazie o $1/4\Delta\alpha$ lub $3/4\Delta\alpha$ w zależności od kierunku obrotu.

Przetworniki inkrementalne mogą służyć również do pomiaru prędkości obrotowej, gdyż na każdy obrót tarczy zliczanych jest M impulsów. Stąd mierząc częstotliwość impulsów f w Hz, prędkość obrotową n wyrażoną w obr/s wyznacza się z równania:

$$n = \frac{f}{M} \quad (7.51)$$

a prędkość kątową ω określa formuła:

$$\omega = 2\pi \cdot n = \frac{2\pi \cdot f}{M} \quad (7.52)$$

ROZDZIAŁ 8

Pomiary przepływów

8.1. Podstawy fizyczne metod pomiaru przepływu

Pomiary wielkości przepływu płynów (cieczy i gazów) odgrywają istotną rolę w przemyśle w kontroli procesów technologicznych (dostarczanie płynnych i gazowych składników do produkcji, odprowadzanie ścieków, kontrola wentylacji w kopalniach i domach), w rozliczeniach zużytych mediów, w tym również w gospodarstwach domowych (woda, gaz, energia cieplna) [23, 30, 31]. Wielkość przepływu określana jest przez natężenie przepływu masowego q_M lub objętościowego q_V , które określają ilość masy M lub objętości V przepływającej przez przekrój strumienia płynu w jednostce czasu, i są związane ze sobą przez gęstość ϱ medium:

$$q_M = \frac{dM}{dt}, \quad q_V = \frac{dV}{dt}, \quad q_M = \varrho \cdot q_V \quad (8.1)$$

W rozliczeniach często stosowane są liczniki ilości płynów, w których przeprowadzana jest operacja całkowania przepływu przez określony czas, a ich wskazania są proporcjonalne do ilości masy lub objętości płynu.

Obserwując przepływ wody w rzece (lub płynu w rurociągu), możemy umieścić w niej znacznik, który będzie się poruszał z prądem rzeki i reprezentował zachowanie oznaczonej cząstki płynu. W każdej chwili czasu można przyporządkować jej współrzędne położenia, prędkości i przyspieszenia. Pełny opis zachowania płynu wymaga określenia parametrów ruchu

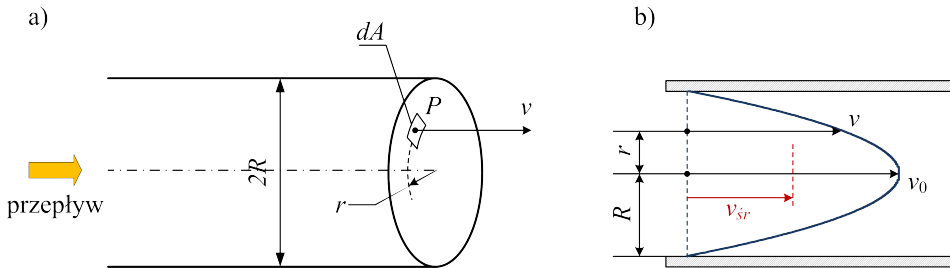
dla każdej cząsteczki płynu, a metodami takiej reprezentacji zajmuje się mechanika płynów, będąca ważnym działem fizyki. Do zastosowań w technice tak szczegółowy opis zachowania płynu nie jest konieczny. Wystarczająca jest umiejętność ilościowego określenia wielkości przepływającego płynu przez wybrany przekrój. Obserwator śledzący przekrój rurociągu widział będzie w kolejnych chwilach czasu zmieniające się cząsteczki płynu przepływające przez ten sam, wybrany punkt w przekroju. Metody pomiaru przepływu opierają się na założeniu, że parametry ruchu kolejno przepływających przez ten sam punkt przekroju cząstek płynu są identyczne. Natomiast prędkości w różnych punktach tego samego przekroju różnią się i zależą od rodzaju przepływu (laminarny, turbulentny). Rozpatrzmy ilość elementarnej masy $q_{M,dA}$ przepływającej w jednostce czasu przez elementarną powierzchnię przekroju dA , prostopadłą do kierunku przepływu w punkcie P (rysunek 8.1):

$$q_{M,dA} = \rho \cdot v \cdot dA \quad (8.2)$$

gdzie v – prędkość przepływu płynu w punkcie P.

Całkowita ilość masy q_M przepływająca przez przekrój rurociągu A , wynosi:

$$q_M = \int_A q_{M,dA} = \int_A \rho \cdot v \cdot dA \quad (8.3)$$



Rysunek 8.1. Zasada pomiaru przepływu: a) definicja parametrów przepływu; b) profil przepływu laminarnego

W celu wyznaczenia natężenia przepływu należy określić rozkład prędkości wzdłuż przekroju rurociągu w funkcji jego promienia. Przy założeniu, że przepływ płynu jest laminarny, jego profil wzdłuż przekroju ma charakter paraboliczny (rysunek 8.1b) i określa go równanie:

$$v = v_0 \cdot \left(1 - \frac{r^2}{R^2}\right) \quad (8.4)$$

Jeśli uwzględni się (8.4) w (8.3), natężenie przepływu masowego wyniesie:

$$q_M = \rho \cdot v_0 \int_0^{2\pi} \int_0^R \left(1 - \frac{r^2}{R^2}\right) \cdot r \cdot dr dA = \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot \frac{v_0}{2} \quad (8.5)$$

Przyjmując, że:

$$A = \pi \cdot R^2 \quad \text{ i } \quad v_{\dot{s}r} = \frac{v_0}{2} \quad (8.6)$$

otrzymamy:

$$q_M = \varrho \cdot A \cdot v_{\dot{s}r} \quad (8.7)$$

oraz natężenie przepływu objętościowego:

$$q_V = A \cdot v_{\dot{s}r} \quad (8.8)$$

które jest iloczynem przekroju rurociągu i średniej prędkości przepływu laminarnego.

Dla rzeczywistych płynów, przy uwzględnieniu ich lepkości, charakter przepływu określa bezwymiarowa liczba Reynoldsa:

$$Re = \frac{2R \cdot v_{\dot{s}r} \cdot \varrho}{\eta} \quad (8.9)$$

gdzie η – współczynnik lepkości dynamicznej.

W zależności od wartości liczby Reynoldsa mamy w przypadku rur okrągłych do czynienia z przepływem [23]:

- laminarnym ($Re < 2300$),
- turbulentnym ($Re > 2800$),
- nieokreślonym ($2800 > Re > 2300$).

Metody pomiaru przepływu wykorzystują różne zjawiska i zasady fizyczne, a do najczęściej wykorzystywanych należą [32]:

- Zasada zachowania energii strugi płynu wyrażona prawem Bernoulliego:

$$\varrho v dv + dp = 0 \quad (8.10)$$

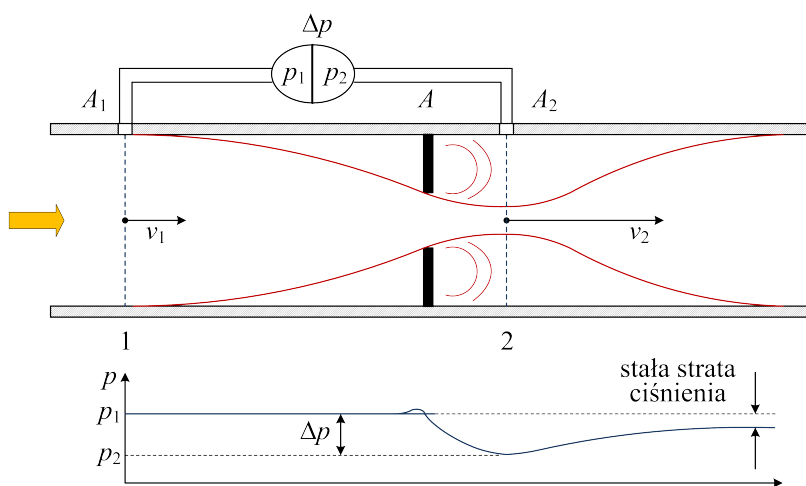
Obowiązuje ono w odniesieniu do płynów idealnych, nieściśliwych, bez tarcia wewnętrznego, o równomiernym rozkładzie prędkości. W oparciu o tę zasadę działają przepływomierze zwężkowe, rotametry i tzw. rurka Pitota do pomiaru prędkości.

- Druga zasada dynamiki Newtona. Zasadę tę wykorzystują przepływomierze z krzywizną oraz wykorzystujące zjawiska aero- i hydrodynamiczne przepływomierze turbinkowe.
- Zasada strat energii wskutek tarcia lepkiego (tzw. reometry).
- Zasada indukcji elektromagnetycznej wykorzystywana w przepływomierzach magnetycznych i indukcyjnych.
- Zjawiska przyrostu temperatury oraz wymiany ciepła, wykorzystywane w konstrukcji przepływomierzy kalorymetrycznych i termooanemometrycznych.
- Zasady lokalnego pomiaru prędkości przepływu z wykorzystaniem metod ultradźwiękowych i laserowych.
- Przetwarzania częstotliwościowego dla różnych zjawisk fizycznych (przepływomierze wirowe, turbinkowe, wibratorowe).

8.2. Zwężkowe przetworniki pomiarowe

Metody pomiaru przepływu z wykorzystaniem zwężkowych przetworników bazują na zasadzie zachowania energii strugi płynu wyrażonej prawem Bernoulliego (8.10). Są to metody tanie, mają znormalizowane warunki pomiaru, zasadniczą ich wadą jest spadek ciśnienia płynu w rurociągu wywołany umieszczeniem w nim zwężki.

Na rysunku 8.2 wyjaśniono zasadę działania zwężkowego przetwornika pomiaru przepływu.



Rysunek 8.2. Przepływ doskonałego, nieściśliwego płynu przez zwężkę

Umieszczenie zwężki o przekroju A w rurociągu powoduje zmniejszenie przekroju strugi, nieznaczny wzrost ciśnienia w obszarze przed zwężką oraz spadek ciśnienia za zwężką, przy czym ma on charakter trwały, to znaczy w dużej odległości za zwężką ciśnienie stabilizuje się na wartości niższej niż przed zwężką. Ze względu na brak akumulacji masy w układzie natężenia przepływu masowego w przekroju „1” przed zwężką i „2” za zwężką są sobie równe, tzn. $q_{M1} = q_{M2}$, a ponieważ założono, że płyn jest idealny, czyli nieściśliwy, również natężenia przepływu objętościowego są sobie równe:

$$q_{V1} = q_{V2} \quad (8.11)$$

Uwzględniając (8.8), otrzymujemy prawo ciągłości strugi:

$$A_1 \cdot v_1 = A_2 \cdot v_2 \quad (8.12)$$

gdzie A_1 , A_2 , v_1 i v_2 są, odpowiednio, powierzchniami przekroju rurociągu i strugi oraz średnimi prędkościami przepływu płynu w miejscu „1” i „2”.

Scałkujemy równanie Bernoulliego (8.10) pomiędzy przekrojami „1” i „2”:

$$\int_{v_1}^{v_2} \varrho \cdot v \cdot dv + \int_{p_1}^{p_2} dp = 0 \quad (8.13)$$

skąd otrzymamy:

$$\frac{1}{2} \cdot \varrho \cdot (v_2^2 - v_1^2) = p_1 - p_2 = \Delta p \quad (8.14)$$

Na podstawie równania (8.14) wyznaczamy prędkość przepływu strugi v_2 w przekroju „2”, wykorzystując do wyrugowania prędkości v_1 równanie (8.12):

$$v_2 = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{A_2}{A_1}\right)^2}} \cdot \sqrt{\frac{2\Delta p}{\varrho}} \quad (8.15)$$

Zastępując stosunek powierzchni modułem strugi m (wielkość niemierzalna, najczęściej przybliżana modułem zwężki A/A_1):

$$m = \frac{A_2}{A_1} \quad (8.16)$$

przy uwzględnieniu (8.8) otrzymujemy zależność wiążącą natężenie przepływu objętościowego ze spadkiem ciśnienia wzdłuż zwężki:

$$q_V = A_2 \cdot v_2 = A_1 \cdot \frac{m}{\sqrt{1 - m^2}} \cdot \sqrt{2\Delta p \varrho} = A_1 \cdot \alpha_0 \cdot \sqrt{\frac{2\Delta p}{\varrho}} \quad (8.17)$$

gdzie α_0 – teoretyczna liczba przepływu:

$$\alpha_0 = \frac{m}{\sqrt{1 - m^2}} \quad (8.18)$$

Znajomość teoretycznej liczby przepływu jest niezbędna do wyznaczania natężenia przepływu objętościowego na podstawie pomiaru spadku ciśnienia na zwężce. W układach praktycznych liczbę teoretyczną zastępuje się rzeczywistą liczbą przepływu określaną na podstawie badań eksperymentalnych.

Uwzględnia ona następujące rzeczywiste warunki pomiaru:

- przybliżenie niemierzalnej wartości modułu strugi (8.16) modułem zwężki A/A_1 ,
- wpływ lepkości i ściśliwości płynów rzeczywistych w praktycznych warunkach przepływu (występuje dodatkowy spadek ciśnienia na odcinku pomiarowym),
- nierównomierny rozkład prędkości płynów rzeczywistych wzdłuż przekroju rurociągu,
- wpływ zawirowań płynu za zwężką.

8.3. Przetworniki termooanemometryczne lokalnej prędkości przepływu

W termooanemometrycznych przetwornikach przepływu wykorzystywane jest zjawisko wymiany ciepła i ustalanie się stanu równowagi termodynamicznej pomiędzy drutem podgrzewanym za pomocą przepływającego prądu elektrycznego I i opływającym go płynem z prędkością v [23, 30, 31] (rysunek 8.3). Zgodnie z zależnością (5.23) stan równowagi cieplnej układu można opisać równaniem wyrażającym bilans równowagi wydzielonego w czujniku ciepła Joule'a i ciepła oddanego przez czujnik do opływającego go płynu:

$$I^2 \cdot R_{wT} = P_T \cdot (T_w - T_0) \quad (8.19)$$

gdzie:

- T_w – temperatura drutu,
- T_0 – temperatura płynu otaczającego drut,
- R_{wT} – rezystancja drutu w temperaturze T_w ,
- I – prąd zasilający czujnik,
- P_T – stała odprowadzania ciepła w W/°C, dla danych warunków pracy podaje moc wydzielaną w termorezystorze, przy której w stanie ustalonym przyrost temperatury rezystora wynosi 1°C.

Zależność pomiędzy rezystancją drutu R_{wT} a jego temperaturą T_w można z wystarczającą dokładnością wyrazić za pomocą równania liniowego:

$$R_{wT} = R_0 \cdot [1 + \alpha(T_w - T_0)] \quad (8.20)$$

gdzie α – temperaturowy współczynnik zmian rezystancji materiału, z którego wykonany jest drut grzany.

W celu przeprowadzenia pomiaru zasilą się czujnik prądem o wartości zapewniającej podgrzanie go do temperatury T_w wyższej niż temperatura otaczającego płynu T_0 . Ponieważ stała odprowadzania ciepła z czujnika P_T jest funkcją prędkości przepływu płynu v [23]:

$$P_T = (a + b \cdot v^n) \quad (8.21)$$

gdzie: a, b, n – współczynniki o ustalonej wartości, zależnej od konstrukcji termooanemometru, to temperatura czujnika T_w , która ustali się dla aktualnej wartości prędkości v przepływającego płynu, jest miarą mierzonego przepływu. Prędkość przepływu v wyznaczana jest, przy uwzględnieniu (8.20) i (8.21) w (8.19), na podstawie zależności:

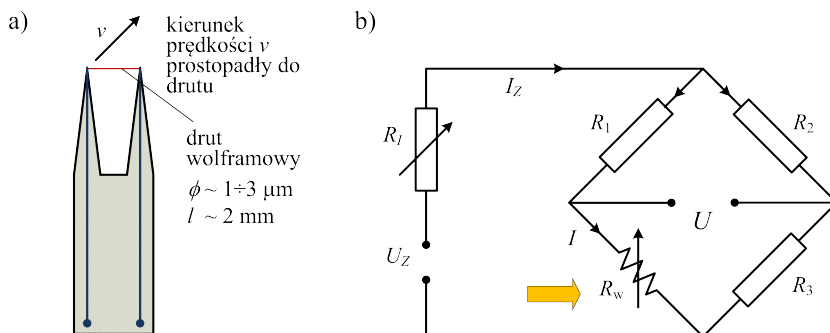
$$I^2 \cdot R_0 \cdot [1 + \alpha(T_w - T_0)] = (a + b \cdot v^n) \cdot (T_w - T_0) \quad (8.22)$$

Czujnik wykonany jest z cienkiego drutu wolframowego (rysunek 8.3) o grubości rzędu $1 \div 3 \mu\text{m}$ i długości $1 \div 2 \text{ mm}$, ma więc małą pojemność cieplną, co zapewnia szybką reakcję na zmianę prędkości przepływu. Istnieją dwie metody przeprowadzania pomiaru: stałego prądu i stałej temperatury. Stanowią one różną realizację tej samej zasady pomiaru.

W metodzie stałego prądu stałą wartość ma prąd zasilający I , natomiast miarą prędkości v przepływu jest temperatura czujnika T_w , wyznaczana przez pomiar jego rezystancji R_{wT} na

podstawie (8.20). Obwód pomiarowy projektowany jest tak, aby stała była wartość dostarczanej mocy $I^2 \cdot R_{wT}$, niezależnie od zmieniającej się z temperaturą rezystancji czujnika.

W metodzie stałej temperatury, prąd płynący przez rezystor R_w jest dobierany w taki sposób, aby jego temperatura T_w była stała (wyznaczana przez pomiar rezystancji R_{wT}). Miarą wartości prędkości v przepływu jest prąd zasilający czujnik I . Najczęściej stosuje się układ sprzężenia zwrotnego, w którym automatycznie dobierany jest prąd zasilający spełniający warunek stałej rezystancji czujnika.



Rysunek 8.3. Termoanemometryczna metoda pomiaru przepływu: a) czujnik z drutem grzanym; b) mostkowy układ pomiarowy

Opisana metoda pomiaru funkcjonuje poprawnie przy ustalonej temperaturze T_0 otoczenia. W przypadku zmiany temperatury otoczenia stosuje się odpowiednie układy korekcji, które wymagają użycia termoanemometru dwudrutowego. Jeden drut spełnia funkcję czujnika i podgrzewany jest przez przepływający prąd I , natomiast drugi, identyczny drut, zasilany niewielkim prądem, służy do wyznaczania aktualnej wartości temperatury otoczenia. Automatycką korekcję uzyskuje się przy wykorzystaniu układu mostka rezystancyjnego, w którym druty umieszczane są w sąsiednich ramionach mostka [23].

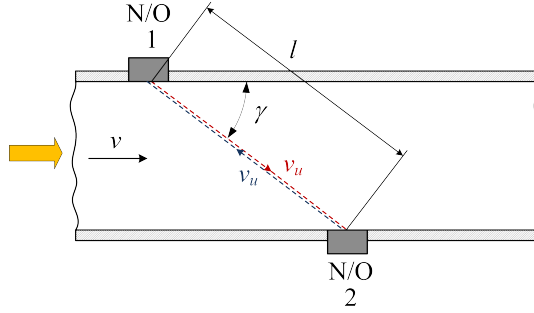
8.4. Ultradźwiękowe metody pomiaru przepływu

W ultradźwiękowych metodach pomiaru przepływu wykorzystuje się zależność prędkości rozchodzenia się fali ultradźwiękowej w płynach w zależności od ich prędkości przepływu.

Istnieją trzy sposoby ustalania prędkości rozchodzenia się fali ultradźwiękowej [23, 31]:

- pomiar czasów przejścia impulsów ultradźwiękowych od nadajnika do odbiornika fali ultradźwiękowej,
- pomiar przesunięcia fazowego pomiędzy badanymi sygnałami dla harmonicznej fali ultradźwiękowej,
- pomiar zmiany częstotliwości harmonicznej fali ultradźwiękowej wywołanej efektem Dopplera.

Na rysunku 8.4 przedstawiono schemat ilustrujący zasadę działania ultradźwiękowej metody pomiaru przepływu. Przetworniki piezoelektryczne pracują naprzemiennie jako nadajnik i odbiornik, wykorzystując właściwość odwracalności zjawiska piezoelektrycznego.



Rysunek 8.4. Zasada działania ultradźwiękowej metody pomiaru przepływu

W metodzie impulsowej w pierwszym cyklu nadajnik N1 nadaje impuls ultradźwiękowy, który odbiera odbiornik O2. W drugim cyklu nadajnikiem impulsu jest N2, a odbiornikiem O1. Czas przejścia impulsów w obydwu cyklach jest różny, co wynika z różnej prędkości rozchodzenia się fali ultradźwiękowej, przy uwzględnieniu składowej prędkości przepływu v zrzutowanej na kierunek fali ultradźwiękowej v_u biegnącej pomiędzy nadajnikiem a odbiornikiem. Czasy przejścia impulsów wynoszą odpowiednio:

$$t_1 = \frac{l}{v_u + v \cdot \cos \gamma} \quad (8.23)$$

$$t_2 = \frac{l}{v_u - v \cdot \cos \gamma} \quad (8.24)$$

Średnią prędkość płynu v można wyznaczyć z powyższych zależności na dwa sposoby. Jeśli różnica czasów wynosi:

$$\Delta t = t_2 - t_1 \quad (8.25)$$

to wyznaczając Δt oraz przyjmując, że $v^2 \ll v_u$, otrzymamy:

$$v = \frac{v_u^2}{2l \cos \gamma} \cdot \Delta t \quad (8.26)$$

natomiast odejmując stronami odwrotności czasów t_1 i t_2 , mamy:

$$v = \frac{l}{2 \cos \gamma} \cdot \frac{\Delta t}{t_1 \cdot t_2} \quad (8.27)$$

Zależność (8.26) określa poszukiwaną prędkość przepływu v jako liniową funkcję różnicy czasów przejścia Δt . Wadą tej formuły jest zależność od kwadratu prędkości fali ultradźwiękowej v_u podanej na zmiany w funkcji temperatury.

Formuła (8.27) jest z kolei niezależna od prędkości fali ultradźwiękowej, jest proporcjonalna do różnicy czasów przejścia Δt , lecz równocześnie jest nieliniową funkcją czasów t_1 i t_2 . Wartość natężenia przepływu objętościowego wyznaczamy na podstawie zależności (8.8), przyjmując, że wyznaczona wartość reprezentuje średnią prędkość przepływu w przekroju strugi.

W przypadku wytwarzania harmonicznej fali ultradźwiękowej sinusoidalnie zmiennej o częstotliwości f_u przesunięcie fazowe $\Delta\varphi$ pomiędzy falami biegnącymi w przeciwnych kierunkach wynosi:

$$\Delta\varphi = \omega \cdot \Delta t = 2\pi \cdot f_u \cdot \Delta t \quad (8.28)$$

Wyznaczając z zależności (8.28) różnicę czasów Δt oraz uwzględniając ją w (8.26), otrzymujemy:

$$v = \frac{v_u^2}{2l \cos \gamma} \cdot \frac{\Delta\varphi}{2\pi \cdot f_u} \quad (8.29)$$

Trzecią metodą wyznaczenia prędkości przepływu jest detekcja zmiany częstotliwości harmonicznej fal ultradźwiękowych przemieszczających się w przeciwnych kierunkach pomiędzy odbiornikami i nadajnikami. Częstotliwość fali ultradźwiękowej zmienia się wskutek jej odbicia od poruszających się cząsteczek stałych lub pęcherzyków gazu znajdujących się w płynie. Efekt Dopplera zmiany częstotliwości zależy od prędkości obiektów rozpraszających v . Częstotliwości fal dla cząsteczek płynu poruszających się w kierunku źródła i w kierunku przeciwnym do niego wynoszą odpowiednio:

$$f_1 = f_u \cdot \frac{v_u + v \cdot \cos \gamma}{v_u} \quad (8.30)$$

$$f_2 = f_u \cdot \frac{v_u - v \cdot \cos \gamma}{v_u} \quad (8.31)$$

Różnica częstotliwości wynosi:

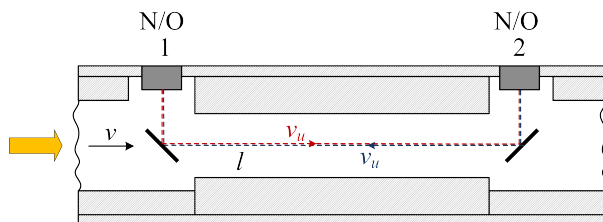
$$\Delta f = f_1 - f_2 = f_u \cdot 2 \cdot \frac{v \cdot \cos \gamma}{v_u} \quad (8.32)$$

skąd poszukiwaną prędkość płynu opisuje zależność:

$$v = v_u \cdot \frac{\Delta f}{2 \cdot f_u \cdot \cos \gamma} \quad (8.33)$$

Wartość natężenia przepływu objętościowego wyznaczamy, podobnie jak w przypadku pomiaru przesunięcia fazy $\Delta\varphi$ (8.28), na podstawie zależności (8.8), przyjmując, że wyznaczona wartość reprezentuje średnią prędkość przepływu.

Na rysunku 8.5 pokazano inne rozwiązanie konstrukcji przetworników, w których fala ultradźwiękowa porusza się w kierunku zgodnym z kierunkiem przepływu lub przeciwnym, czyli kąt $\gamma = 0$, a $\cos \gamma = 1$. Dla przetworników tych obowiązują identyczne zależności (8.26), (8.27), (8.29) i (8.33) przy uwzględnieniu faktu, iż $\cos \gamma = 1$.



Rysunek 8.5. Zasada pomiaru przepływu z równoległym kierunkiem przepływu i fali ultradźwiękowej

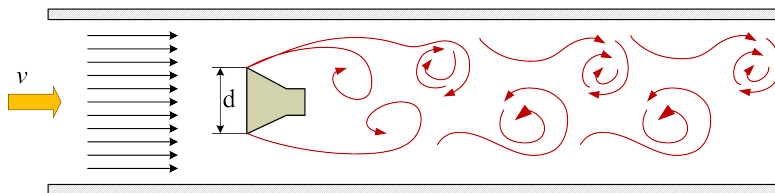
Omówiona metoda dopplerowska wyznaczania prędkości przepływu znajduje również zastosowanie w medycynie do pomiaru przepływu krwi w naczyniach krwionośnych i w sercu. Do prezentacji wyników pomiaru wymagana jest aparatura ultrasonograficzna pracująca w technice barwnej obrazowania, gdyż rozkład prędkości przepływu krwi reprezentowany jest za pomocą skali barw. Głowice czujnikowe aparatury ultrasonograficznej zbudowane są z szeregu przetworników piezoelektrycznych pracujących parami naprzemiennie, dzięki czemu podczas przetwarzania sygnałów z jednej pary przetworników, pomiar realizuje para następna, zapewniając w ten sposób większą częstotliwość pomiarów.

8.5. Przepływomierze wirowe

Często stosowaną w praktyce metodą pomiaru prędkości przepływu jest metoda wykorzystująca tzw. wiry (ścieżki) Karmana (rysunek 8.6), powstające za przeszkodą umieszczoną w rurociągu, w którym z prędkością v przemieszcza się struga płynu [23, 30]. Elementy stanowiące przeszkodę w spotykanych rozwiązaniach mają różne kształty, dobierane są metodą eksperymentalną, a głównym celem optymalizacji ich kształtu jest zapewnienie stabilizacji oraz trwałości punktów odrywania się wirów, które powstają w równych odstępach czasu na przemian z jednej oraz z drugiej strony przeszkody. Częstotliwość f odrywania się wirów jest proporcjonalna do prędkości v przepływu, co wykorzystywane jest przy budowie przepływomierzy wirowych:

$$f = Sh \cdot \frac{v}{d} \quad (8.34)$$

gdzie d jest charakterystycznym wymiarem przeszkody, a Sh – liczbą Strouhala charakteryzującą przepływ. W zakresie dużych wartości liczby Reynoldsa ($10^3 \div 10^6$) liczba Strouhala jest praktycznie stała, co zapewnia liniowy zakres przetwarzania.



Rysunek 8.6. Zasada działania przepływomierza wirowego z zaznaczonymi ścieżkami wirów Karmana

Przepływomierze wirowe zawierają trzy podstawowe części:

- element stanowiący przeszkodę o zoptymalizowanym kształcie, dzięki któremu w przepływającej strudze płynu powstają stabilne i trwałe wiry Karmana;
- czujniki umożliwiające detekcję częstotliwości odrywania się wirów, najczęściej stosowane są umieszczane w ścieżce wirów czujniki termistorowe, piezoelektryczne ciśnienia, bądź zewnętrzne przetworniki ultradźwiękowe;
- układy elektroniczne umożliwiające przetwarzanie sygnałów z czujników oraz wyznaczanie prędkości przepływu na podstawie zmierzonej wartości częstotliwości odrywania się wirów.

Przepływomierze wirowe stosowane są w rurociągach o średnicach od 10 mm do 400 mm i przystosowane są do temperatur do 400°C, a błąd pomiaru osiąga wartości od $0,5 \div 1\%$ w przypadku cieczy do $1,5 \div 2\%$ w przypadku gazów [23, 31].

ROZDZIAŁ 9

Pomiar mocy cieplnej i analiza zjawisk cieplnych

Współczesne systemy pomiaru, rejestracji i rozliczania zużycia mocy i energii cieplnej są ściśle związane z systemami sterownia i automatycznego doboru parametrów węzłów cieplnych, tak aby minimalizować straty energii cieplnej. Jest to spowodowane uwarunkowaniami ekonomicznymi, które w sytuacji wysokich cen energii i konieczności ochrony środowiska wymuszają nowoczesne rozwiązania zarówno ze strony dostawców energii, jak i użytkowników. Konieczność sterowania pracą systemu grzewczego (automatyczna lub manualna) wymusza odpowiednie opomiarowanie obiektu będącego odbiornikiem (generatorem, wymiennikiem, grzejnikiem) energii cieplnej.

9.1. Pomiar mocy cieplnej

Energia wewnętrzna E_c ciała jest to energia kinetyczna cząsteczek lub atomów ciała oraz energia potencjalna ich wzajemnych oddziaływań. Ciepło jest jednym ze sposobów przekazywania energii między układami makroskopowymi, pozostającymi we wzajemnym kontakcie. Taki proces wymiany energii nazywa się wymianą ciepła, a zmiana energii wewnętrznej układu w tym procesie – ilością ciepła:

$$Q = \Delta E_c \quad (9.1)$$

Efektem wymiany ciepła jest zwykle (z wyjątkiem przemian fazowych) zmiana temperatury układów. Jednostką energii wewnętrznej oraz ilości ciepła w układzie SI jest dżul J. Rozpatrzmy proces ogrzewania bądź chłodzenia ciała lub pewnej ilości substancji.

Stosunek ilości ciepła dQ dostarczonego do ciała do odpowiadającego temu ciepłu przyrostu temperatury dT nazywany jest pojemnością cieplną C ciała [33].

$$C = \frac{dQ}{dT} \quad (9.2)$$

przechodząc do przyrostów, otrzymujemy:

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta T} \quad (9.3)$$

W przypadku ciał jednorodnych, izotropowych można wprowadzić pojęcie pojemności cieplnej właściwej, czyli pojemności przypadającej na jednostkę masy ciała M , która nazywana jest ciepłem właściwym c i stanowi cechę charakterystyczną ciała:

$$c = \frac{C}{M} = \frac{1}{M} \cdot \frac{dQ}{dT} \quad (9.4)$$

Jednostką ciepła właściwego jest J/kg/K. Ciepło właściwe jest miarą energii, jaką należy dostarczyć jednostkowej masie ciała, aby spowodować wzrost temperatury o jeden stopień. Ciepło właściwe jest ważnym parametrem określającym właściwości danej substancji. Zarówno w przypadku gazów, cieczy, jak i ciał stałych ciepło właściwe c nie jest stałe, ale zależy od temperatury:

$$c = c(T) \quad (9.5)$$

przy czym często przyjmuje się, że ma ono wartość stałą w określonym przedziale temperatury.

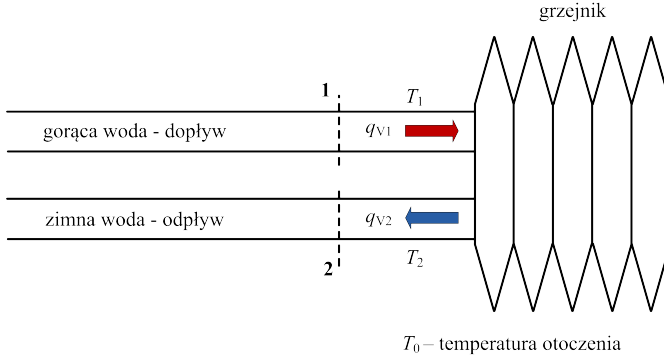
Ciepło, jakie należy dostarczyć ciału o masie M i cieple właściwym c , aby podnieść jego temperaturę od T_a do T_b , przy uwzględnieniu (9.1) oraz (9.4) wynosi:

$$Q = \Delta E_c = M \cdot \int_{T_a}^{T_b} c(T) dT \quad (9.6)$$

W szczególnym przypadku, gdy ciepło właściwe w pewnym zakresie temperatury jest praktycznie prawie stałe, otrzymujemy znany wzór:

$$Q = \Delta E_c = M \cdot c \cdot (T_b - T_a) \quad (9.7)$$

Rozpatrzmy proces transportu ciepła przez przepływającą wodę w układzie przedstawionym na rysunku 9.1.



Rysunek 9.1. Schemat poglądowy transportu ciepła w układzie grzewczym

Gorąca woda o temperaturze T_1 dostarczana jest do grzejnika przez przekrój 1, część jej energii cieplnej ulega rozproszeniu do otoczenia przez grzejnik, a schłodzona woda do temperatury T_2 powraca przez przekrój 2 do sieci grzewczej.

Elementarna ilość ciepła dQ_1 dostarczona do odbiornika przez elementarną masę wody dM_1 przepływającą w przekroju 1, na podstawie (9.6), wynosi:

$$dQ_1 = dM_1 \cdot \int_{T_0}^{T_1} c(T) dT \quad (9.8)$$

gdzie:

- dM_1 – elementarna masa wody przepływająca w przekroju 1 rurociągu na dopływie,
- $c(T)$ – funkcja zależności ciepła właściwego od temperatury,
- T_1, T_0 – temperatura wody gorącej i temperatura otoczenia.

Wartość elementarnej masy dM_1 wynosi:

$$dM_1 = dV_1 \cdot \varrho(T_1) \quad (9.9)$$

gdzie:

- $\varrho(T_1)$ – gęstość wody w temperaturze T_1 w przekroju 1,
- dV_1 – elementarna objętość wody przepływająca przez przekrój 1, którą można wyrazić przez natężenie przepływu objętościowego q_{V1} (zgodnie z (8.1)):

$$dV_1 = q_{V1} \cdot dt \quad (9.10)$$

Stąd moc dostarczona do odbiornika, wyznaczona przy uwzględnieniu w zależności (9.8) równań (9.9) i (9.10) w przekroju 1, wynosi:

$$P_1 = \frac{dQ_1}{dt} = q_{V1} \cdot \varrho(T_1) \cdot \int_{T_0}^{T_1} c(T) dT \quad (9.11)$$

Po przeprowadzeniu podobnego rozumowania dla przekroju 2 moc zwracana przez odbiornik wynosi:

$$P_2 = q_{V2} \cdot \varrho(T_2) \cdot \int_{T_0}^{T_2} c(T) dT \quad (9.12)$$

gdzie T_2 , T_0 – temperatura wody schłodzonej (zimnej) i temperatura otoczenia.

Moc pobierana przez odbiornik i oddana do otoczenia jest różnicą mocy dostarczonej do odbiornika i zwróconej przez niego:

$$P = P_1 - P_2 = q_{V1} \cdot \varrho(T_1) \cdot \int_{T_0}^{T_1} c(T) dT - q_{V2} \cdot \varrho(T_2) \cdot \int_{T_0}^{T_2} c(T) dT \quad (9.13)$$

W odbiorniku nie występuje akumulacja masy wody (jeżeli grzejnik nie jest nieszczelny), dlatego natężenia przepływu masowego q_M w przekrojach 1 i 2 są równe, i stąd:

$$q_{M1} = q_{M2} \Rightarrow q_{V1} \cdot \varrho(T_1) = q_{V2} \cdot \varrho(T_2) \quad (9.14)$$

Jeśli uwzględnimy (9.14) w (9.13), moc pobrana przez odbiornik wyrażona przez parametry przekroju 1 wyniesie:

$$P = q_{V1} \cdot \varrho(T_1) \cdot \int_{T_2}^{T_1} c(T) dT \quad (9.15)$$

a moc wyrażona przez parametry przekroju 2:

$$P = q_{V2} \cdot \varrho(T_2) \cdot \int_{T_2}^{T_1} c(T) dT \quad (9.16)$$

Ponieważ każdorazowe wyznaczanie całki w (9.15) jest kłopotliwe, w urządzeniach pomiarowych wykorzystuje się tablicowaną funkcję zależności uśrednionego ciepła właściwego $c_{sr}(T_1, T_2)$ dla temperatur T_1 i T_2 , przy dodatkowym uwzględnieniu gęstości oraz wartości ciśnienia wody.

Wówczas moc pobraną można wyrazić w postaci:

$$P = q_{V1} \cdot \underbrace{\varrho(T_1) \cdot c_{sr}(T_1, T_2)}_{K_1(T_1, T_2)} \cdot (T_1 - T_2) \quad (9.17)$$

Iloczyn gęstości i ciepła właściwego wody oznaczany jest jako stała Stucka, przy czym przyjmuje ona różne wartości dla przekroju 1 i 2:

$$K_1(T_1, T_2) = \varrho(T_1) \cdot c_{sr}(T_1, T_2) \quad (9.18)$$

$$K_2(T_1, T_2) = \varrho(T_2) \cdot c_{sr}(T_1, T_2) \quad (9.19)$$

Ostatecznie wartość mocy pobranej przez odbiornik, w zależności od miejsca pomiaru natężenia przepływu objętościowego q_V w przekroju 1 lub 2, wyznacza się z zależności:

$$P = q_{V1} \cdot K_1(T_1, T_2) \cdot (T_1 - T_2) \quad (9.20)$$

lub:

$$P = q_{V2} \cdot K_2(T_1, T_2) \cdot (T_1 - T_2) \quad (9.21)$$

Ilość ciepła, jaką pobrał odbiornik w systemie grzewczym w przedziale czasu $(t_p \div t_k)$, jest wyznaczana przez scałkowanie mocy cieplnej:

$$Q = \int_{t_p}^{t_k} P \cdot dt \quad (9.22)$$

Do pomiaru mocy cieplnej, zgodnie z (9.20) lub (9.21), niezbędny jest pomiar natężenia przepływu objętościowego q_V wody, temperatur wody gorącej T_1 na dopływie i zimnej T_2 na odpływie oraz znajomość stabilizowanych wartości stałej Stucka $K(T_1, T_2)$. Pomiar natężenia przepływu wykonywany jest z wykorzystaniem przepływomierza, a najczęściej stosowane są obecnie przepływomierze ultradźwiękowe.

Zasadę działania podstawowych przepływomierzy omówiono w rozdziale 8. Producenci systemów do pomiarów mocy cieplnej określają miejsce montażu przepływomierza (na dopływie lub odpływie); błąd w montażu skutkować będzie błędnym wyznaczaniem mocy cieplnej, gdyż elektroniczny integrator systemu ma ustalone położenie przepływomierza i odpowiednio zdefiniowaną funkcję pomiarową (9.20) lub (9.21).

Do pomiaru różnicy temperatur stosowane są termorezystory platynowe, wzajemnie sparowane, tak aby zminimalizować błąd pomiaru różnicy temperatur (taki sam znak, wynikającej z klasy termorezystora, odchyłki wykonania rezystancji). Ze względów oszczędnościowych stosuje się dwuprzewodowy układ połączenia każdego z termorezystorów z elektronicznym integratorem, gdyż przy wyznaczaniu różnicy temperatur rezystancje przewodów wzajemnie się kompensują. Ze względu na sparowanie termorezystorów wraz z przewodami łączącymi nie należy ich skracać ani przedłużać podczas montażu.

9.2. Analogi elektryczne zjawisk cieplnych

Tworzenie analogii elektrycznych zjawisk nieelektrycznych jest szczególnie przydatne przy analizie dynamiki układów nieelektrycznych, umożliwia wykorzystanie aparatu matematycznego i wiedzy z teorii obwodów do zapisu oraz rozwiązywania równań opisujących ich funkcjonowanie.

Tworzone są analogi elektryczne między innymi układów pneumatycznych, hydraulicznych, mechanicznych i cieplnych. W każdym z tych układów możemy wyróżnić zmienne spadku i przepływu. W dziedzinie elektrycznej funkcję zmiennej spadku ogrywa potencjał, a zmiennej przepływu prąd. W dziedzinie cieplnej rolę zmiennej spadku odgrywa temperatura,

a przepływu moc cieplna. Tak jak w przypadku układów elektrycznych występowanie różnicy potencjałów wywołuje przepływ prądu elektrycznego, tak w układach cieplnych różnica temperatur wywołuje przepływ mocy cieplnej.

W tabeli 9.1 zestawiono analogie elektryczne zjawisk cieplnych w układach skupionych wraz z jednostkami fizycznymi dla poszczególnych wielkości. W dziedzinie cieplnej nie istnieje analogia do indukcyjności w dziedzinie elektrycznej. Należy pamiętać, że równania obwodów elektrycznych są tylko przybliżonym analogiem zjawisk termicznych.

Tabela 9.1. Analogie elektryczne zjawisk cieplnych

Układ cieplny			Układ elektryczny		
wielkość	symbol	jednostka	wielkość	symbol	jednostka
moc cieplna	P	W	prąd	I	A
temperatura	T	°C, K	potencjał	V	V
ilość ciepła	Q	J	ładunek	Q	C
oporność cieplna	R_c	°C/W, K/W	rezystancja	R	Ω
pojemność cieplna	C_c	J/°C, J/K	pojemność	C	F
bezwładność cieplna	τ_c	s	stała czasowa	τ	s

W ramach analogii obowiązują również więzy:

- temperatura T powierzchni granicznej pomiędzy ośrodkami jest analogiem potencjału elektrycznego V w węźle,
- przepływ mocy cieplnej P przez warstwę pomiędzy ośrodkami jest analogiczny do przepływu prądu elektrycznego I przez gałąź sieci,

oraz zależności fizyczne dla obwodów wyrażające analogie dotyczące przepływu mocy cieplnej i prądu elektrycznego.

Przepływ prądu I w obwodzie elektrycznym przez rezystor R i kondensator C opisują zależności:

$$I = \frac{1}{R} \cdot (V_A - V_B) \quad (9.23)$$

oraz:

$$I = C \cdot \frac{dU}{dt} \quad (9.24)$$

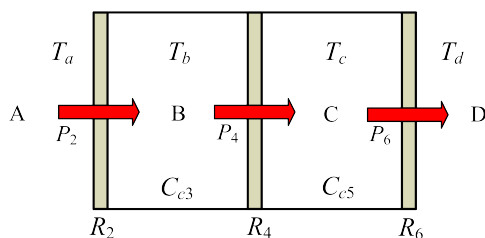
Przepływ mocy P w układach cieplnych przez rezystor cieplny R_c i kondensator cieplny o pojemności cieplnej C_c opisują analogiczne równania:

$$P = \frac{1}{R_c} \cdot (T_A - T_B) \quad (9.25)$$

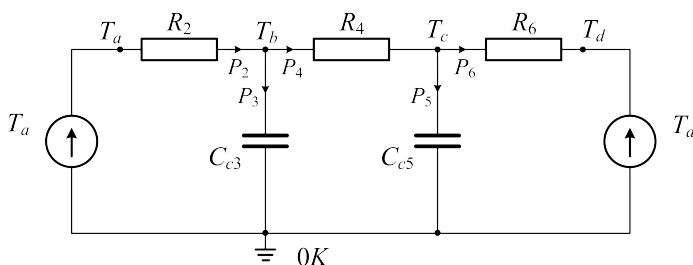
$$P = C_c \cdot \frac{dT}{dt} \quad (9.26)$$

9.2.1. Tworzenie modelu elektrycznego zjawisk cieplnych

Na rysunku 9.2 pokazano przykładowy układ transportu ciepła [2]. Wejściem jest temperatura T_a środowiska oznaczonego literą A, która jest źródłem przepływu mocy cieplnej P przez dwa pomieszczenia B i C oraz trzy ściany do środowiska oznaczonego literą D. Symbolami R_c i C_c z kolejnymi indeksami oznaczono odpowiednie skupione rezystancje cieplne ścian oraz pojemności cieplne pomieszczeń. Temperatury poszczególnych pomieszczeń oznaczono symbolami od T_a do T_d .



Rysunek 9.2. Przykładowy układ transportu ciepła



Rysunek 9.3. Model analogu elektrycznego układu transportu ciepła

Na rysunku 9.3 pokazano model analogu elektrycznego, odzwierciedlający zarówno właściwości statyczne, jak i dynamiczne analizowanego obiektu. Stanowiąca wymuszenie w układzie temperatura T_a oraz wyjściowa temperatura T_d ośrodka D zamodelowane zostały w analogu elektrycznym źródłami napięciowymi. Kondensatory C_{c3} i C_{c5} wyrażają pojemności cieplne pomieszczeń B oraz C i w analizie dynamiki stanowią miarę inercji układu cieplnego. Rezystory R_{c2} , R_{c4} i R_{c6} wyrażają oporność cieplną ścian pomieszczeń znajdujących się na drodze przepływu ciepła od środowiska A do D. Moce cieplne przepływające przez poszczególne granice ośrodków oznaczono odpowiednio symbolami P_2 do P_6 . Jako punkt odniesienia (masa) przyjęto temperaturę zera bezwzględnego 0 K.

W przypadku zmiany skokowej temperatury T_a przepływ mocy cieplnej P_2 do pomieszczenia B wywoła wzrost temperatury T_b , co obrazuje ładowanie kondensatora C_{c3} mocą cieplną P_3 , część mocy cieplnej przepłynie dalej do pomieszczenia C, gdzie następuje podobny rozptył mocy. Po osiągnięciu stanu ustalonego (naładowane kondensatory C_{c3} i C_{c5}) moce P_3 i P_5 osiągają wartości zerowe, a cała moc przepływa od środowiska A do D przez ściany pomieszczeń.

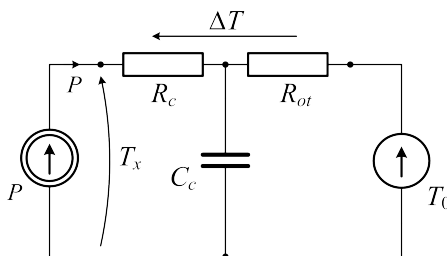
W stanie ustalonym obowiązywać będą równania:

$$P_3 = P_5 = 0 \quad \text{oraz} \quad P_2 = P_4 = P_6 = \frac{T_a - T_d}{R_2 + R_4 + R_6} \quad (9.27)$$

Analiza stanu dynamicznego wymaga zapisania układu równań różniczkowych dla podanego obwodu elektrycznego.

9.2.2. Model przepływu ciepła w czujniku temperatury

Wykorzystując przedstawioną w poprzednim podrozdziale metodę analizy za pomocą analogu elektrycznego zjawisk cieplnych, rozpatrzmy funkcjonowanie czujników termorezystancyjnych temperatury. Na rysunku 9.4 przedstawiono model analogu elektrycznego przepływu ciepła w układzie pomiarowym z czujnikiem temperatury.



Rysunek 9.4. Model analogu elektrycznego przepływu ciepła w układzie pomiarowym z czujnikiem temperatury

Do zasilanego energią elektryczną czujnika dostarczana jest moc:

$$P = U \cdot I = I^2 \cdot R_{el} = \frac{U^2}{R_{el}} \quad (9.28)$$

Dostarczana moc związana z zasilaniem czujnika jest niezbędna do przeprowadzenia pomiaru, lecz jest źródłem błędu związanego z samopodgrzewaniem się czujnika, temperatura czujnika T_x będzie wyższa od mierzonej temperatury obiektu T_0 . Czujnik będzie wówczas oddawał ciepło do otoczenia (zgodnie z kierunkiem przepływu ciepła od źródła o wyższej temperaturze do środowiska o temperaturze niższej), jednak pojemność cieplna czujnika w odniesieniu do pojemności cieplnej obiektu winna być na tyle mała, aby efekt ten nie powodował zmiany mierzonej temperatury obiektu T_0 . W modelu elektrycznym procesów cieplnych przyjęto, że źródło prądowe odzwierciedla moc cieplną P dostarczaną do czujnika. Źródło napięciowe jest analogiem mierzonej temperatury T_0 . Zamodelowano oddzielnie rezystancję cieplną czujnika R_c i czujnika do otoczenia R_{ot} , zależną od ośrodka, w którym przeprowadzany jest pomiar. Rezystancja ta będzie zależała od tego, czy mierzymy temperaturę np. powietrza albo wody, nieruchomych, czy poruszających się. Pojemność C_c jest analogiem pojemności cieplnej czujnika. Na podstawie tego modelu można analizować dynamiczną pracę czujnika dla zmiennej w czasie mierzonej temperatury T_0 , zapis równań różniczkowych jest prosty. Zwróćmy jednak uwagę na przypadek stanu ustalonego pamiętając, że w praktyce

czujnik mierzy temperaturę własną, na schemacie T_x . W stanie ustalonym przez pojemność nie płynie moc cieplna (w analogu prąd), a równanie temperatur (w analogu napięcie) przyjmuje postać:

$$T_x = T_0 + \Delta T \quad (9.29)$$

Błąd pomiaru temperatury wywołany efektem samopodgrzewania wynosi (rysunek 9.4):

$$\Delta T = P \cdot (R_c + R_{ot}) \quad (9.30)$$

a po uwzględnieniu (9.28):

$$\Delta T = I^2 \cdot R_{el} \cdot (R_c + R_{ot}) \quad (9.31)$$

gdzie wartości rezystancji cieplnych R_c i R_{ot} wyrażane są w jednostkach fizycznych zgodnie z tabelą 9.1.

Na podstawie tej zależności można też określić dopuszczalny prąd zasilający czujnik, który nie spowoduje błędu od samopodgrzania większego, niż założona wartość ΔT :

$$I \leq \sqrt{\frac{\Delta T}{R_{el} \cdot (R_c + R_{ot})}} \quad (9.32)$$

W ten sposób pokazano możliwość zastosowania analizy zjawisk cieplnych za pomocą analogów elektrycznych, a wyprowadzony wzór (9.32) potwierdza zależność (5.23).

ROZDZIAŁ 10

Pomiary wilgotności

10.1. Podstawowe pojęcia

Zagadnienia pomiarów wilgotności związane są z określaniem zawartości wody w ciałach stałych lub pary wodnej w gazach. Rozpatrzmy zagadnienia wyznaczania wilgotności gazów, w szczególności powietrza. Problematyka ta odgrywa istotną rolę w dziedzinie kształtowania mikroklimatu technologicznego oraz mikroklimatu w zajmowanych przez ludzi pomieszczeniach zamkniętych, takich jak biura, szpitale, mieszkania, samochody. Podstawowymi parametrami mikroklimatu są temperatura i wilgotność powietrza.

Mierząc wilgotność, uwzględnia się różne zjawiska fizyczne i wykorzystuje zmianę wielkości je opisujących pod wpływem wilgotności, która może być wyznaczana przez pośredni pomiar: temperatury, impedancji, pojemności, częstotliwości drgań generatora, masy, zmiany wymiarów geometrycznych itp.

Istnieje kilka definicji wilgotności określających zawartość pary wodnej w powietrzu. Jedną z nich dotyczy wilgotności bezwzględnej, która jest wyznaczana na podstawie stężenia masowego pary wodnej w powietrzu, jako iloraz masy pary wodnej zawartej w pewnej objętości mieszaniny i łącznej masy mieszaniny.

Druga definicja dotyczy tzw. zawartości wilgoci, która określana jest jako iloraz masy pary wodnej odniesiony do masy powietrza suchego. Największe jednak znaczenie dla określania wilgotności gazów, w tym powietrza, ma definicja sformułowana na podstawie

pojęcia ciśnienia parcjalego (cząsteczkowego) gazów. Bazuje ona na **prawie Daltona** dla gazów, które brzmi [33]:

Ciśnienie parcjale mieszanki gazów nieoddziałujących ze sobą chemicznie jest sumą ciśnień parcjalnych wywieranych przez poszczególne składniki mieszanki.

Powietrze atmosferyczne jest mieszaniną powietrza suchego i pary wodnej, stąd ciśnienie atmosferyczne powietrza p_p jest sumą ciśnień parcjalnych:

$$p_p = p_{p0} + p_w \quad (10.1)$$

gdzie:

- p_{p0} – ciśnienie parcjale powietrza suchego,
- p_w – ciśnienie parcjale pary wodnej zawartej w powietrzu atmosferycznym.

Powietrze może zawierać ograniczoną ilość pary wodnej, do stanu nasycenia. Dalszy wzrost zawartości pary wodnej powoduje efekt rosenia (kondensacji), czyli osadzania się wody na przedmiotach znajdujących się w takiej atmosferze. Powietrze w wyższej temperaturze może wchłonać więcej pary wodnej, w niższej mniej. Maksymalną ilość pary wodnej w powietrzu w danych warunkach i temperaturze określa **ciśnienie parcjale nasycenia**.

Jeżeli w danym stanie atmosfery, przy określonym ciśnieniu i temperaturze, w powietrzu znajduje się określona ilość pary wodnej, to zmniejszając temperaturę, można osiągnąć stan nasycenia pary wodnej w powietrzu, a temperatura powietrza, w której pojawi się rosenie, nazywana jest **temperaturą punktu rosy**.

Znając temperaturę punktu rosy, temperaturę powietrza oraz ciśnienie parcjale nasycenia w tej temperaturze, można wyznaczyć ciśnienie parcjale pary wodnej i na jej podstawie wilgotność względną powietrza.

Wilgotność względna definiowana jest jako stosunek ciśnienia parcjalego pary wodnej powietrza do ciśnienia nasycenia w temperaturze powietrza:

$$RH = \frac{p_w}{p_{wn}} \cdot 100\% \quad (10.2)$$

gdzie:

- RH – wilgotność względna (*Relative Humidity*),
- p_w – ciśnienie parcjale pary wodnej w temperaturze powietrza,
- p_{wn} – ciśnienie parcjale pary nasyconej w tej temperaturze.

10.2. Metoda punktu rosy

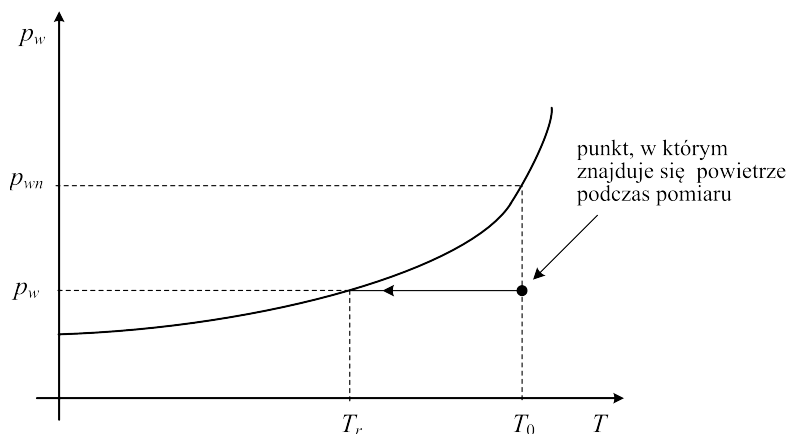
Na rysunku 10.1 zilustrowano interpretację definicji wilgotności względnej powietrza, która stanowi podstawę metody punktu rosy pomiaru wilgotności. Wykres przedstawia krzywą zależności ciśnienia nasycenia pary wodnej w powietrzu atmosferycznym w funkcji temperatury. Jest to krzywa graniczna, która określa stan atmosfery opisany przez parę wartości: (T, p_{wn}) – temperatura powietrza i ciśnienie pary wodnej w stanie nasycenia.

Metoda punktu rosy wyznaczania wilgotności względnej powietrza polega na pomiarze temperatury powietrza T_0 i temperatury punktu rosy T_r oraz wyznaczeniu na ich podstawie wilgotności, przy wykorzystaniu faktu znajomości funkcji ciśnienia parcjalego nasycenia.

Przetworniki wilgotności zawierają detektor punktu rosy, który stanowi gładkie, wypolerowane lustro schładzane za pomocą modułu Peltiera. Na powierzchni lustra znajduje się detektor optyczny lub pojemnościowy obecności pary wodnej. Detektor optyczny wykrywa zmniejszenie natężenia promienia świetlnego odbijanego od powierzchni lustra, na drodze pomiędzy źródłem i odbiornikiem światła.

Detektor pojemnościowy jest zbudowany na bazie kondensatora grzebieniowego, którego elektrody znajdują się na powierzchni płytki przylegającej do powierzchni lustra. Jeżeli nastąpi kondensacja pary wodnej na powierzchni kondensatora, skokowo zmienia się jego pojemność. Wynika to z faktu, iż przenikalność dielektryczna wody jest 80 razy większa niż powietrza.

Proces pomiaru przebiega w ten sposób, że powierzchnia lustra powoli schładzana jest za pomocą modułu Peltiera od temperatury T_0 , w jakiej znajduje się powietrze podczas pomiaru, aż do momentu, gdy detektor wykryje, że na jego powierzchni doszło do kondensacji pary wodnej (rysunek 10.1).



Rysunek 10.1. Wykres zależności ciśnienia nasycenia w funkcji temperatury

Momentowi kondensacji odpowiada wartość temperatury punktu rosy T_r . Mając wyznaczone dwie temperatury T_0 i T_r , można określić na podstawie funkcji zależności ciśnienia nasycenia od temperatury wartości ciśnień: parcjalego p_w pary wodnej na podstawie temperatury T_r oraz parcjalego pary nasyconej p_{wn} na podstawie temperatury T_0 .

Korzysta się przy tym ze stabelaryzowanej funkcji ciśnienia nasycenia lub przybliżonej zależności empirycznej:

$$RH = \frac{p_w}{p_{wn}} \cdot 100\% \cong \frac{10^{\frac{7,5 \cdot T_r}{237,7 + T_r}}}{10^{\frac{7,5 \cdot T_0}{237,7 + T_0}}} \cdot 100\% \quad (10.3)$$

gdzie wartości temperatur wyrażone są w $^{\circ}\text{C}$.

10.3. Metoda psychrometryczna

Metoda psychrometryczna, podobnie jak omówiona poprzednio metoda punktu rosy, wykorzystuje dobrze określone zjawisko fizyczne zależności ciepła parowania od wilgotności gazów.

Psychrometr zbudowany jest z dwóch termometrów, z których jeden, „suchy” mierzy temperaturę powietrza, drugi „mokry”, owinięty zwilżoną wodą destylowaną tkaniną bawełnianą, mierzy temperaturę niższą, przy czym obniżenie temperatury termometru „mokrego” wywołane jest oddaniem energii niezbędnej na odparowanie wody. Ilość odparowanej wody jest funkcją wilgotności powietrza, którą wyznacza się na podstawie empirycznej zależności, przy ciśnieniu atmosferycznym wynoszącym 1000 hPa, dla psychrometru Assmanna:

$$RH \cong \frac{p_{wm} - 0,667 \cdot (T_S - T_M)}{p_{wn}} \cdot 100\% \quad (10.4)$$

oraz dla psychrometru Augusta:

$$RH \cong \frac{p_{wm} - 0,8 \cdot (T_S - T_M)}{p_{wn}} \cdot 100\% \quad (10.5)$$

gdzie:

- p_{wm} – ciśnienie parcjale pary wodnej nasyconej w temperaturze powietrza wskazywanej przez termometr „mokry”,
- p_{wn} – ciśnienie parcjale pary wodnej nasyconej w temperaturze powietrza wskazywanej przez termometr „suchy”,
- T_S – temperatura termometru „suchego”,
- T_M – temperatura termometru „mokrego”.

Różnica pomiędzy obydwoma psychrometrami polega na sposobie odparowywania wody. W psychrometrze Assmanna obieg powietrza jest wymuszony, w psychrometrze Augusta wykorzystywany jest naturalny, wynikający z konwekcji ruch powietrza.

10.4. Inne konstrukcje higrometrów

Do starszych konstrukcji przetworników do pomiaru wilgotności względnej powietrza należą wciąż oferowane w sprzedaży higrometry włosowe. Ich zaletą jest mechaniczny charakter działania niewymagający zasilania, a zastosowanie znajdują w rejestratorach wilgotności, muzeach, mieszkaniach. Podstawą działania higrometrów włosowych jest względna zmiana długości włosa ludzkiego wywołana zawartością pary wodnej w powietrzu:

$$\frac{\Delta l}{l} \cong k_h \cdot T \cdot \log RH \quad (10.6)$$

gdzie:

- k_h – stała higrometru,
- $\Delta l/l$ – względne wydłużenie włosa,
- T – temperatura powietrza w skali bezwzględnej.

W praktycznych konstrukcjach stosowane są wiązki włosów, co zwiększa wytrzymałość mechaniczną czujnika. Zakres pomiarowy higrometrów włosowych osiąga wartość wilgotności od $40 \div 90\% RH$ w temperaturze pracy $10 \div 50^\circ C$. Dokładność pomiaru jest niewielka, wynosi $2 \div 5\%$ i rośnie ze wzrostem wartości mierzonej wilgotności. Włosy ludzkie wymagają regeneracji przez nawilżanie, szczególnie w okresach niskiej wilgotności (np. zimą w ogrzewanych, suchych pomieszczeniach).

Do najnowszych konstrukcji należą higrometry cienkowarstwowe impedancyjne, w których elementem czującym na wilgotność jest rezystor wykonany z higroskopijnego materiału o przewodności zależnej od wilgotności lub kondensator z higroskopijnym dielektrykiem, którego pojemność jest funkcją wilgotności. Lepsze właściwości wykazują czujniki pojemnościowe. Czujnik budowany jest w postaci kondensatora płaskiego, rolę dielektryka spełnia porowaty, specjalnie wytrawiony materiał, w celu zwiększenia jego higroskopijności. Rolę dielektryka dobrze spełnia cienka płytka wykonana z tlenku aluminium Al_2O_3 . Po obydwu stronach płytki napylany jest materiał przewodzący, który stanowi elektrody kondensatora. Oprócz kondensatora na płytce umieszczany jest również układ elektroniczny zapewniający przetwarzanie pojemności, będącej funkcją mierzonej wilgotności na sygnał elektryczny napięcia lub częstotliwości. Ponieważ właściwości dielektryka dość silnie zależą od temperatury, w czujniku wbudowuje się również termorezystor, najczęściej przez napylenie platyny, do pomiaru temperatury i korekcji funkcji przetwarzania. Czujniki pojemnościowe charakteryzują się pełnym zakresem pomiaru wilgotności $0 \div 100\% RH$, dobrą liniowością, odpornością na zanieczyszczenia oraz szerokim zakresem temperaturowym pracy $-40 \div 150^\circ C$.

10.5. Pomiary wilgotności ciał stałych

Miarą wilgotności ciał stałych jest zawartość wody w materiale. Bezwzględna zawartość wilgoci zdefiniowana jest jako stosunek masy wody m_w znajdującej się w ciele stałym i niezwiązanej z nim chemicznie do masy suchego ciała m_s [23]:

$$w = \frac{m_w}{m_s} \cdot 100\% \quad (10.7)$$

Definicyjna zależność (10.7) stanowi podstawę **grawimetrycznej metody** pomiaru. Polega ona na wyznaczeniu masy ciała stałego wilgotnego m oraz jego masy po osuszeniu m_s . Wilgotność bezwzględna jest wyznaczana z zależności:

$$w = \frac{m - m_s}{m_s} \cdot 100\% \quad (10.8)$$

Są różne metody osuszania, a do najważniejszych należy metoda termograwimetryczna, która polega na określaniu ubytku masy w trakcie ogrzewania próbki. Podczas odparowywania wody z próbki usuwane są także inne substancje lotne (alkohole, tłuszcze, rozpuszczalniki itp.), co jest jednym ze źródeł błędów tej metody.

Do podstawowych metod elektrycznych pomiaru wilgotności ciał stałych należą metody rezystancyjna oraz impedancyjna o charakterze pojemnościowym. Są one powszechnie stosowane na przykład do pomiaru wilgotności drewna.

Metoda rezystancyjna polega na pomiarze rezystancji pomiędzy wbitymi w próbkę materiału elektrodami. Czulość pomiaru tą metodą jest jednakże ograniczona z jednej strony możliwościami precyzyjnego pomiaru dużej rezystancji, co ma miejsce przy małej zawartości wody i w związku z tym niskiej wilgotności, a z drugiej strony – spadkiem czulości, który wynika z nasycenia materiału przy dużej zawartości wody. Przykładowo w przypadku drewna dolny próg zakresu pomiarowego osiągany jest przy wilgotności rzędu 6%, której odpowiada rezystancja ok. 50 GΩ, a górny próg nasycenia wodą włókien drewna osiągany jest przy wilgotności rzędu 28%. Błędy pomiaru zależą od zakresu mierzonych wilgotności i przyjmują wartości od 1% w warunkach niskich wilgotności do 10% dla górnej części zakresu pomiarowego [31].

W **metodzie impedancyjnej** o charakterze pojemnościowym wykorzystywana jest zależność przenikalności dielektrycznej ciał stałych od ilości zawartej w nich wody. Wartość względnej przenikalności elektrycznej wody wynosi ok. 80, natomiast większości suchych ciał stałych – $1 \div 10$, stąd absorpcja wody istotnie zmienia wartość ich przenikalności dielektrycznej. Przykładowo pojemność kondensatora płaskiego C_p wyraża zależność (7.1):

$$C_p = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d} = k_p \cdot \varepsilon_r \quad (10.9)$$

a kondensatora cylindrycznego C_c :

$$C_c = 2 \cdot \pi \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{l}{\ln r_2 - \ln r_1} = k_c \cdot \varepsilon_r \quad (10.10)$$

W obydwu przypadkach pojemności kondensatorów są proporcjonalne do przenikalności elektrycznej dielektryka ε_r , a współczynniki proporcjonalności są funkcją wymiarów geometrycznych kondensatorów oraz uwzględniają stałą dielektryczną próżni ε_0 . Kondensatory płaskie wykorzystywane są najczęściej do wyznaczania przenikalności dielektrycznej ciał stałych, których próbka spełnia rolę dielektryka umieszczonego pomiędzy okładkami kondensatora. Kondensatory cylindryczne wykorzystywane są do wyznaczania przenikalności dielektrycznej ciał sypkich (zboże, mąka, nasiona, sól, cukier, piasek itp.), badany materiał umieszcza się pomiędzy walcowymi okładkami kondensatora. Wyznaczenie wilgotności materiału na podstawie wyniku pomiaru jego przenikalności dielektrycznej wymaga uwzględnienia funkcji zależności przenikalności dielektrycznej od wilgotności, która jest różna w zależności od rodzaju materiału. Zakresy pomiarowe urządzeń wykorzystujących metody pojemnościowe osiągają wartość $0 \div 90\%$, a dokładność $1 \div 2\%$ [23, 31].

Inna stosowana metoda pomiaru wilgotności ciał stałych jest związana z wykorzystaniem techniki mikrofalowej, a przyrządy pomiarowe nazywane są **higrometrami mikrofalowymi** [31]. Metody mikrofalowe wykorzystują, podobnie jak pojemnościowe, zjawisko zależności przenikalności dielektrycznej materiałów od zawartości wilgoci. Dobrze nadają się do wyznaczania wilgotności zarówno ciał stałych, jak i sypkich. Jedną ze stosowanych mikrofalowych metod pomiarowych wykorzystuje do pomiaru przenikalności dielektrycznej zjawisko tłumienia lub przesunięcia fazowego fali przy przejściu przez badaną próbkę materiału umieszczoną pomiędzy nadajnikiem a odbiornikiem mikrofalowym. Drugą z metod polega na wykorzystaniu zjawiska rezonansu mikrofalowego i zależności wartości częstotliwości rezonansowej od przenikalności dielektrycznej materiału. Metodę rezonansową charakteryzuje duża dokładność pomiaru osiągająca wartość 0,1% przy zakresie pomiarowym wilgotności $0 \div 80\%$.

Bibliografia

- [1] Boyes W.: *Instrumentation reference book*. Elsevier Science, 2003.
- [2] Cannon R.H.: *Dynamika układów fizycznych*. WNT, Warszawa 1973.
- [3] Chwaleba A., Czajewski J.: *Przetworniki pomiarowe wielkości fizycznych*. Wyd. Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1993.
- [4] Dobosz M.: *Współczesne metody pomiarów wielkości geometrycznych*. Elektronizacja, nr 4, 1996, s. 3–6.
- [5] Doebelin E.O.: *Measurement systems. Application and design*. McGraw Hill, 1966.
- [6] Elwenspoek M., Wiegerink R.: *Mechanical Microsensors*. Springer Verlag, 2001.
- [7] Fortner B.: *The data handbook*. Springer Verlag, 1995.
- [8] Gajda J., Szyper M.: *Modelowanie i badania symulacyjne systemów pomiarowych*. Wydział EAIiE Akademii Górniczo-Hutniczej, Kraków 1998.
- [9] Gawędzki W., Dziekan A., Hajto P.: *Stanowisko laboratoryjne do wyznaczania parametrów termodynamicznych sprężarki tłokowej*. Pomiary. Automatyka. Kontrola, vol. 54, nr 12, 2008, s. 883–886.
- [10] Gawędzki W., Murawski P., Nowak A.: *Stanowisko laboratoryjne do automatycznego wyznaczania charakterystyk dynamicznych czujników drgań*. Pomiary. Automatyka. Kontrola, vol. 53 Bis, nr 9, 2007, s. 625–628.
- [11] Gawędzki W.: *Analiza błędów nieliniowości tensometrycznych systemów do pomiaru wagi*. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej nr 220, seria Elektrotechnika, z. 27, Materiały XII Międzynarodowego Sympozjum Metrologów „Metody i technika przetwarzania sygnałów w pomiarach fizycznych”, Rzeszów 26–30.09.2004, s. 57–63.

- [12] Gawędzki W.: *Optimalizacja tensometrycznego czujnika odkształceń gazociągu eksploatowanego w warunkach niestabilnego środowiska*. Krajowy Kongres Metrologii KKM 2001, Warszawa 24–27.06.2001, s. 605–608.
- [13] Gawędzki W.: *Rozgałęziony system do ciągłych pomiarów parametrów klimatycznych na bazie czujników zintegrowanych*. VI Konferencja Naukowa „Czujniki optoelektroniczne i elektroniczne” COE2000, Gliwice 13–16.06.2000, t. 2, s. 400–405.
- [14] Göpel W., Hesse J., Zemel J.: *Sensors. A comprehensive survey. Vol. 1–8*. VCH Verlag, 1993.
- [15] Hagel R., Zakrzewski J.: *Miernictwo dynamiczne*. WNT, Warszawa 1984.
- [16] Hoffmann K.: *An introduction to measurements using strain gages*. HBM GmbH, Darmstadt 1989.
- [17] Holeyko K.: *Precyzyjne elektroniczne pomiary odległości i kątów*. WNT, Warszawa 1981.
- [18] Kabza Z., Kostyrko K.: *Metrologia mikroklimatu pomieszczenia i środowiskowych wielkości fizycznych*. Wyd. Politechniki Opolskiej, 2003 (cz. 1), 2004 (cz. 2).
- [19] Kabza Z.: *Regulacja mikroklimatu pomieszczenia*. Agenda Wydawnicza PAK, Warszawa 2005.
- [20] Kreuzer M.: *Vergleichende Betrachtung verschiedener Schaltungsarten für Dehnungsmessstreifen*. Messtechnische Briefe 19, No. 3, Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, Darmstadt 1983, s. 63–68,.
- [21] Kulka Z., Libura A., Nadachowski M.: *Przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe*. WKiŁ, Warszawa 1987.
- [22] Layer E., Gawędzki W.: *Dynamika aparatury pomiarowej. Badania i ocena*. PWN, Warszawa 1991.
- [23] Miłek M.: *Metrologia elektryczna wielkości nieelektrycznych*. Oficyna Wydawnicza Uniwersytetu Zielonogórskiego, Zielona Góra 2006.
- [24] Michalski L., Eckersdorf K., Kucharski J.: *Termometria. Przyrządy i metody*. WND Politechniki Łódzkiej, Łódź 1998.
- [25] Nawrocki W.: *Komputerowe systemy pomiarowe*. WKiŁ, Warszawa 2002.
- [26] Nawrocki W.: *Rozproszone systemy pomiarowe*. WKiŁ, Warszawa 2006.
- [27] *National Linear Seminar*, 1996. National Semiconductor.
- [28] Oliferuk W.: *Termografia podczerwieni w nieniszczących badaniach materiałów i urządzeń*. Biuro Gamma, Warszawa 2008.
- [29] Orłóń Z.: *Doświadczalna analiza odkształceń i naprężeń*. PWN, Warszawa 1977.
- [30] Prandtl L.: *Dynamika przepływów*. PWN, Warszawa 1956.

-
- [31] *Pomiary. Czujniki i metody pomiarowe wybranych wielkości fizycznych i składu chemicznego*. Praca zbiorowa pod redakcją J. Piotrowskiego, WNT, Warszawa 2009.
- [32] Romer E.: *Miernictwo przemysłowe*. PWN, Warszawa 1978.
- [33] Resnick R., Halliday D.: *Fizyka. Tom 1*. WN PWN, Warszawa 2001.
- [34] Sidor T.: *Elektroniczne przetworniki pomiarowe*. UWND AGH, Kraków 2006.
- [35] Szabatin J.: *Podstawy teorii sygnałów*. WKiŁ, Warszawa 2000.
- [36] Stabrowski M.: *Miernictwo elektryczne. Cyfrowa technika pomiarowa*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1999.
- [37] Szumielewicz B., Słomski B., Styburski W.: *Pomiary elektroniczne w technice*. WNT, Warszawa 1982.
- [38] Timoszenko S., Woinowski-Krieger S.: *Teoria płyt i powłok*. Arkady, Warszawa 1962.
- [39] Tumański S.: *Technika pomiarowa*. WNT, Warszawa 2007.
- [40] Wierzbę T.H., Zdrojewski T., Narkiewicz K.: *Czynniki kształtujące ciśnienie tętnicze. Część II. Zastosowanie niektórych praw fizycznych w hemodynamice układu krążenia*. Naciski Tętnicze (dwumiesięcznik PTNT), t. 8, nr 1, 2004, s. 61–80, www.nt.viamedica.pl.
- [41] Zakrzewski J.: *Czujniki i przetworniki pomiarowe*. Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2004.
- [42] Zieliński T.: *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów*. WKiŁ, Warszawa 2005.
- [43] PN-EN 60584-1:1997 *Termoelementy – Charakterystyki*.
PN-EN 60584-2:1997 *Termoelementy – Tolerancje*.
PN-EN 60584-3:2008 *Termoelementy – Część 3: Kable rozszerzające i kompensacyjne – Tolerancje i systemy rozpoznawcze*.
- [44] PN-EN 60751:2009 *Czujniki platynowe przemysłowych termometrów rezystancyjnych i platynowe czujniki temperatury*.
- [45] www.analog.com.
- [46] www.hbm.com.
- [47] www.motorola.com.
- [48] www.national.com.
- [49] www.ni.com.
- [50] www.omega.com.
- [51] www.opsens.com.

Indeks

akcelerometr, 122

- piezoelektryczny, 135
- pojemnościowy, 129
- tensometryczny, 128

akwizycja sygnałów pomiarowych, 19

aliasing, 23, 24, 28

analog elektryczny zjawisk cieplnych, 175

błąd

- dynamiczny, 18
- pomiaru temperatury, 116
- przetwarzania analogowo-cyfrowego, 37, 38
- kwantowania, 30
- nieliniowości, 15

belka gięta, 53, 54, 68

Bernoulliego prawo, 162

charakterystyka przetwornika

- amplitudowo-częstotliwościowa, 16
- dynamiczna, 18
- fazowo-częstotliwościowa, 16
- opóźnieniowo-częstotliwościowa, 17
- statyczna, 14

ciśnienie, 76

- bezwzględne, 78
- definicja, 76
- dynamiczne, 76
- jednostki, 77
- krwi, 89

diastoliczne, 90

Korotkowa metoda, 89

systoliczne, 90

różnicowe, 78

statyczne, 76

względne, 78

ciepło

analogie elektryczne, 175, 177

czujnik termorezystancyjny, 178

ciepło właściwe, 172

ciepłota

energia, 171

moc, 171

stała Stucka, 174

pojemność, 172

czułość

przetwornika, 14

toru pomiarowego, 54

czujnik, 11

temperatury

termoelektryczny, 92, 94

termorezystancyjny, 92, 101

złączowy, 92, 107, 110

tensometryczny

foliowy, 43, 47

kompensacja temperatury, 45

metalowy, 43

piezorezystywny, 43, 46, 47

stała, 44

- tensometryczny odkształcenia, 43
- Daltona prawo**, 181
- Dopplera efekt**, 155, 168
- dopplerowska częstotliwość**, 155
- drgania mechaniczne**, 119
 - amplituda
 - prędkości, 120
 - premieszczenia, 120
 - przyśpieszenia, 120
 - parametry, 119
 - przetwornik sejsmiczny, 121
 - rodzaje drgań, 120
- droga**, 138
- dynamiczne właściwości**
 - przetworników pomiarowych, 16, 17
- filtr antyaliasingowy**, 28
- Graya kod**, 157
- Hooke’a prawo**, 43, 46, 70, 81
- kąt**
 - odkształcenia, 73
 - pomiar przemieszczenia kąтового, 156
 - skręcenia, 73
- Karmana wiry**, 169
- karta pomiarowa**
 - podłączanie źródeł napięć, 38
- Kirchhoffa moduł**, 71
- kod**
 - binarny, 157
 - BCD, 30
 - Graya, 30, 157
 - naturalny, 157
 - heksagonalny, 30
- kodowanie**, 30
 - pozycyjny
 - system stałoprzecinkowy, 31
 - system zmiennoprzecinkowy, 32
 - reprezentacja liczb całkowitych, 31
- kwantowanie**, 29
 - błąd kwantowania, 30
 - przedział kwantowania, 36
 - rozdzielczość, 30, 37
- laserowa metoda pomiaru odległości**, 151
 - czasowa, 151
 - interferometryczna, 151, 154
- masa, 66
- MEMS**, 43, 69, 83, 129
- Michelsona interferometr dwuczęstotliwościowy**, 154, 155
- moc mechaniczna**, 72
- moduł elastyczności Younga**, 46
- modulacja amplitudy**
 - charakterystyka widmowa, 59
 - demodulator fazoczuły, 63, 64
 - schemat funkcjonalny, 63
 - tor pomiarowy z AM, 59
 - przebiegi czasowe sygnałów, 64, 65
 - w mostku tensometrycznym, 57
- mostek**
 - kompensacja wpływu zmian temperatury, 50
 - konfiguracja
 - ćwierćmostka, 51
 - czujników tensometrycznych, 51
 - półmostka, 51
 - pełnego mostka, 52
 - napięcie nierównowagi, 48
 - niezrównoważony, 52
 - tensometryczny, 48
 - łączenie metodą 5-przewodową, 61
 - łączenie metodą 6-przewodową, 60
 - automatyczna kompensacja rezystancji przewodów łączących, 61
 - skalowanie toru pomiarowego, 62
 - Wheatstone’a, 48
 - względna zmiana napięcia nierównowagi, 50
 - zasilanie, 53
 - zrównoważony, 52
- naprężenie**
 - graniczne
 - plastyczności, 44
 - sprężystości, 44
 - wytrzymałości, 44
 - styczne, 70
- odkształcenie**, 44
 - poprzeczne, 48
- odległość**, 138
- Peltiera pompa (moduł)**, 98
- pirometr**, 94, 111
 - detektor
 - fotoelektryczny, 114

- termiczny, 114
- emisyjność
 - całkowita, 113
 - monochromatyczna, 113
- natężenie promieniowania ciała czarnego, 112
- prawo Kirchhoffa, 111
- prawo Plancka, 111
- prawo Stefana–Boltzmann, 113
- radiacyjny, 115
- próbkowanie sygnałów, 20**
 - aliasing, 23
 - filtr antyaliasingowy, 28
 - filtr rekonstrukcyjny, 25
 - interpretacja procesu próbkowania w dziedzinie czasu, 27, 28
 - interpretacja widmowa procesu próbkowania, 22, 26
 - odtwarzanie sygnałów z próbek, 24
 - twierdzenie Kotelnikowa–Shannona, 20, 23
- przemieszczenie, 138**
- przepływ płynów, 160**
 - laminarny, 161
 - masowy, 160
 - objętościowy, 160
 - Reynoldsa liczba, 162
 - turbulentny, 162
- przetwarzanie niezniesztalające**
 - idealny układ śledzący, 17
 - idealny układ opóźniający, 17
- przetwornik**
 - analogowo-cyfrowy, 33
 - błąd dynamiczny, 38
 - delta-sigma, 35
 - ekranowanie, 40
 - podłączanie źródeł napięć, 38
 - podłączanie czujników ilorazowych, 41
 - rozdzielczość, 37
 - typu flash, 34
 - układ S&H, 37
 - z kompensacją wagową, 34
 - z podwójnym całkowaniem, 35
- ciśnienia
 - cylindryczny cienkościenny, 85
 - cylindryczny grubościenny, 86
 - membranowy, 80, 82
 - optyczny, 87, 88
 - piezoelektryczny, 86
 - piezorezystywny, 83, 84
 - pojemnościowy, 87
 - sprężysty, 79
 - tensometryczny, 82
- drgan
 - charakterystyki akcelerometru, 123
 - charakterystyki wibrometru, 126
 - przemieszczeń, 125
 - przyśpieszeń, 122
 - sejsmiczny, 121, 122
- elementarny, 11
- laserowy grubości, 154
- masy, 66
 - tensometryczny, 54–56
- mechaniczny
 - belka gięta, 53
- MEMS, 43, 69
- momentu skręcającego, 69
 - bezstykowy pomiar kąta skręcenia, 74
 - główne kierunki naprężeń, 70
 - kąt odkształcenia, 73
 - kąt skręcenia, 73
 - naprężenie styczne, 70
 - tensometryczny, 72
- odległości
 - laserowy, 151
- piezoelektryczny, 131
 - czułość ładunkowa, 133
 - czułość napięciowa, 133, 135
 - efekt wzdluzny, 132
 - właściwości dynamiczne, 133
- pomiarowy, 11
- prędkości obrotowej, 159
- przemieszczenia
 - indukcyjnościowy, 144
 - indukcyjnościowy różnicowy, 146
 - kątowego, 156
 - LVDT, 60
 - pojemnościowy, 139–141
 - pojemnościowy różnicowy, 140, 142, 143
 - RVDT, 60
 - transformatorowy, 146
 - transformatorowy różnicowy LVDT, 148
- przepływu
 - termoanemometryczny, 165, 166
 - ultradźwiękowy, 166–168
 - wirowy, 169
 - zwężkowy, 163
- siły, 66, 69
 - piezoelektryczny, 68
 - piezorezystywny, 69

- tensometryczny, 48, 67
- temperatury
 - ciepły stopień przetwarzania, 116
 - pirometr, 94, 111
 - stała czasowa, 117
 - termistorowy, 106
 - termoelektryczny, 92, 94
 - termorezystancyjny, 92, 101
 - właściwości dynamiczne, 115
 - złączowy, 107
 - z czujnikami tensometrycznymi, 53
- Reynoldsa liczba**, 162
- rozdzielczość kątowna**, 158
- siła**, 66–69
- Strouhala liczba**, 169
- Stucka stała**, 174, 175
- sygnał**
 - czasu dyskretnego, 20
 - grzebieniowy, 21
 - modulujący, 57
 - nośny, 57
 - widmo sygnału próbkowanego, 23, 24
- temperatura**, 91
 - jednostki, 92
 - przetworniki, 92
 - punkty stałe, 92, 93
 - skale, 91
- transformata Fouriera sygnału próbkowanego**, 24
- twierdzenie Kotelnikowa–Shannona o próbkowaniu**, 20, 23
- wibrometr**, 125
 - magnetoindukcyjny, 130
- wilgotność ciał stałych**, 184
 - bezwzględna zawartość wilgoci, 184
 - grawimetryczna metoda pomiaru, 184
 - higrometry mikrofalowe, 185
 - impedancyjna metoda pomiaru, 185
 - rezystancyjna metoda pomiaru, 185
- wilgotność gazów**, 181
 - ciśnienie parcjalne, 181
 - ciśnienie parcjalne pary nasyconej, 181
 - prawo Daltona, 181
 - temperaturą punktu rosy, 181
 - względna, 181
 - względna powietrza, 181
- higrometr pojemnościowy, 184
- higrometr włosowy, 183
- metoda punktu rosy pomiaru, 181
- psychrometryczna metoda pomiaru, 183
- współczynnik**
 - Peltiera, 98
 - piezorezystywności, 46
 - Poissona, 44
 - Seebecka, 95, 96
 - temperaturowy rozszerzalności liniowej, 46
 - temperaturowy zmian rezystancji, 46, 102
 - Thomsona, 97
- zwężka**, 163