

METROLOGIA

SKRYPT DO LABORATORIUM
dla studentów kierunku elektrotechnika

pod redakcją
Leona Swędrowskiego

Wydawnictwo
Politechniki Gdańskiej





KAPITAŁ LUDZKI
NARODOWA STRATEGIA SPÓJNOŚCI

UNIA EUROPEJSKA
EUROPEJSKI
FUNDUSZ SPOŁECZNY



Materiały zostały przygotowane w związku z realizacją projektu
pt. „Zamawianie kształcenia na kierunkach technicznych,
matematycznych i przyrodniczych – pilotaż”
współfinansowanego ze środków Unii Europejskiej
w ramach Europejskiego Funduszu Społecznego

nr umowy: 46/DSW/4.1.2/2008 – zadanie 018240 w okresie 21.08.2008 – 15.03.2012

METROLOGIA

SKRYPT DO LABORATORIUM
dla studentów kierunku elektrotechnika

pod redakcją
Leona Swędrowskiego

Gdańsk 2011



PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO
WYDAWNICTWA POLITECHNIKI GDAŃSKIEJ

Romuald Szymkiewicz

RECENZENT

Wiesław Kiciński

PROJEKT OKŁADKI

Katarzyna Olszonowicz

Wydano za zgodą
Rektora Politechniki Gdańskiej

Oferta wydawnicza Politechniki Gdańskiej jest dostępna pod adresem
<http://www.pg.gda.pl/WydawnictwoPG>

© Copyright by Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2011

Utwór nie może być powielany i rozpowszechniany, w jakiegokolwiek formie
i w jakiegokolwiek sposób, bez pisemnej zgody wydawcy

ISBN 978–83–7348–385-9

WYDAWNICTWO POLITECHNIKI GDAŃSKIEJ

Wydanie I. Ark. wyd. 8,6 ark. druku 10,25, 973/657

Spis treści

Wprowadzenie – *Anna Golijanek-Jędrzejczyk*

Zasady sporządzania protokołu pomiarowego i sprawozdania	9
Zasady sporządzania protokołu pomiarowego	9
Zasady sporządzania sprawozdania	10
Liczbowy zapis dokładności, zaokrąglanie	12
Estymacja parametryczna (regresja)	12
Podsumowanie	14

Ćwiczenie 1 – *Anna Golijanek-Jędrzejczyk*

Ocena jakości pomiarów i wzorcowanie przyrządów pomiarowych	15
1.1. Wstęp	15
1.2. Klasyfikacja błędów pomiarowych	15
1.3. Pojęcia i terminy statystyczne	18
1.4. Niepewność pomiaru	21
1.5. Wzorcowanie	22
1.5.1. Mierniki analogowe – sprawdzenie ostateczne	23
1.5.2. Mierniki cyfrowe	23
1.6. Przebieg ćwiczenia	25
1.6.1. Sprawdzanie zakresów napięcia stałego multimetru	25
1.6.2. Sprawdzanie zakresów prądu stałego multimetru	26
1.6.3. Wyznaczenie charakterystyki prądowo-napięciowej wybranych elementów	26
1.7. Dyskusja wyników	26
1.8. Pytania kontrolne	27
Literatura	27

Ćwiczenie 2 – *Leon Swędrowski*

Pomiary parametrów elementów RLC	29
2.1. Wprowadzenie teoretyczne	29
2.1.1. Elementy bierne obwodów elektrycznych	29
2.1.2. Mostki prądu stałego	30
2.1.3. Mostki prądu przemiennego	34
2.2. Przebieg ćwiczenia	36
2.2.1. Pomiary mostkiem Wheatstone’a	36
2.2.2. Pomiary mostkiem Thomsona	36
2.2.3. Pomiary mostkiem prądu przemiennego	37
2.2.4. Dyskusja wyników	37
2.3. Pytania kontrolne	37
Literatura	37

Ćwiczenie 3 – *Michał Ziółko, Ryszard Wepa*

Pomiary z wykorzystaniem oscyloskopu	39
3.1. Wstęp	39
3.2. Oscyloskop analogowy	39
3.3. Oscyloskop cyfrowy	44
3.4. Przebieg ćwiczenia	47
3.4.1. Pomiar wybranych parametrów i obserwacja przebiegów	47
3.4.2. Pomiar częstotliwości	48
3.4.3. Pomiar fazy	48
3.4.4. Zjawisko aliasingu w oscyloskopie cyfrowym	48
3.5. Dyskusja wyników	48
3.6. Pytania kontrolne	49
Literatura	49

Ćwiczenie 4 – *Leon Swędrowski, Ryszard Roskosz*

Pomiar mocy w układzie jednofazowym	51
4.1. Wprowadzenie teoretyczne	51
4.1.1. Watomierze elektrodynamiczne (ED)	51
4.1.2. Wpływ czynników zakłócających	54
4.1.3. Rozszerzenie zakresu pomiarowego	54
4.1.4. Układy połączeń woltomierza i amperomierza w metodzie technicznej pomiaru rezystancji	55
4.1.5. Włączanie watomierza	56
4.2. Przebieg ćwiczenia	57
4.2.1. Sposób przeprowadzenia pomiarów	57
4.2.2. Pomiar mocy przy obciążeniu indukcyjnym	58
4.2.3. Pomiar mocy przy obciążeniu pojemnościowym	59
4.3. Dyskusja wyników	59
4.4. Pytania kontrolne	59
Literatura	59

Ćwiczenie 5 – *Ariel Dzwonkowski*

Pomiary mocy w obwodach trójfazowych	61
5.1. Wstęp	61
5.2. Pomiar mocy w układzie trójfazowym czteroprzewodowym	62
5.2.1. Pomiar mocy czynnej	62
5.2.2. Pomiar mocy biernej	63
5.2.3. Diagram prądów i napięć	65
5.3. Pomiar mocy w układzie trójfazowym trzyprzewodowym	66
5.3.1. Pomiar mocy czynnej	66
5.3.2. Pomiar mocy biernej	68
5.3.3. Diagram prądów i napięć	69
5.4. Moc pozorna	70
5.5. Przetworniki pomiarowe mocy	71
5.6. Przebieg ćwiczenia	71
5.6.1. Pomiar mocy w układzie trójfazowym czteroprzewodowym	72
5.6.2. Pomiar mocy w układzie trójfazowym trzyprzewodowym	72

5.6.3. Pomiar mocy w układzie trójfazowym czteroprzewodowym symetrycznym ..	72
5.7. Dyskusja wyników	73
5.8. Pytania kontrolne	73
Literatura	74

Ćwiczenie 6 – Marek Wołoszyk

Pomiary sygnałów przemiennoprądowych sinusoidalnych i odkształconych	75
6.1. Wprowadzenie teoretyczne	75
6.1.1. Mierniki sygnałów przemiennoprądowych	77
6.1.2. Przetworniki sygnałów przemiennie prądowych na napięcie stałe	79
6.2. Program ćwiczenia	85
6.2.1. Wyznaczanie błędów w funkcji częstotliwości	85
6.2.2. Wyznaczanie błędów dla sygnałów odkształconych	85
6.2.3. Wyznaczanie współczynnika THD	86
6.3. Dyskusja wyników	86
6.4. Pytania kontrolne	86
Literatura	86

Ćwiczenie 7 – Dariusz Świsulski

Pomiary częstotliwości i prędkości obrotowej	87
7.1. Wprowadzenie teoretyczne	87
7.1.1. Metody pomiaru częstotliwości	87
7.1.2. Częstościomierze analogowe	87
7.1.3. Częstościomierze cyfrowe	88
7.1.4. Pomiar prędkości obrotowej	91
7.1.5. Prądnicza tachometryczna prądu stałego	91
7.1.6. Prądnicza tachometryczna prądu przemiennego synchroniczna	92
7.1.7. Prądnicza tachometryczna prądu przemiennego asynchroniczna	92
7.1.8. Metody cyfrowe pomiaru prędkości	93
7.1.9. Metoda stroboskopowa	95
7.2. Przebieg ćwiczenia	95
7.2.1. Pomiary częstościomierzem cyfrowym	95
7.2.2. Pomiary prędkości obrotowej	96
7.2.2.1. Wyznaczenie charakterystyk prądnicy tachometrycznej prądu stałego	96
7.2.2.2. Wyznaczenie charakterystyk prądnicy tachometrycznej prądu przemiennego asynchronicznej	97
7.2.2.3. Pomiary przy użyciu tachometru stroboskopowego	97
7.2.2.4. Pomiary przy użyciu tachometru cyfrowego optycznego	98
7.3. Dyskusja wyników	98
7.4. Pytania kontrolne	98
Literatura	

Ćwiczenie 8 – Marek Wołoszyk

Analogowe przetwarzanie sygnałów pomiarowych	99
8.1. Wprowadzenie teoretyczne	99
8.1.1. Wzmacniacze sygnałowe	100
8.1.2. Podstawowe układy ze wzmacniaczami operacyjnymi	102

8.1.3. Filtry analogowe	107
8.1.4. Eliminacja zakłóceń	110
8.2. Przebieg ćwiczenia	111
8.3. Dyskusja wyników	112
8.4. Pytania kontrolne	112
Literatura	112

Ćwiczenie 9 – *Dariusz Świsulski*

Komputerowe przetwarzanie sygnałów pomiarowych	113
9.1. Wprowadzenie teoretyczne	113
9.1.1. Akwizycja sygnałów pomiarowych	113
9.1.2. Częstotliwość próbkowania	114
9.1.3. Analiza Fouriera	115
9.1.4. Okno czasowe i wygładzające	116
9.1.5. Filtracja cyfrowa	117
9.2. Przebieg ćwiczenia	118
9.2.1. Badanie wpływu aliasingu	119
9.2.2. Badanie wpływu okna czasowego	119
9.2.3. Badanie wpływu okna wygładzającego	120
9.2.4. Badanie działania filtrów cyfrowych	120
9.3. Dyskusja wyników	121
9.4. Pytania kontrolne	121
Literatura	121

Ćwiczenie 10 – *Leszek Rafiński*

Pomiary podstawowych wielkości nieelektrycznych metodami elektrycznymi – odległość i przemieszczenie, temperatura	123
10.1. Wiadomości wstępne	123
10.2. Pomiar odległości i przemieszczenia	124
10.2.1. Czujniki potencjometryczne	124
10.2.2. Czujniki indukcyjne	124
10.2.3. Czujniki pojemnościowe	126
10.3. Pomiar temperatury	127
10.3.1. Czujniki termorezystancyjne	127
10.3.2. Czujniki termoelektryczne	129
10.3.3. Pomiar zdalny i termografia	131
10.4. Przebieg ćwiczenia	133
10.5. Dyskusja wyników	133
10.6. Pytania kontrolne	134
Literatura	134

Ćwiczenie 11 – *Michał Ziółko*

Pomiary rezystancji uziemienia i impedancji pętli zwarciowej	135
11.1. Wstęp	135
11.2. Pomiary parametrów uziemień	136
11.2.1. Warunki poprawnego pomiaru rezystancji statycznej uziemienia	137

11.2.1.1. Pomiar rezystancji statycznej uziemienia metodą kompensacyjną	139
11.2.1.2. Pomiar rezystancji statycznej uziemienia metodą techniczną	139
11.2.2. Pomiar impedancji (rezystancji) udarowej uziemienia	140
11.3. Pomiar rezystancji właściwej (rezystywności) gruntu	141
11.4. Pomiar impedancji pętli zwarciowej	142
11.4.1. Zasada pomiaru	142
11.4.2. Metody i mierniki impedancji pętli zwarciowej	143
11.4.3. Czynniki wpływające na dokładność pomiaru	143
11.5. Przebieg ćwiczenia	145
11.5.1. Pomiar rezystancji statycznej uziemienia metodą kompensacyjną i techniczną	145
11.5.2. Pomiar impedancji udarowej uziemienia	145
11.5.3. Pomiar impedancji pętli zwarciowej	146
11.6. Dyskusja wyników	146
11.7. Pytania kontrolne	147
Literatura	147

Ćwiczenie 12 – *Piotr Szwangruber, Ryszard Roskosz*

Pomiary wybranych wielkości magnetycznych	149
12.1. Wstęp	149
12.2. Materiały magnetyczne	149
12.2.1. Pętla histerezy i krzywa magnesowania	150
12.2.1.1. Wyznaczanie pętli histerezy metodą oscyloskopową	151
12.2.1.2. Wyznaczanie normalnej krzywej magnesowania metodą techniczną	152
12.2.2. Straty w ferromagnetykach	153
12.2.3. Wyznaczanie stratności magnetycznej blach elektrotechnicznych	153
12.2.3.1. Przygotowanie próbek blachy	154
12.2.3.2. Aparat Epsteina 50 cm – budowa	154
12.2.3.3. Układ pomiarowy	155
12.2.3.4. Rozdział strat	155
12.2.4. Czujniki indukcyjne do pomiarów indukcji magnetycznej	156
12.2.5. Hallotrony	157
12.3. Przebieg ćwiczenia	158
12.3.1. Pomiary stratności magnetycznej blach stalowych aparatem Epsteina 50 cm .	158
12.3.2. Wyznaczanie pętli histerezy metodą oscyloskopową	160
12.3.3. Wyznaczanie normalnej krzywej magnesowania metodą techniczną	160
12.4. Dyskusja wyników	161
12.4.1. Pomiary strat blach ferromagnetycznych aparatem Epsteina 50 cm	161
12.4.2. Pomiar pętli histerezy metoda oscyloskopową	161
12.4.3. Wyznaczenie normalnej pętli magnesowania metoda techniczną	161
12.5. Pytania kontrolne	161
Literatura	162

Zasady sporządzania protokołu pomiarowego i sprawozdania

Niniejszy skrypt zawiera opis szeregu różnych metod pomiarowych. Dlatego też protokoły pomiarowe z poszczególnych ćwiczeń różnią się między sobą treścią, rysunkami, tabelami. Również wiedza i kreatywność wykonującego pomiary wpływa na jakość protokołu.

Nie mniej jednak istnieje kilka podstawowych zasad, według których protokoły powinny być sporządzane. Zasady te zostały przedstawione poniżej.

Dobrze i starannie wykonany protokół pomiarowy jest podstawą do prawidłowej analizy i prezentacji wyników pomiarowych w sprawozdaniu.

Protokół jest wykonywany na zajęciach, w trakcie przeprowadzania ćwiczenia. Po zakończeniu ćwiczenia protokół musi być *podpisany* przez prowadzącego ćwiczenie.

Sprawozdanie jest przygotowywane w domu na podstawie protokołu pomiarowego. Nieodłączoną częścią sprawozdania jest protokół, który powinien zostać dołączony do sprawozdania. Sprawozdanie bez protokołu jest nieważne.

Zasady sporządzania protokołu pomiarowego

Protokół roboczy (w trakcie wykonywania ćwiczenia) wykonujemy ręcznie bez używania linijki. Nie mniej jednak protokół jest dokumentem, wobec czego powinien być zrobiony czysto, starannie oraz składać się na logiczną całość tak, aby można było na jego podstawie – o ile to konieczne - odtworzyć całą procedurę pomiarową.

Wszelkie pomyłki przekreślamy pojedynczą linią i powyżej wpisujemy nową wartość (uwaga: nie zamazujemy, nie używamy korektora). Wszystkie zapisy – nawet te nieaktualne powinny być możliwe do jednoznacznego odczytania.

Strony protokołu powinny zostać ponumerowane po wykonaniu całego ćwiczenia zgodnie z zasadą aktualny nr strony łamany na liczbę stron (np. jeżeli protokół zawiera 5 stron to pierwszą numerujemy 1/5, drugą 2/5 itd. aż do ostatniej 5/5).

Protokół powinien zawierać:

1.1. Nagłówek

Nagłówek powinien zawierać następujące informacje:

- a) trzy cyfrowy numer grupy laboratoryjnej,
- b) numer ćwiczenia – zgodny ze skryptem,
- c) nazwę ćwiczenia,
- d) datę wykonania,
- e) nazwiska studentów obecnych.

1.2. Cel ćwiczenia

Umieszczenie zwięzłego opisu celu ćwiczenia.

1.3. Temat ćwiczenia pomiarowego A

- schemat układu pomiarowego. Ideowy schemat odręczny układu pomiarowego zawierający: przyrządy, elementy, oznaczenia elementów układu i wielkości mierzonych,
- wykaz aparatury – tylko umieszczonej na schemacie (typ przyrządu, numer fabryczny oraz użyteczne parametry),
- krótki opis procedury pomiarowej,
- wyniki pomiarów – głównie prezentowane w tabelach pomiarowych. Tabele numerujemy i podpisujemy.

Pamiętamy o tym, iż **pierwsza kolumna to ZAWSZE liczba porządkowa!** W kolejnych kolumnach umieszczamy jedynie wyniki pomiarów wraz z jednostkami. Ostatnią kolumną mogą być Uwagi. Przykładowa tabela została zaprezentowana poniżej. W przypadku pomiarów miernikami analogowymi ZAWSZE z mierników spisujemy liczbę działek, którą przeliczamy zgodnie ze stałą miernika na wartość wielkości mierzonej.

Tabela

Przykład tabeli pomiarowej

L.p.	U k ł a d b)					Uwagi	
	U_b		I_b		R_b		R_x
	Dz.	V	dz.	A	Ω		Ω

1.4. Temat ćwiczenia pomiarowego B – analogicznie jak w pkt 1.3.

Zasady sporządzania sprawozdania

Sprawozdanie z ćwiczenia powinno dać obraz tego, co i w jaki sposób zostało wykonane w trakcie wykonywania ćwiczenia. Dlatego w sprawozdaniu nie umieszczamy wstępu teoretycznego. Teorię do danego ćwiczenia możemy odnaleźć w stosownych książkach, podręcznikach oraz publikacjach.

W sprawozdaniu powinny się znaleźć stosowne obliczenia, wykresy, analiza wyników oraz wnioski z pomiarów.

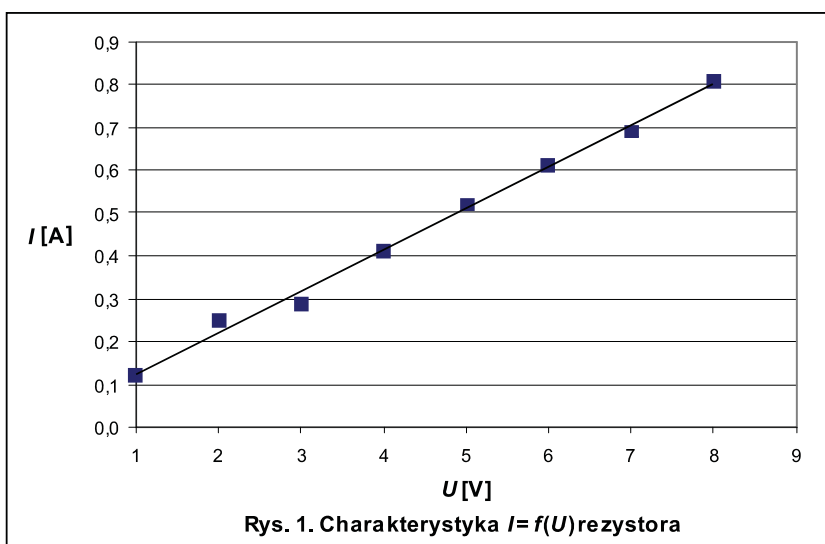
Wszelkie pomyłki przekreślamy pojedynczą linią i powyżej wpisujemy nową wartość (uwaga: nie zamazujemy, nie używamy korektora). Wszystkie zapisy powinny być możliwe do jednoznacznego odczytania.

Strony sprawozdania powinny zostać zgodnie z zasadą: aktualny nr strony łamany na liczbę stron.

Sprawozdanie powinno zawierać:

- Nagłówek.
- Cel ćwiczenia.

- 1.3. Temat ćwiczenia pomiarowego A – opracowanie jak w pkt. 3 protokołu pomiarowego dodatkowo wraz z:
- wynikami pomiarów – wielkości zmierzone oraz wielkości obliczone wraz z jednostkami.
 - obliczeniami – w sprawozdaniu dla jednego punktu pomiarowego powinny zostać przedstawione stosowne obliczenia, tak aby można było prześledzić tok rozumowania.
 - wykresami – najczęściej punktowe obrazujące wyniki pomiarów bądź obliczeń. Rysunki powinny być ponumerowane i podpisane. Należy pamiętać o podpisywaniu osi (wielkość mierzona wraz z jednostką). Wykresy powinny być na tyle duże, aby były jednoznaczne i czytelne – przykładem rys.1. Na rys. 1 oprócz punktów pomiarowych przedstawionych w postaci punktów wykreślono także funkcję dopasowaną (linię trendu) patrz podrozdział 1.5 Estymacja parametryczna.



Rys. 1. Przykład wykresu umieszczonego w sprawozdaniu

- 1.4. Temat ćwiczenia pomiarowego B – opracowanie analogiczne jak pkt 1.3 sprawozdania.
- 1.5. Spostrzeżenia i wnioski.

To jest jeden z najważniejszych punktów sprawozdania. Tutaj powinna zostać przedstawiona ocena stosowanych metod pomiarowych, porównanie analizowanych metod, ocena zgodności wyników w granicach błędów pomiarowych.

Wnioski powinny być zwarte, konkretne odnoszące się do konkretnych liczbowych wyników pomiarów bądź obliczeń. Najlepiej, aby zostały przedstawione w punktach.

Pamiętajmy o różnicy pomiędzy spostrzeżeniem a wnioskiem. Spostrzeżenie to inaczej *obserwacja* natomiast wniosek jest *wynikiem rozumowania*. Stwierdzenie: „przedstawiona na rys. 1 charakterystyka jest linią prostą” jest spostrzeżeniem, natomiast wyjaśnienie, „ponieważ to.....”, „dlatego że.....” to już jest wniosek.

Liczbowy zapis dokładności, zaokrąglanie

Cyframi znaczącymi danej liczby różnej od zera nazywamy wszystkie jej cyfry z wyjątkiem występujących na początku zer. Do cyfr znaczących zalicza się również zera końcowe, jeśli są one wynikiem obliczeń, a nie zaokrągleń. Oznacza to, że pierwsza liczba znacząca musi być różna od zera, natomiast druga, trzecia i dalsze mogą być zerami.

Przykład

137,200	– 6 cyfr znaczących,
0,000043	– 2 cyfry znaczące,
245	– 3 cyfry znaczące,
0,0245	– 3 cyfry znaczące,
0,00205000	– 6 cyfr znaczących,
1	– 1 cyfra znacząca,
1,000	– 4 cyfry znaczące.

Przy zaokrąglaniu wyniku pomiaru stosowane są powszechnie przyjęte zasady zaokrągleń:

- liczbę kończącą się cyframi 0–4 zaokrąglamy w dół, a 5–9 w górę lub,
- liczby 0–4 zaokrąglamy w dół, 6–9 w górę, a cyfrę 5 w dół, jeśli poprzedza ją cyfra parzysta, zaś w górę, jeśli poprzedza ją liczba nieparzysta.

Można stosować dowolną z tych zasad, ale w jednym opracowaniu wyników pomiarów należy konsekwentnie stosować tylko jedną z nich.

Błędy pomiarów zaokrąglane są do pierwszej cyfry znaczącej. Ostatnia cyfra znacząca w każdym wyniku pomiaru powinna stać na tym samym miejscu dziesiętnym, co błąd pomiaru. Np. absurdem jest podawanie wyniku w postaci:

$$U = (5,81 \pm 0,12378) \text{ V.}$$

Trudno sobie bowiem wyobrazić, aby niepewność pomiarowa mogła być znana z dokładnością pięciu cyfr znaczących.

Przy bardzo dokładnych pomiarach można czasem podawać wynik z dwiema cyframi znaczącymi po przecinku, czyli w podanym powyżej przykładzie będzie to:

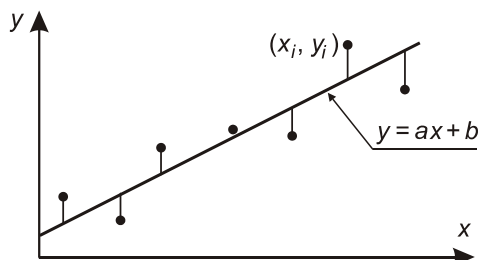
$$U = (5,81 \pm 0,12) \text{ V.}$$

Oszacowane błędy zaokrąglamy zawsze w górę, ponieważ **w żadnym przypadku nie wolno zmniejszać błędów**. Zawsze lepiej podać zawyżoną wartość błędu niż go niedoszacować.

Estymacja parametryczna (regresja)

Estymacja parametryczna jest stosowana do estymacji (czyli wyznaczenia) parametrów, np. przy dopasowaniu zależności funkcyjnej do danych pomiarowych. Jedną z częściej stosowanych metod estymacji parametrycznej jest metoda najmniejszych kwadratów. Metoda ta może być stosowana nawet wówczas, gdy nie jest znany rozkład, któremu podlegają dane pomiarowe.

Idea metody najmniejszych kwadratów została przedstawiona na przykładzie dopasowania prostej. Jeżeli uzyskaliśmy z pomiarów zbiór n par (x_i, y_i) , $i = 1, \dots, n$, to dla tego zbioru można dopasować prostą $y = ax + b$



Rys. 2. Dopasowanie prostej na rysunku pomiarowym

W metodzie najmniejszych kwadratów najlepsza ocena parametrów uzyskana jest, gdy parametry mają taką wartość, że suma S przyjmuje najmniejszą wartość:

$$S = \sum_{i=1}^n w_i (y_i - y)^2 \quad (\text{I})$$

gdzie: w_i jest wagą i -tego pomiaru, zależną od dokładności wyniku y_i .

Jeżeli wszystkie pomiary mają jednakową dokładność, wówczas wagi przypisane do wszystkich pomiarów są jednakowe, czyli zależność (I) upraszcza się do postaci:

$$S = \sum_{i=1}^n (y_i - y)^2 \quad (\text{II})$$

czyli gdy dopasujemy prostą:

$$S = \sum_{i=1}^n (y_i - ax_i - b)^2 \quad (\text{III})$$

Wyrażenie (III) osiąga wartość minimalną gdy:

$$\frac{\partial S}{\partial a} = -2 \sum_{i=1}^n x_i (y_i - ax_i - b) = 0 \quad \text{ i } \quad \frac{\partial S}{\partial b} = -2 \sum_{i=1}^n (y_i - ax_i - b) = 0 \quad (\text{IV})$$

Stąd otrzymujemy układ równań z dwiema niewiadomymi a i b :

$$a \sum_{i=1}^n x_i^2 + b \sum_{i=1}^n x_i = \sum_{i=1}^n x_i y_i \quad ; \quad a \sum_{i=1}^n x_i + b n = \sum_{i=1}^n y_i \quad (\text{V})$$

Niewiadome a i b po przekształceniu równań (V) można obliczyć z następującej zależności:

$$a = \frac{n \sum_{i=1}^n x_i y_i - \sum_{i=1}^n x_i \cdot \sum_{i=1}^n y_i}{n \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2}, \quad b = \frac{\sum_{i=1}^n x_i^2 \cdot \sum_{i=1}^n y_i - \sum_{i=1}^n x_i y_i \cdot \sum_{i=1}^n x_i}{n \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2} \quad (\text{VI})$$

Ponieważ wyniki pomiarów y_i obarczone są błędami, również wyznaczone parametry a i b obarczone są błędami. Miarą tych błędów są estymatory odchylenia standardowego parametrów a i b :

$$s_a^2 = \frac{1}{D} \cdot \frac{\sum_{i=1}^n d_i^2}{n-2}, \quad s_b^2 = \left(\frac{1}{n} + \frac{\bar{x}^2}{D} \right) \frac{\sum_{i=1}^n d_i^2}{n-2} \quad (\text{VII})$$

gdzie:
$$d_i = y_i - a\bar{x} - b \quad \text{i} \quad D = \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \quad (\text{VIII})$$

Analogicznie można wyznaczyć parametry, gdy funkcja ma kształt inny niż prosta. Na przykład, gdy badana jest funkcja opisana za pomocą równania $y = ax^2 + bx + c$, wówczas postępując analogicznie uzyskuje się układ trzech równań, z których wyznacza się wartości parametrów a , b i c .

Podsumowanie

Protokół pomiarowy jak i sprawozdanie to dokumenty, dlatego powinny być przygotowane zgodnie ze sztuką dobrej dokumentacji. Dokumenty te powinny być rzeczowe, konkretne, przygotowane w taki sposób, aby można było jednoznacznie odtworzyć procedurę pomiarową oraz tok rozumowania. Dobrze sporządzony protokół jest podstawą do przygotowania dobrego, rzeczowego sprawozdania. Natomiast dobre sprawozdanie jest podstawą do uzyskania dobrej oceny.

Ocena jakości pomiarów i wzorcowanie przyrządów pomiarowych

1.1. Wstęp

Wynik pomiaru jest ZAWSZE różny od prawdziwej wartości wielkości mierzonej, z powodu: niedoskonałości zmysłów człowieka (np. podczas odczytu z miernika dokonywanego przez operatora), niedokładności metod pomiarowych, niedokładności przyrządów pomiarowych, zmienności warunków otoczenia (np. temperatury, wilgotności itd.), innych (np. zaokrąglenia).

Wielkość mierzona zgodnie z [6] to „cecha zjawiska ciała lub substancja, którą można wyróżnić jakościowo i wyznaczyć”. Natomiast wynikiem pomiaru jest „wartość przypisana wielkości mierzonej, uzyskana drogą pomiaru”.

Wynik pomiaru jest jedynie przybliżeniem prawdziwej wielkości mierzonej. W praktyce wartość prawdziwa nie jest znana i zastępowana jest wartością umownie prawdziwą (poprawną), czyli akceptowalną w danych warunkach.

Zapis wyniku pomiaru obejmuje wartość wielkości mierzonej oraz wartość błędu (niepewności) pomiaru.

Zapis wyniku pomiaru powinien zawierać informację o dokładności pomiaru (czyli o stopniu przybliżenia do wartości prawdziwej). Tylko wówczas wyniki pomiarów mogą być porównywane ze sobą.

1.2. Klasyfikacja błędów pomiarowych

Błąd pomiarowy jest definiowany jako różnica między wynikiem pomiaru x i wartością prawdziwą x_0 wielkości mierzonej:

$$\Delta x = x - x_0 \quad (1.1)$$

i definiuje **błąd bezwzględny**. Błąd bezwzględny jest wyznaczany w jednostkach wielkości mierzonej.

Błąd względny to stosunek błędu bezwzględnego Δx odniesionego do przewidzianej wartości wielkości mierzonej x_0 :

$$\delta x = \frac{\Delta x}{x} \quad (1.2)$$

Dokładność wskazań mierników analogowych charakteryzuje ich **klasa dokładności** podająca dopuszczalną wartość błędu w ściśle określonych warunkach pomiarowych zwanych warunkami odniesienia. Nosi on nazwę **błędu podstawowego**. W przypadku wyko-

nywania pomiaru w warunkach odmiennych (np. zmiana temperatury odniesienia) wskazanie przyrządu obarczone jest błędem dodatkowym.

Dla dowolnego wskazania miernika x błąd podstawowy można określić z zależności:

$$\delta x_p = \frac{x - x_w}{x_u} \cdot 100 \quad (1.3)$$

gdzie: x_w – wartość wskazana przez miernik wzorcowy; jego podstawowy błąd musi być znacznie mniejszy od błędu podstawowego miernika badanego.

x_u – wartość umowna. W przypadku mierników z zerem mechanicznym na jednym końcu podziałki jest to górna granica zakresu pomiarowego. W przypadku mierników z zerem mechanicznym wewnątrz podziałki jako wartość umowną przyjmuje się sumę bezwzględnych wartości górnej o dolnej granicy zakresu pomiarowego.

Zgodnie z normą [3] amperomierze i woltomierze analogowe mogą być oznaczone następującymi wskaźnikami klasy: 0,05; 0,1; 0,2; 0,3; 0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3; 5. Wskaźniki te definiują klasę dokładności, wyznaczoną jako graniczna wartość podstawowego błędu bezwzględnego (wyrażoną w procentach wartości umownej), która nie może być przekroczona w warunkach odniesienia.

Błędy podzielić można na: błędy systematyczne, błędy losowe (przypadkowe), błędy grube (pomyłki).

Błąd systematyczny jest to [6] „różnica między średnią z nieskończonej liczby wyników pomiarów tej samej wielkości mierzonej, wykonywanych w takich samych warunkach, a wartością prawdziwą wielkości mierzonej.

Błędy systematyczne powstają na skutek uproszczenia modelu, według którego wykonywany jest pomiar np. nieuwzględnienia rezystancji wewnętrznej mierników przy pomiarze rezystancji metodą techniczną, czy nieuwzględnienie wpływu zmian rezystancji spowodowanej zmianą temperatury otoczenia. Inną przyczyną błędów systematycznych jest zła adjustacja przyrządów (czynności mające na celu skorygowanie wskazań przyrządu) np. przesunięcie zera woltomierza analogowego, czy błąd wzorca. Błędy systematyczne przy wielu pomiarach wykonywanych w tych samych warunkach (w warunkach powtarzalności) mają stałą wartość.

Jeżeli błąd systematyczny powstaje na skutek rozpoznanego oddziaływania systematycznego wielkości wpływających, (jest to wielkość nie będąca wielkością mierzoną, która ma jednak wpływ na wynik pomiaru [6]), wówczas wpływ tego oddziaływania może być określony ilościowo i skompensowany addytywnie lub multiplikatywnie, odpowiednio albo przez dodanie do wyniku pomiaru poprawki albo pomnożenie wyniku przez współczynnik poprawkowy. Wynik pomiaru przed korekcją błędu systematycznego nazywa się wynikiem surowym, a po korekcji wynikiem poprawionym. Całkowita eliminacja błędów systematycznych nie jest możliwa. Błąd systematyczny spowodowany oddziaływaniem systematycznym nierozpoznanym ilościowo nie może być skorygowany. Błąd ten często może być rozpoznany jakościowo i oszacowany w postaci przedziału wyznaczonego poprzez błędy graniczne Δx_0 .

Błędy przypadkowe zmieniają się w sposób nieprzewidywany, powodując rozrzut kolejnych wyników pomiaru wokół wartości rzeczywistej mierzonej wielkości.

Błędy te spowodowane przypadkowym oddziaływaniem dużej liczby trudnych do rozpoznania czynników zakłócających, których łączny wpływ zmienia się w trakcie wyko-

nywania pomiarów. Charakterystyczną cechą błędów przypadkowych jest to, że w kolejnych pomiarach przeprowadzanych w warunkach powtarzalności wartości tych błędów są różne.

Wartość błędu przypadkowego jest *zmienną losową*, a w kolejnych pomiarach tej samej wielkości mierzonej, wykonywanych w warunkach powtarzalności, otrzymuje się błędy o wartościach będących realizacjami tej zmiennej. Wyniki pomiarów są również realizacjami zmiennej losowej i ulegają rozproszeniu wokół wartości prawdziwej wielkości mierzonej. Stąd też szacowanie błędów przypadkowych jako miary rozproszenia wyników wokół wartości prawdziwej dokonywane jest *metodami rachunku prawdopodobieństwa i statystyki matematycznej*.

Błąd przypadkowy wyniku pomiaru nie może być skompensowany przez poprawkę (jak może mieć to miejsce w przypadku błędu systematycznego), jego wartość może być zmniejszona przez wielokrotne powtarzanie pomiarów, a ściślej przez wykonanie serii n pomiarów i przyjęcie jako wyniku końcowego średniej arytmetycznej serii wyników x_i .

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (1.4)$$

Wartość średnia stanowi lepsze niż pojedynczy pomiar oszacowanie wartości prawdziwej. Dlatego też wartość średniej arytmetycznej serii pomiarów można w uzasadniony sposób traktować jako poprawny wynik pomiaru.

Wyniki pomiarów przypisywane wielkości mierzonej wykazują rozrzuty wokół wartości prawdziwej. Wyniki te pozwalają wyznaczyć przedział obejmujący nieznaną wartość prawdziwą. Ilościową miarą niedokładności pomiaru, której odzwierciedlenie stanowi rozrzut wyników jest niepewność pomiaru.

Definicję niepewności jako miary niedokładności wprowadził dokument „Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement” wydany w 1993 roku przez Międzynarodową Organizację Normalizacyjną ISO. Dokument ten stał się normą międzynarodową, obowiązującą także w Polsce. W dokumencie tym **niepewność pomiaru** jest definiowana jako „parametr związany z wynikiem pomiaru, charakteryzujący rozrzut wartości, które można w uzasadniony sposób przypisać wielkości mierzonej”. Parametrem takim może być na przykład odchylenie standardowe rozkładu wyników lub błędów pomiaru.

Istotna jest różnica między pojęciem błędu i pojęciem niepewności pomiaru. Błąd jest zmienną losową, a niepewność jest parametrem rozkładu prawdopodobieństwa błędu.

Błędy grube łatwo zidentyfikować albowiem wynik pomiaru charakteryzuje się znaczną odmiennością od pozostałych wyników pomiarów. Najczęściej są to błędy spowodowane pomyłkami popełnianymi w trakcie wykonywania pomiaru lub odczytu i zapisywania wyniku. Przykładem mogą być błędy powstałe na skutek pomyłki skali w mierniku wielozakresowym, pomyłki w jednostkach lub niewłaściwego przesunięcia przecinka przy zapisie wyniku.

Należy pamiętać, iż wynik pomiaru tej samej wielkości znacznie różniący się od pozostałych wymaga wnikliwego zbadania i wyjaśnienia przyczyny. Tylko wyjaśnienie przyczyny (np. stwierdzenie pomyłki) upoważnia nas do odrzucenia wyniku pomiaru.

1.3. Pojęcia i terminy statystyczne

Zmienna losowa – zmienna, która może przyjmować odosobnione lub dowolne wartości z określonego zbioru i z którą związany jest rozkład prawdopodobieństwa. Zmienna losowa, która może przyjmować jedynie odosobnione wartości nazywana jest *dyskretną*, zaś ta, która może przyjmować dowolne wartości ze skończonego lub nieskończonego przedziału nazywana jest zmienną losową *ciągłą*.

Przykładem zmiennej losowej dyskretnej jest wartość uzyskana z rzutu kostką do gry. W praktyce wszystkie zmierzone wielkości są zmiennymi dyskretnymi, ponieważ ze względu na ograniczoną dokładność przyrządów pomiarowych, ich wartość zostaje zaokrąglona. Natomiast błąd pomiaru jest zmienną losową ciągłą.

Prawdopodobieństwo wystąpienia zmiennej losowej dyskretnej x przy nieskończonej liczbie prób jest następujące:

$$P(x) = \frac{n(x)}{N} \quad \text{przy} \quad N \rightarrow \infty \quad (1.5)$$

gdzie $n(x)$ – liczba przypadków wystąpienia wartości x w N próbach.

Dla zmiennej losowej ciągłej określa się gęstość prawdopodobieństwa.

Funkcja gęstości prawdopodobieństwa – funkcja gęstości prawdopodobieństwa dla zmiennej losowej ciągłej jest pochodną dystrybuanty.

$$p(x) = \frac{F(x)}{dx} \quad (1.6)$$

Prawdopodobieństwo przyjęcia przez zmienną losową x wartości z przedziału (x_1, x_2) jest całką z gęstości prawdopodobieństwa tej zmiennej w tym przedziale:

$$P(x_1 < x < x_2) = \int_{x_1}^{x_2} f(x) dx \quad (1.7)$$

Czyli prawdopodobieństwo to jest równe polu powierzchni pod krzywą rozpiętą na tym przedziale lub różnicy wartości dystrybuanty w punktach x_2 i x_1 .

Rozkład normalny (rozkład Gaussa, krzywa dzwonowa) – rozkład Gaussa jest jednym z najważniejszych rozkładów prawdopodobieństwa. W przypadku, gdy na wynik pomiaru wpływa wiele czynników, a każdy z tych czynników wpływa w sposób przypadkowy, niezależnie od innych, wyniki pomiarów podlegają rozkładowi Gaussa. Gęstość prawdopodobieństwa tego rozkładu można zapisać w postaci:

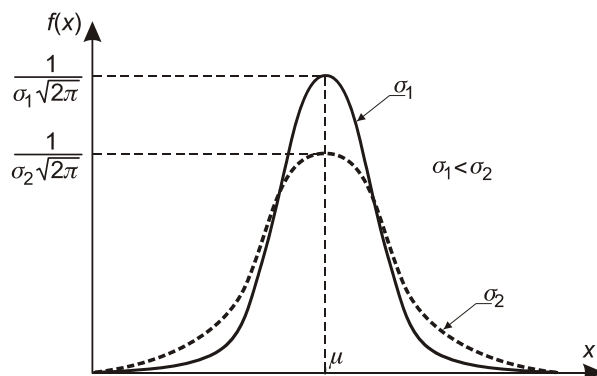
$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (1.8)$$

gdzie: σ – odchylenie

x_0 – wartość prawdziwa,

x – wartość zmierzona.

Rysunek 1.1 przedstawia rozkłady Gaussa o różnych σ .

Rys. 1.1. Rozkład Gaussa dla różnych wartości parametru σ

Rozkład Gaussa jest symetryczny wokół wartości średniej, równej wartości prawdziwej x_0 . Dlatego przy liczbie pomiarów dążącej do nieskończoności wartość średnia będzie równa wartości prawdziwej.

Rozkład t-Studenta – Rozkład t-Studenta jest bardzo zbliżony kształtem do rozkładu normalnego standaryzowanego. Gdy niezależne zmienne losowe $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$ mają jednaki rozkład normalny $N(x_0, \sigma)$, to ich średnia arytmetyczna \bar{x} ma także rozkład normalny.

Rozkład Studenta jest rozkładem zmiennej losowej :

$$t = \frac{\bar{x} - x_0}{\sigma} \sqrt{v} \quad (1.9)$$

gdzie: $v = n - 1$ – liczba stopni swobody (liczba stopni swobody to liczba niezależnych obserwacji określająca statystykę).

Rozkład t Studenta zmierza do standardowego rozkładu normalnego, gdy liczba próby rośnie do nieskończoności.

Wariancja – wariancja to miara rozrzutu zmiennej losowej wokół wartości oczekiwanej. Innymi słowy jest to średnia wartość kwadratu odległości zmiennej losowej od wartości średniej. Zależności na wariancję oraz estymator **wartości oczekiwanej (wartość średnią)** dla zmiennej losowej dyskretnej oraz ciągłej zostały zestawione w tablicy 1.1.

Tablica 1.1

Wzory opisujące wariancję i wartość średnią

Zmienna losowa	Wartość oczekiwana	Wariancja
Dyskretna	$E(x) = \sum_{i=1}^k x_i P(x_i) \quad (2.10)$	$\sigma^2 = \sum_{i=1}^k [x_i - E(x)]^2 P(x_i) \quad (2.12)$
Ciągła	$E(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} x f(x) dx \quad (2.11)$	$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} [x - E(x)]^2 f(x) dx \quad (2.13)$

Odchylenie standardowe (dyspersja) – odchylenie standardowe σ to pierwiastek kwadratowy z wariancji.

Wartość modalna – wartość modalna to wartość zmiennej losowej, dla której prawdopodobieństwo jest największe, czyli jest to najczęściej powtarzająca się wartość.

Mediana – mediana to wartość zmiennej losowej, która dzieli obszar zmienności na dwa obszary o jednakowych prawdopodobieństwach. Czyli mediana to liczba w środku zbioru liczb, tzn. że połowa liczb ma wartości większe niż mediana i połowa ma wartości mniejsze.

Aby obliczyć medianę ze zbioru n obserwacji, sortujemy je w kolejności od najmniejszej do największej i numerujemy od 1 do n . Następnie, jeśli n jest nieparzyste, medianą jest wartość obserwacji w środku (czyli obserwacji numer $(n + 1)/2$). Jeśli natomiast n jest parzyste, wynikiem jest średnia arytmetyczna między dwiema środkowymi obserwacjami, czyli obserwacją numer $n/2$ i obserwacją numer $(n/2) + 1$.

Histogram – jest jednym ze sposobów przedstawienia wyników powtarzanych wielokrotnie pomiarów. Sporządzenie histogramu polega na podzieleniu zakresu, zawierającego zmierzone wartości na równe przedziały i przedstawieniu ich na osi odciętych. Na osi rzędnych nanosi się w postaci wysokości słupka liczbę pomiarów, których wynik zawarty jest w danym przedziale wartości zmierzonych $x_i \leq x < x_{i+1}$.

Przykład 1.1

Z ośmiu kolejnych pomiarów napięcia stałego uzyskano następujące wyniki: 3V, 4V, 7V, 2V, 3V, 6V, 3V i 4V. Obliczyć medianę, wartość modalną i wartość średnią.

Rozwiązanie

Wartość średnia obliczona ze wzoru (2.4) wynosi:

$$\bar{x} = \frac{3+4+7+2+3+6+3+4}{8} = \frac{32}{8} = 4 \text{ V.}$$

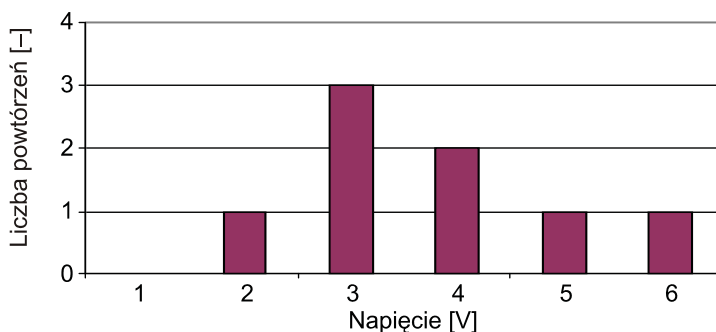
W celu wyznaczenia wartości modalnej media-

ny i poprawnego narysowania histogramu uszeregujemy wyniki pomiarów od najmniejszego do największego: 2, 3, 3, 3, 4, 4, 6, 7.

Wartość modalna to najczęściej występująca wartość, czyli w tym przypadku wartość modalna wynosi 3 V.

Liczba pomiarów jest liczbą parzystą, wobec czego medianę wyznaczyć należy jako średnią arytmetyczną dwóch środkowych pomiarów, czyli $(3 + 4)/2 = 3,5$ V.

Histogram jest funkcją określającą liczbę powtórzeń w funkcji punktów pomiarowych – został przedstawiony na rys. 1.2.



Rys. 1.2. Histogram

1.4. Niepewność pomiaru

Wynik pomiaru jest liczbą przybliżoną różną od wartości prawdziwej, więc można go interpretować jako przedział na osi liczbowej, wewnątrz którego znajduje się wartość prawdziwa. Przedział ten, nazywamy **przedziałem niepewności** wyniku pomiaru (lub przedziałem ufności).

Niepewność standardowa – niepewność standardowa (u) to niepewność wyniku pomiaru wyrażona w formie odchylenia standardowego lub estymaty tego odchylenia. Wyróżniamy niepewność typu A i niepewność typu B . **Niepewność typu A** – niepewność typu A (u_A) jest wyznaczana metodą analizy statystycznej serii pojedynczych obserwacji (najczęściej wykorzystując normalny rozkład wyników). **Niepewność typu B** – niepewność typu B (u_B) jest wyznaczana innymi metodami niż w przypadku A (najczęściej wykorzystując rozkład prostokątny opisujący błędy systematyczne spowodowane nierozpoznanym oddziaływaniem systematycznym).

Złożona niepewność standardowa – złożona niepewność standardowa (u_c) jest wyznaczana w przypadku występowania wielu składowych niepewności; dla pomiarów bezpośrednich jest pierwiastkiem sumy kwadratów niepewności składowych, dla pomiarów pośrednich sumowanie kwadratów niepewności składowych odbywa się z odpowiednimi wagami, zgodnie z prawem propagacji niepewności. Natomiast **niepewność rozszerzona** (U) – jest iloczynem niepewności standardowej i współczynnika rozszerzenia k_α

$$U = k_\alpha u_c \quad (1.10)$$

Niepewność rozszerzona określa granice przedziału niepewności, któremu można przypisać określony poziom ufności.

Poziom ufności – poziom ufności (p_α) – jest prawdopodobieństwem tego, że w przedziale niepewności wyniku pomiaru (w przedziale ufności) znajduje się wartość prawdziwa, czyli:

$$p_\alpha = P\{x_0 \in (x - U, x + U)\} \quad (1.11)$$

Prawdopodobieństwo to wyznacza się z rozkładu gęstości prawdopodobieństwa zmiennej losowej modelującej wynik pomiaru x lub błąd pomiaru Δx . Poziom ufności jest często wyrażany w procentach. Natomiast wynik pomiaru zapisuje się w postaci:

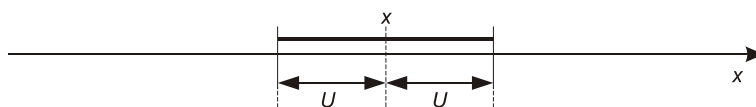
$$x_0 = x \pm u_c \quad (1.12)$$

na poziomie ufności odchylenia standardowego

$$x_0 = x \pm U \quad (1.13)$$

na poziomie ufności p_α .

Graficzna interpretacja wzoru (1.13) została przedstawiona na rys. 1.3.



Rys. 1.3. W przedstawionym przedziale z prawdopodobieństwem p_α znajduje się wartość prawdziwa x_0 .

Niepewności pomiaru zgodnie z powyższymi definicjami wyraża się w jednostkach wielkości mierzonej.

Natomiast niepewność względna, określana jako:

$$\delta_u = \frac{U_x}{x_0} \cong \frac{U_x}{x} \quad (1.14)$$

wyrażana jest bezwymiarowo, bądź w procentach lub częściach miliona (ppm – ang. *part per million*).

1.5. Wzorcowanie

Ustawa „Prawo o miarach” [2] określa system miar w Polsce oraz zasady jego stosowania. Naczelną jego zasadą jest współpraca organów administracji miar zapewniająca zgodność i wymaganą dokładność wyników pomiarów dokonywanych w kraju oraz ich powiązanie z międzynarodowym systemem miar. Powiązanie to nazwano **spójnością pomiarową**, czyli jest to właściwość wyniku pomiaru, dzięki której może on być powiązany z odpowiednimi wzorcami jednostki miar, na ogół międzynarodowymi lub państwowymi, za pośrednictwem nieprzerwanego łańcucha porównań.

Najistotniejszą częścią prawa o miarach jest kontrola metrologiczna przyrządów pomiarowych. Ustawa Prawo o miarach określa, iż prawna kontrola metrologiczna – jest to działanie zmierzające do wykazania, że przyrząd pomiarowy spełnia wymagania określone we właściwych przepisach.

Jedną z form tej kontroli jest właśnie wzorcowanie przyrządów pomiarowych. **Wzorcowanie (kalibracja)** – to zbiór operacji, za pomocą których ustala się w określonych warunkach zależności między wartościami wskazanymi przez sprawdzany przyrząd pomiarowy a odpowiadającymi im wartościami wielkości realizowanymi przez wzorzec odniesienia.

Jednostkami, które wzorcują przyrządy pomiarowe w Polsce są: Główny Urząd Miar, Okręgowe Urzędy Miar oraz podległe im Obwodowe Urzędy miar a także laboratoria wzorcujące posiadające akredytację Polskiego Centrum Akredytacji.

Z jednej strony to prawo obliguje wykonującego pomiary do wzorcowania swoich przyrządów, a z drugiej strony to sam pomiarowiec chce mieć pewność, co do rzetelności wykonywanych przez siebie pomiarów. Rzetelność i wiarygodność użytego wyposażenia pomiarowego ma istotne znaczenie związane z ewentualną odpowiedzialnością w razie wypadków, których przyczyną mogą być błędy popełnione podczas pomiarów – dlatego tak istotne jest terminowe wzorcowanie przyrządów pomiarowych. Decyzję w określaniu okresu między wzorcownikami podejmuje wykonujący pomiary w oparciu o inżynierską intuicję oraz wieloletnie doświadczenie.

A na czym polega proces wzorcowania? Wzorcowanie polega na porównaniu wskazań miernika sprawdzanego ze wskazaniami wzorca odniesienia (przyrządu wzorcowego) i wyznaczeniu wartości maksymalnej błędu bezwzględnego, który w warunkach odniesienia nie powinien przekroczyć $\Delta_g W_x$ (W_x – wartość wskazana przez miernik).

Warunki odniesienia stanowią odpowiedni, znormalizowany, zbiór określonych wartości wielkości wpływających. Warunki odniesienia do wzorcowania przyrządów analogowych i cyfrowych są następujące: temperatura 23°C (dla przyrządów analogowych klasy 0,3 i mniejszej $\pm 1\%$; dla przyrządów analogowych klasy 0,5 i większej $\pm 2\%$), wilgotność względna 40–60%, częstotliwość 45–65 Hz ($\pm 2\%$ wartości odniesienia lub 1/10 zakresu odniesienia dla częstotliwości (gdy jest podany), biorąc mniejszą z tych wartości).

Sprawdzanie przyrządu powinno obejmować następujące czynności:

- a) dla mierników analogowych – zgodnie z normą [3, 4], przed rozpoczęciem badań, przyrząd powinien znajdować się w warunkach odniesienia przez czas co najmniej dwóch godzin. Ponadto należy obciążyć tor pomiarowy miernika przez czas określony przez producenta.
- b) dla mierników cyfrowych – włączenie przyrządu sprawdzanego przez okres 30 minut, o ile instrukcja obsługi przyrządu nie stanowi inaczej.
- c) oględziny zewnętrzne – w czasie oględzin zewnętrznych należy sprawdzić czy przyrząd jest czysty i nie wykazuje uszkodzeń mechanicznych i elektrycznych oraz czy wyposażenie uzupełniające jest kompletne.
- d) sprawdzenie wstępne – sprawdzenie wstępne obejmuje między innymi: sprawdzenie działania przełączników i pokręteł oraz sprawdzenie ciągłości obwodów przyrządu.
- e) sprawdzenie ostateczne – sprawdzenie ostateczne polega na porównaniu błędów wskazań dla wybranych wartości na poszczególnych podzakresach miernika z wartościami dopuszczalnymi. Sprawdzenia mierników dokonuje się metodą porównawczą polegającą na porównaniu wskazań miernika sprawdzanego z wzorcowym. Sprawdzenia ostatecznego dokonuje się w określonych warunkach odniesienia [3, 5].

1.5.1. Mierniki analogowe – sprawdzenie ostateczne

W metodzie porównawczej za wartość rzeczywistą przyjmuje się wskazania przyrządu wzorcowego, dla którego błąd podstawowy wynikający z klasy dokładności jest nie większy niż $\frac{1}{4}$ wskaźnika klasy badanego przyrządu pomiarowego.

Norma [3,4,5] zaleca stosowanie przyrządów kontrolnych, których błąd podstawowy nie przekracza $\frac{1}{10}$ wskaźnika klasy badanego przyrządu pomiarowego. Rozdzielczość przyrządu kontrolnego powinna zapewniać odczyt z rozdzielczością nie gorszą od jednej piątej wskaźnika klasy dokładności miernika badanego.

Układ regulacji napięcia powinien umożliwiać płynne nastawienie wskazań miernika badanego. Przed załączeniem napięcia należy nastawić wskazówkę miernika na działkę zerową. Miernik powinien być ustawiony w pozycji pracy oznaczonej na tarczy podziałowej.

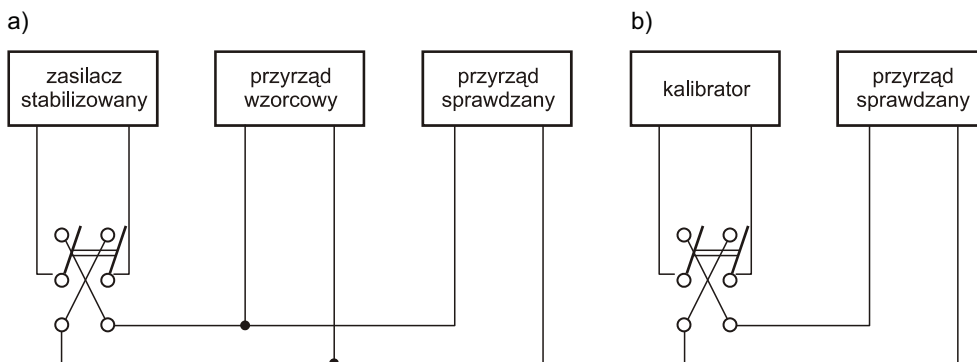
W takcie sprawdzania klasy dokładności analogowych wyznacza się w warunkach odniesienia wartości błędów bezwzględnych ΔW_x lub poprawek ∇W_x kolejno dla co najmniej 5, w przybliżeniu równoodległych wskazów podziałki miernika sprawdzanego – przy obu polaryzacjach. Na podstawie uzyskanych wyników można stwierdzić, czy badany miernik zachowuje w warunkach odniesienia podaną przez producenta klasę dokładności. W metodzie porównawczej za wartość rzeczywistą przyjmuje się wskazania przyrządu wzorcowego powiększone o wartość poprawki ∇W_x .

1.5.2. Mierniki cyfrowe

Sposób wzorcowania mierników cyfrowych określa instrukcja prezesa Polskiego Komitetu Normalizacji Miar i Jakości [5]. Wzorce (przyrządy sprawdzające) powinny być tak dobrane, aby niepewność rozszerzona pomiaru była, co najmniej trzykrotnie mniejsza od błędu podstawowego przyrządu sprawdzanego.

Rozdzielczość wskazań przyrządu wzorcowego powinna być przynajmniej 5-krotnie większa niż rozdzielczość miernika sprawdzanego.

Sprawdzenia ostatecznego dokonuje się w określonych warunkach odniesienia [5].



Rys. 1.4. Schemat układu do sprawdzania podzakresów napięcia stałego multimetru cyfrowego

Błąd podstawowy należy wyznaczyć dla każdego podzakresu pomiarowego. Na przyrządzie sprawdzanym nastawia się wartość mierzonego napięcia, zaś wartość rzeczywistą odczytuje się ze wskazań wzorca. Błąd dla każdego punktu pomiarowego wyznacza się zmieniając wartość mierzonego napięcia od zera do górnej granicy podzakresu pomiarowego, przy obu polaryzacjach napięcia. Napięcie należy nastawiać rosnąco, nie przekraczając żądanej wartości punktu pomiarowego.

Liczbę punktów pomiarowych określa się zgodnie z typem sprawdzanego przyrządu. Dla woltomierzy mających na wejściu dzielnik rezystancyjny błędy wyznacza się na podzakresie podstawowym. Zakres podstawowy to zakres, na którym dokonuje się wzorcowania, jeżeli taka czynność została przewidziana, lub też podzakres o największej dokładności, albo inny podzakres wskazany przez producenta. Na zakresie podstawowym błędy wyznacza się dla każdej dekady pomiarowej w 5 punktach, co drugi punkt licząc od jedynki oraz dla punktu bliskiego końca podzakresu pomiarowego. Dodatkowo typuje się 3 pary punktów leżących blisko końca podzakresu, na granicy przejścia między wartościami zawierającymi dziesiątki, a następującymi po nich wartościami zawierającymi zera na miejscu dziesiątek.

Przykład

Dla multimetru o wyświetlaczu zawierającym 5 cyfr i zakresie podstawowym 4V wytypowano do sprawdzenia następujące punkty:

0,0001 0,0003 0,0005 0,0007 0,0009 0,0010 0,0030 0,0050 0,0070 0,0090
 0,0100 0,0300 0,0500 0,0700 0,0900 0,1000 0,3000 0,5000 0,7000 0,9000
 1,000 3,000 3,9990

oraz punkty dodatkowe: 0,8999 0,9000 0,999 1,000 2,999 3,000.

Błędy podstawowe na pozostałych zakresach pomiarowych sprawdzane są w punkcie bliskim początku podzakresu pomiarowego, w dowolnie wybranym punkcie ostatniej dekady podzakresu pomiarowego (np. 0,0003) oraz z dwóch punktach, dla których błąd względny na podzakresie podstawowym osiągnął skrajne wartości.

Dla woltomierzy mających na wejściu wzmacniacz sygnału pomiarowego, każdy podzakres współpracujący z tym wzmacniaczem należy traktować jako podstawowy.

Sprawdzenie ostateczne podzakresów **prądu stałego** przyrządu cyfrowego przeprowadza się w analogiczny sposób jak napięcia stałego.

Sprawdzenia podzakresów **rezystancji** multimetru cyfrowego dokonywana jest przez porównanie wartości wskazywanych przez miernik sprawdzany z wartościami rezystora wzorcowego o regulowanej wartości, podłączonego do zacisków miernika sprawdzanego. Sprawdzenia należy wykonać na wszystkich podzakresach. Na podzakresie, dla którego błąd dopuszczalny określony przez producenta jest najmniejszy, należy przeprowadzić pomiar dla jednej wartości bliskiej początku podzakresu, na dekadzie najmniejszych wartości podzakresu oraz dla co najmniej 10 wartości wielkości mierzonej, równomiernie rozłożonych na tym podzakresie. Ten podzakres przyjmuje się jako zakres podstawowy.

Na pozostałych zakresach należy dokonać pomiaru dla jednej wartości bliskiej początku podzakresu pomiarowego na dekadzie najmniejszych wartości podzakresu oraz dla co najmniej dwóch wartości, dla których błąd w podzakresie podstawowym osiągnął największe wartości.

Przykład

Dla podzakresów o wartości końcowej 100000 na zakresie podstawowym można przyjąć wartości: 00003, 10000, 20000, 30000, 50000, 60000, 70000, 80000, 90000, 99990. Natomiast na pozostałych podzakresach wartości: 00003, 90000, 99990.

Sprawdzenie podzakresów **napięcia przemiennego** wykonuje się zwykle za pomocą woltomierza cyfrowego prądu przemiennego lub kalibratora napięcia przemiennego. Sprawdzenie podzakresów napięcia przemiennego przyrządu polega na wyznaczeniu błędów wskazań w funkcji napięcia i błędów wskazań w funkcji częstotliwości.

Wyznaczanie błędów wskazań w funkcji napięcia wykonuje się na zakresie określonym tak jak przy wyznaczeniu błędów przy pomiarze napięcia stałego, przy jednej wartości zasilania, przy częstotliwości 1 kHz, jeżeli instrukcja miernika nie stanowi inaczej.

Wyznaczenie błędów wskazań w funkcji częstotliwości należy wykonać przy 90% wartości maksymalnej wszystkich podzakresów, przy jednym kierunku zasilania. Wyniki pomiarów spisywane są dla częstotliwości, przy których błąd względny osiąga wartość maksymalną.

Sprawdzenie podzakresów prądu przemiennego przyrządu cyfrowego przeprowadza się w analogiczny sposób jak napięcia przemiennego.

1.6. Przebieg ćwiczenia

1.6.1. Sprawdzanie zakresów napięcia stałego multimetru

Przed pomiarami należy dokonać oględzin zewnętrznych i wstępnego sprawdzenia badanego multimetru wskazanego przez prowadzącego. Do sprawdzenia podzakresów napięcia stałego multimetru należy użyć kalibratora wskazanego przez prowadzącego ćwiczenie. Instrukcja obsługi kalibratora oraz sprawdzanego przyrządu znajduje się na stanowisku. Do sprawdzania podzakresów napięcia stałego multimetru należy połączyć układ pokazany na rys. 1.4b.

Z instrukcji obsługi multimetru sprawdzanego i kalibratora należy spisać następujące parametry: **kalibrator**: typ, firma, numer inwentarzowy, podzakresy napięcia stałego, liczba miejsc ocyfrowanych, dokładność na podzakresie; **multimetr sprawdzany**: typ, firma, numer inwentarzowy, podzakresy napięcia stałego, liczba miejsc ocyfrowanych, dokładność na podzakresie.

Określić wartości, dla których zostanie przeprowadzenie na zakresie podstawowym i pozostałych zakresach. Wykonać pomiary. Dla zakresu podstawowego należy powtórzyć pomiary 10-krotnie.

1.6.2. Sprawdzanie zakresów prądu stałego multimetru

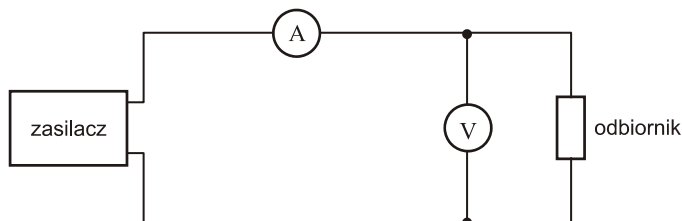
Przed pomiarami należy dokonać oględzin zewnętrznych i wstępnego sprawdzenia badanego multimetru wskazanego przez prowadzącego. Do sprawdzenia podzakresów prądu stałego multimetru należy użyć kalibratora wskazanego przez prowadzącego ćwiczenie. Instrukcja obsługi kalibratora oraz sprawdzanego przyrządu znajduje się na stanowisku. Kalibrator ze sprawdzanym przyrządem należy połączyć zgodnie ze schematem zawartym w instrukcji kalibratora.

Z instrukcji obsługi multimetru sprawdzanego i kalibratora należy spisać następujące parametry: **kalibrator**: typ, firma, numer inwentarzowy, podzakresy prądu stałego, liczba miejsc ocyfrowanych, dokładność na podzakresie; **multimetr sprawdzany**: typ, firma, numer inwentarzowy, podzakresy prądu stałego, liczba miejsc ocyfrowanych, dokładność na podzakresie.

Określić punkty pomiarowe, dla których zostanie przeprowadzone sprawdzenie na zakresie podstawowym i pozostałych zakresach. Wykonać pomiary. Dla zakresu podstawowego należy powtórzyć pomiary 10-krotnie.

1.6.3. Wyznaczenie charakterystyki prądowo-napięciowej wybranych elementów

Wyznaczyć charakterystyki prądowo – napięciowe wskazanych przez prowadzącego ćwiczenie elementów (rezystora, diody, żarówki). Pomiary należy wykonać w przedstawionym na rys. 1.5 układzie z poprawnie mierzonym prądem.



Rys. 1.5. Układ połączeń do pomiaru charakterystyki prądowo-napięciowej

1.7. Dyskusja wyników

Porównując wartości błędów wskazań wykonanych w punkcie 1.6.1. i 1.6.2 „Przebiegu ćwiczenia” z maksymalnym błędem multimetru badanego, wyciągnąć wnioski, co do przyrządu sprawdzanego. Dla zakresu podstawowego, dla każdego punktu pomiarowego na podstawie 10 serii wyznaczyć wartość średnią, wartość modalną i medianę dla każdego z punktów pomiarowych zakresu podstawowego.

Na podstawie wyników pomiarów uzyskanych w punkcie 1.6.3. wyznaczyć charakterystyki prądu w funkcji napięcia. Wyniki pomiarów aproksymować prostą lub wielomianem w zależności od potrzeb i nanieść na charakterystyki. Zaprezentować metodologię wyznaczenia współczynników a i b dla prostej.

1.8. Pytania kontrolne

1. Podaj definicję błędu bezwzględnego, poprawki, błędu względnego i klasy miernika.
2. Przyczyny występowania błędów: systematycznych, losowych i grubych. Sposoby ograniczania tych błędów.
3. Co to jest przedział ufności i poziom ufności?
4. Co to jest histogram i w jaki sposób jest sporządzany?
5. Co to jest wartość modalna i mediana?
6. Na czym polega estymacja parametryczna metodą najmniejszych kwadratów?
7. Dlaczego wzorcowujemy przyrządy pomiarowe? Kto jest uprawniony do przeprowadzania wzorcowania?
8. Metoda sprawdzania mierników analogowych.
9. W jaki sposób należy sprawdzać podzakresy napięcia stałego przyrządów cyfrowych?
10. W jaki sposób należy sprawdzać podzakresy rezystancji multimetrów?
11. W jaki sposób należy sprawdzać podzakresy napięcia przemiennego przyrządów cyfrowych?

Literatura

- [1] PN-EN ISO 9000:2006 Systemy zarządzania jakością. Podstawy i terminologia.
- [2] Ustawa z dnia 11 maja 2001 r. Prawo o miarach – tekst jednolity opublikowany w Obwieszczenie Marszałka Sejmu Rzeczypospolitej Polskiej z dnia 4 listopada 2004 r. w sprawie ogłoszenia jednolitego tekstu ustawy – Prawo o miarach (Dz. U. 2004 nr 243 poz. 2441).
- [3] PN EN 60051-1:2000. 60051 Elektryczne przyrządy pomiarowe wskazujące analogowe o działaniu bezpośrednim i ich przybory. Definicje i wymagania wspólne dla wszystkich arkuszy normy.
- [4] PN EN 60051-9:2000 Elektryczne przyrządy pomiarowe wskazujące analogowe o działaniu bezpośrednim i ich przybory. Zalecane metody badań.
- [5] Instrukcja nr 156, 157 Prezesa Głównego Urzędu Miar z dnia 9.X.1996 w sprawie wprowadzenia przepisów metrologicznych i instrukcji sprawdzania kalibratorów napięcia, prądu, mocy i oporu, mierników napięcia, prądu i mocy – cyfrowych, multimetrach cyfrowych oraz mostkach RLC. Dziennik Urzędowy Miar i Probiernictwa. Nr 26. Warszawa, 14.X.1996.
- [6] Międzynarodowy słownik podstawowych i ogólnych terminów metrologii. Wyd. GUM 1996.

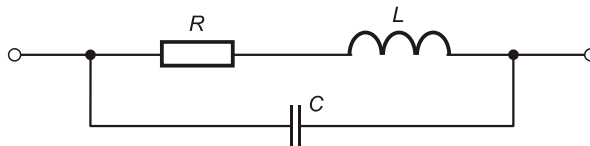
Pomiary parametrów elementów RLC

2.1. Wprowadzenie teoretyczne

2.1.1. Elementy bierne obwodów elektrycznych

Rozróżniamy trzy rodzaje elementów biernych w obwodach elektrycznych: rezystor, cewka indukcyjna i kondensator. Nie jest możliwa fizyczna realizacja żadnego z tych elementów w postaci idealnej. W wykonaniach rzeczywistych każdy z tych elementów zawiera wszystkie trzy składowe (R , L i C). W zależności od przejawianych na zewnątrz właściwości, przypisuje się im określone schematy zastępcze.

I tak, rezystorowi R można przypisać schemat zastępczy jak na rysunku 2.1.

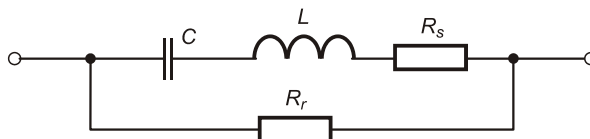


Rys. 2.1. Model zastępczy rezystora: R – rezystancja dla prądu stałego, L – indukcyjność szeregową, C – pojemność równoległą

Jak widać, rezystor dla prądu przemiennego może wykazywać cechy zarówno kondensatora jak i cewki indukcyjnej. Zarówno pojemność równoległą, jak i indukcyjność wynika z rozmiarów i konstrukcji rezystora.

Dla prądu stałego model ten sprowadza się tylko do rezystancji. Przy pomiarach małych (poniżej 1 oma) rezystancji trzeba pamiętać o rezystancjach doprowadzeń i zacisków, sumujących się z mierzoną rezystancją. Aby wyeliminować wpływ tych szkodliwych rezystancji na wynik pomiaru, dokładne rezystory o małych wartościach wyposażone są w oddzielne zaciski prądowe i napięciowe. Pomiar rezystancji takiego rezystora realizowany jest poprzez pomiar spadku napięcia na zaciskach napięciowych, z pominięciem rezystancji doprowadzeń i zacisków, które sumują się z rezystancją obwodu pomiarowego, a nie z rezystancją mierzoną.

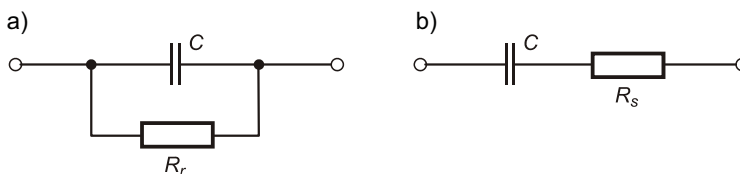
Kondensator reprezentuje schemat zastępczy jak na rysunku 2.2.



Rys. 2.2. Schemat zastępczy kondensatora: C – pojemność dla małych częstotliwości, L – indukcyjność szeregową, R_s – rezystancja szeregową, R_r – rezystancja równoległą

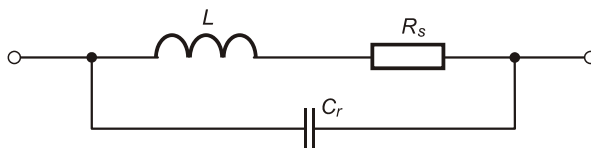
Doprowadzenia są głównym źródłem indukcyjności szeregowej. Niekiedy technologia wykonania kondensatora też jest powodem pojawienia się indukcyjności.

Straty mocy czynnej w dielektryku symbolizuje rezystancja szeregową, a upływność (utrata ładunku przez naładowany kondensator), która jest wynikiem rezystancji izolacji, na rysunku symbolizuje rezystancja równoległa. Często schemat zastępczy kondensatora upraszcza się jak na rysunku 2.3.



Rys. 2.3. Uproszczone schematy zastępcze kondensatora:
a) równoległy, b) szeregowy

Schemat zastępczy cewki indukcyjnej przedstawia rysunek 2.4.



Rys. 2.4. Schemat zastępczy dławika: L – indukcyjność dławika dla małych częstotliwości,
 R_s – rezystancja szeregową, C_r – pojemność równoległą

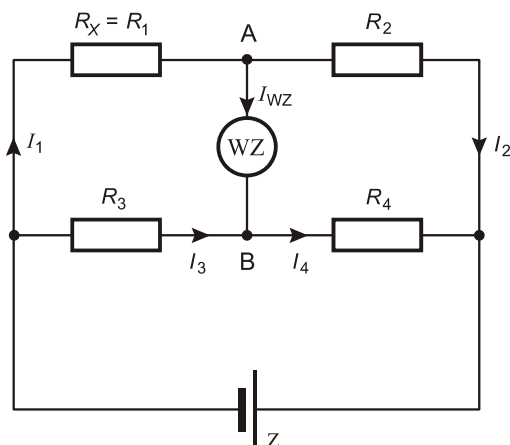
Rezystancja szeregową jest to rezystancja drutu, z którego wykonane jest uzwojenie dławika, a także w dławikach z rdzeniem ferromagnetycznym rezystancja reprezentuje straty w żelazie. Pojemność równoległa jest efektem pola elektrostatycznego, które pojawia się pomiędzy zwojami dławika. W praktyce na ogół pojemność tę można zaniedbać.

Istnieje szereg metod do pomiaru parametrów RLC. Najbardziej popularne to: metoda techniczna, metody mostkowe, omomierze. W tym ćwiczeniu zostaną omówione metody mostkowe. Ich nazwa pochodzi od poprzecznej gałęzi na schemacie ideowym, charakterystycznej dla tego typu układów. W zależności od źródła zasilania i konfiguracji mostka można mierzyć tylko rezystancję, lub pozostałe parametry: L i C . Metody mostkowe należą do najdokładniejszych sposobów pomiaru RLC. Wykorzystywane są również do przemysłowych pomiarów wielkości nieelektrycznych.

2.1.2. Mostki prądu stałego

Mostek Wheatstone'a

Najprostszy układ mostka, którego nazwa pochodzi od nazwiska twórcy, to mostek Wheatstone'a. Schemat ideowy mostka pokazano na rysunku 2.5.



Rys. 2.5. Schemat ideowy mostka Wheatstone'a. Układ składa się z czterech rezystorów R_1, R_2, R_3, R_4 oraz wskaźnika zera WZ i zasilacza Z

Wskaźnik zera, umieszczony w przekątnej („mostku”) układu ma za zadanie pokazywać różnicę potencjałów punktów A i B. Mostek reguluje się tak długo, zmieniając wartość jednego z rezystorów (bądź stosunek dwóch rezystorów), aż różnica potencjałów w przekątnej zmaleje do zera ($I_{wz} = 0$ A). Jest to tzw. stan równowagi mostka, w którym obowiązują zależności:

$$R_1 \cdot I_1 = R_3 \cdot I_3 \quad (2.1)$$

oraz

$$R_2 \cdot I_2 = R_4 \cdot I_4 \quad (2.2)$$

Ponieważ po zrównoważeniu układu prąd w przekątnej nie płynie, to: $I_1 = I_2$ i $I_3 = I_4$. A zatem dzieląc równania (2.1) i (2.2) stronami otrzymujemy:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \quad (2.3)$$

Jeśli R_1 jest mierzoną rezystancją R_x , to:

$$R_x = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_4} \quad (2.4)$$

Typowy zakres pomiarów mostkiem Wheatstone'a zawiera się pomiędzy 1Ω a $10^5\Omega$.

Od dołu ogranicza go wzrost błędów, pochodzących od rezystancji przewodów łączących, a od góry błędy związane z upływnością izolacji, która bocznikuje rezystancje mostka.

Stosuje się również takie wykonania mostka Wheatstone'a, w których nie dąży się do zrównoważenia układu, lecz obserwuje zmiany wskazań wskaźnika zera przy zmieniającym się R_x . Są to tzw. mostki niezrównoważone. Mając wskaźnik mostka wyskalowany w wartościach rezystancji R_x , można wykonać pomiar znacznie szybciej niż w metodzie zerowej. Dokładność mostka niezrównoważonego jest jednakże o wiele gorsza od mostka zrównoważonego.

Wymagania co do zasilacza to: napięcie stałe o wartości kilku woltów i dużej stabilności, bez tętnień napięcia.

Wymagania co do wskaźnika zera: mała stała prądowa (duża czułość wskaźnika), zadowalająca szybkość ustalania się wskazania.

W rozwiązaniach tradycyjnych rolę wskaźnika zera pełni galwanometr, czyli czuły wskaźnik oparty na ustroju magnetoelektrycznym. Osiąga się tutaj czułości rzędu 10^{-9} – 10^{-13} A/dz. Aby osiągnąć wymaganą szybkość ustalania się wskazania należy dobrać galwanometr o rezystancji wewnętrznej odpowiedniej dla rezystancji mostka, widzianej z zacisków galwanometru. Optymalny dobór polega na takim wyborze galwanometru, aby jego tzw. rezystancja krytyczna (podana przez producenta na skali) była równa rezystancji obwodu, widzianego z zacisków galwanometru.

Współcześnie rolę wskaźnika zera pełnią mierniki elektroniczne.

Przy pomiarach mostkiem występują dwa rodzaje błędów: błąd aparaturowy i błąd nieczułości układu pomiarowego. Błąd aparaturowy jest efektem niedoskonałości rezystorów użytych do budowy mostka. Określa go wzór

$$\delta_a R_x = \sqrt{\delta R_2^2 + \delta R_3^2 + \delta R_4^2} \quad (2.5)$$

w którym δR_2 , δR_3 , δR_4 są błędami względnymi odpowiednich rezystorów w mostku.

Błąd nieczułości wynika z niedostatecznej czułości wskaźnika zera. W efekcie tego obserwator przyjmuje aktualne nastawy jako poprawne, nie zauważając różnicy potencjałów, która jeszcze pozostała w przekątnej mostka. Zastosowanie czulszego wskaźnika zera mogłoby pozwolić na dokładniejszy dobór nastaw rezystorów. Błąd nieczułości można określić analitycznie lub doświadczalnie. Metoda doświadczalna polega na tym, że po zrównoważeniu mostka zmienia się wartość jednego z rezystorów tak, aby uzyskać odchylenie wskaźnika zera o kilkanaście działek. Określamy najmniejszą zmianę wychylenia wskaźnika zera k , którą możemy zauważyć. Błąd od nieczułości można obliczyć ze wzoru:

$$\delta_n R_x = k \frac{\Delta R}{R \Delta \alpha} \quad (2.6)$$

w którym: k – najmniejsze zauważalne wychylenie wskazówki,
 ΔR – wprowadzona zmiana wartości jednego z rezystorów,
 R – początkowa wartość zmienianego rezystora,
 $\Delta \alpha$ – zmiana wychylenia wskaźnika zera po zmianie rezystora o ΔR .

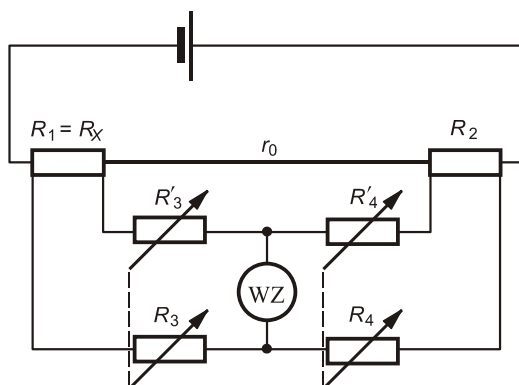
Mostek Thomsona

Mostek Thomsona stanowi modyfikację mostka Wheatstone'a, przeznaczoną do pomiaru małych rezystancji. Schemat mostka Thomsona przedstawia rysunek 2.6.

Ze względu na to, że w mostku Wheatstone'a przy pomiarze małych rezystancji szczególnie trudno jest wyeliminować wpływ rezystancji przewodu łączącego R_1 i R_2 , w mostku Thomsona wprowadzono:

- rezystory R_1 i R_2 czterozaciskowe,
- rezystancja r_0 (przewód łączący R_1 i R_2) została zbocznikowana dodatkową parą rezystorów R_3' i R_4' . Te rezystory powinny być dobrane zgodnie z warunkiem równowagi mostka:

$$\frac{R_3'}{R_4'} = \frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2}. \quad (2.7)$$



Rys. 2.6. Schemat ideowy mostka Thomsona R_1 jest rezystancją mierzoną (R_x)

Rezystancję R_2 należy przyjmować znacznie (co najmniej 10 razy) większą niż r_0 . Rezystory R_3 , R_4 , R_3' i R_4' powinny mieć rezystancje większą niż 10 omów.

Zachowując w trakcie równoważenia warunek $\frac{R_3'}{R_4'} = \frac{R_3}{R_4}$ (najłatwiej nastawić $R_3 = R_3'$ oraz $R_4 = R_4'$, po zrównoważeniu układu uzyskuje się wynik pomiaru wyrażony wzorem:

$$R_x = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_4}. \quad (2.8)$$

Warunki poprawnego pomiaru to:

- możliwie duży prąd zasilający, ograniczony obciążalnością rezystora mierzonego i R_2
- rezystancje R_3 i R_3' powinny być możliwie małe, a R_4 i R_4' możliwie duże
- rezystancja wskaźnika zera (galwanometru) powinna być możliwie mała.

Typowy zakres pomiarów mostkiem Thomsona zawiera się od 10^{-5} do 1 oma. Dolną granicę stanowi czułość mostka, górną moc wydzielająca się na obiekcie badanym.

Podobnie jak przy pomiarach mostkiem Wheatstone'a występują tutaj dwa rodzaje błędów: błąd aparaturowy i błąd nieczułości. Błąd od aparatury jest efektem niedoskonałości rezystorów użytych do budowy mostka. Można go wyznaczyć ze wzoru:

$$\delta_a R_x = \sqrt{\delta R_2^2 + \delta_m^2} \quad (2.9)$$

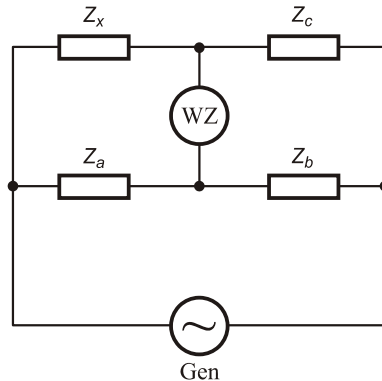
gdzie δ_m to odchylenie wartości przekładni dolnej gałęzi w stosunku do górnej gałęzi:

$$\delta_m = \frac{m_2 - m_1}{m_1}, \quad m_1 = \frac{R_4'}{R_3}, \quad m_2 = \frac{R_4}{R_3}.$$

Błąd od nieczułości wyznacza się analogicznie jak w mostku Wheatstone'a.

2.1.3. Mostki prądu przemiennego

Dokładne, laboratoryjne pomiary pojemności i indukcyjności realizowane są przy pomocy układów mostkowych, na ogół o konfiguracji zbliżonej do stałoprądowego mostka Wheatstone'a. Ogólny schemat mostka prądu przemiennego przedstawia rysunek 2.7.



Rys. 2.7. Schemat ideowy mostka prądu przemiennego

Warunek równowagi mostka przedstawia wzór:

$$\underline{Z}_x = \frac{Z_a Z_c}{Z_b}. \quad (2.10)$$

Ten sam warunek jest spełniony przy jednoczesnym spełnieniu dwóch równań:

$$Z_x = \frac{Z_a Z_c}{Z_b} \quad \text{i} \quad \varphi_x = \varphi_a - \varphi_b + \varphi_c. \quad (2.11)$$

W gałęzi Z_x umieszcza się badaną impedancję, w pozostałych gałęziach elementy równoważące. Z reguły tylko jedna z gałęzi równoważących składa się z elementów czynnych i biernych. Pozostałe dwie to rezystory.

W zależności od tego, która gałąź jest równoważąca, można uzyskać trzy warianty układu mostka:

1. Równoważenie za pomocą Z_a ($Z_b = R_b$ oraz $Z_c = R_c$)

Ze wzoru (2.11) wynika, że $\phi_x = \phi_a$. Oznacza to, że w gałęzi Z_a stosujemy taki sam typ elementu, jaki jest mierzony w gałęzi Z_x (oba kondensatory lub obie cewki indukcyjne).

Ułatwieniem pomiarów jest taka konstrukcja układu, aby wynik pomiaru nie zależał od częstotliwości. Wtedy częstotliwość generatora zasilającego nie wchodzi do zależności, określających wynik pomiaru. Można to uzyskać, stosując taką konfigurację (połączenie szeregowe lub równoległe) w gałęzi równoważącej, jaki schemat zastępczy został przyjęty dla obiektu badanego.

W takiej konfiguracji przy badaniu kondensatora warunek równowagi sprowadza się do dwóch równań, które muszą być równocześnie spełnione:

$$C_x = \frac{R_b}{R_c} C_a \quad \text{oraz} \quad R_x = \frac{R_c}{R_b} R_a \quad (2.12)$$

Przy badaniach cewki indukcyjnej warunek równowagi opisują zależności:

$$L_x = \frac{R_c}{R_b} L_a \quad \text{oraz} \quad R_x = \frac{R_c}{R_b} R_a \quad (2.13)$$

2. Równoważenie za pomocą Z_b ($Z_a=R$ oraz $Z_c=R_c$)

Ze wzoru (2.11) wynika, że $\phi_x = -\phi_c$. Oznacza to, że w gałęzi Z_a stosujemy odmienny typ elementu, niż jest mierzony w gałęzi Z_x . (W jednej z nich jest kondensator, a w drugiej cewka indukcyjna).

Niezależność wyniku pomiaru od częstotliwości można uzyskać, stosując odwrotną konfigurację (połączenie szeregowo lub równoległe) w gałęzi równoważającej w porównaniu do przyjętego schematu zastępczego dla obiektu badanego.

Wtedy przy pomiarze pojemności warunek równowagi sprowadza się do dwóch równań, które muszą być równocześnie spełnione:

$$C_x = \frac{1}{R_a R_c} L_b \quad \text{oraz} \quad R_x = \frac{R_a}{R_b} R_c \quad (2.14)$$

Przy badaniach cewki indukcyjnej warunek równowagi opisują zależności:

$$L_x = R_a R_c C_b \quad \text{oraz} \quad R_x = \frac{R_a}{R_b} R_c \quad (2.15)$$

3. Równoważenie za pomocą Z_c ($Z_a=R_a$ oraz $Z_b=R_b$)

Jest to konfiguracja analogiczna do przypadku pierwszego. Warunki równowagi dla badania kondensatora i cewki indukcyjnej są podane poniżej:

$$C_x = \frac{R_b}{R_a} C_c \quad \text{oraz} \quad R_x = \frac{R_a}{R_b} R_c \quad (2.16)$$

$$L_x = \frac{R_a}{R_b} L_c \quad \text{oraz} \quad R_x = \frac{R_a}{R_b} R_c \quad (2.17)$$

Błędy w pomiarach mostkiem prądu przemiennego zależą od dokładności użytego sprzętu oraz czułości wskaźnika zera. Oblicz się je analogicznie jak dla mostka Wheatstone'a.

2.2. Przebieg ćwiczenia

2.2.1. Pomiary mostkiem Wheatstone'a

Należy wykonać sprawdzenie dokładności mostka. W tym celu do laboratoryjnego mostka trzeba dołączyć zewnętrzny wskaźnik zera i zasilanie. Wykonać pomiary rezystorów wzorcowych, wskazanych przez prowadzącego.

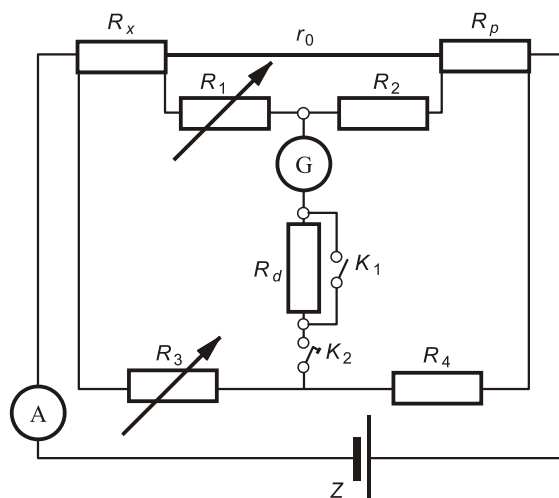
Wykonać pomiary dla tej samej rezystancji mierzonej, ale dla różnych wartości mnożników, nastawianych na płycie czołowej mostka.

Sprawdzić błąd od nieczułości dla kilku badanych rezystorów. W tym celu wstępnie zrównoważyć mostek, a następnie rozstroić go o kilkanaście działek.

W sprawozdaniu obliczyć błąd od nieczułości według wzoru (2.6).

2.2.2. Pomiary mostkiem Thomsona

Należy połączyć mostek według schematu 2.8. i wskazówek prowadzącego ćwiczenie.



Rys. 2.8. Schemat montażowy mostka Thomsona [3]:

R_x – obiekt badany, R_p – rezystor porównawczy, R_1, R_2, R_3, R_4 – rezystory dekadowe,
 Z – zasilacz, R_d – rezystor szeregowy do galwanometru, G – galwanometr, K_1, K_2 – klucze,
 r_0 – połączenie o możliwie małej rezystancji

Za pomocą mostka należy:

1. Zmierzyć rezystancje kilku boczników, wskazanych przez prowadzącego.
2. Zmierzyć rezystancję drutu dla kilku długości.
3. Wykonać pomiar dla obliczenia błędu nieczułości.
4. Należy także zmierzyć średnicę drutu za pomocą śruby mikrometrycznej.

W sprawozdaniu obliczyć średnią rezystywność drutu.

2.2.3. Pomiary mostkiem prądu przemiennego

Do pomiarów wykorzystany będzie gotowy przyrząd typu **LCR meter**. Należy wykonać pomiary parametrów kilku elementów badanych, wskazanych przez prowadzącego. Pomiary należy wykonać dla wskazanych nastaw przyrządu przez prowadzącego.

2.2.4. Dyskusja wyników

- Na podstawie wyników pomiarów uzyskanych w punkcie 2.2.1 określić:
- klasę mostka,
 - błąd od nieczułości jako funkcję mierzonej rezystancji,
 - zależność błędu mostka od wartości nastawionej na rezystorze stosunkowym.

2.3. Pytania kontrolne

1. Narysuj schematy zastępcze kondensatora
2. Narysuj schemat zastępczy dławika. Co reprezentują poszczególne parametry na schemacie?
3. Schemat i równoważenie mostka Wheatstone'a
4. Jak zmierzyć błąd od nieczułości w mostku Wheatstone'a.
5. Zalety i wady nie zrównoważonego mostka Wheatstone'a
6. Schemat i równoważenie mostka Thomsona
7. Co ogranicza od góry prąd zasilający mostek Thomsona?
8. Zakres pomiaru mostkiem Wheatstone'a i Thomsona. Co ogranicza te zakresy?
9. Obiektem badanym jest pojemność połączona szeregowo z rezystancją. Podaj możliwe schematy mostka tak, aby wynik nie zależał od częstotliwości.
10. Dlaczego dokładne rezystory o małych wartościach wyposaża się w oddzielne zaciski prądowe i napięciowe?

Literatura

- [1] Chwaleba A., Poniński M., Siedlecki A.: Metrologia elektryczna. Warszawa, WNT 2009.
- [2] Marcyniuk A.: Podstawy miernictwa elektrycznego. Gliwice, Wyd. Politechniki Śląskiej 2002.
- [3] Praca zbiorowa, red. R. Roskosz: Miernictwo elektryczne. Laboratorium. Gdańsk, Wyd. Politechniki Gdańskiej 2007.

Pomiary z wykorzystaniem oscyloskopu

3.1. Wstęp

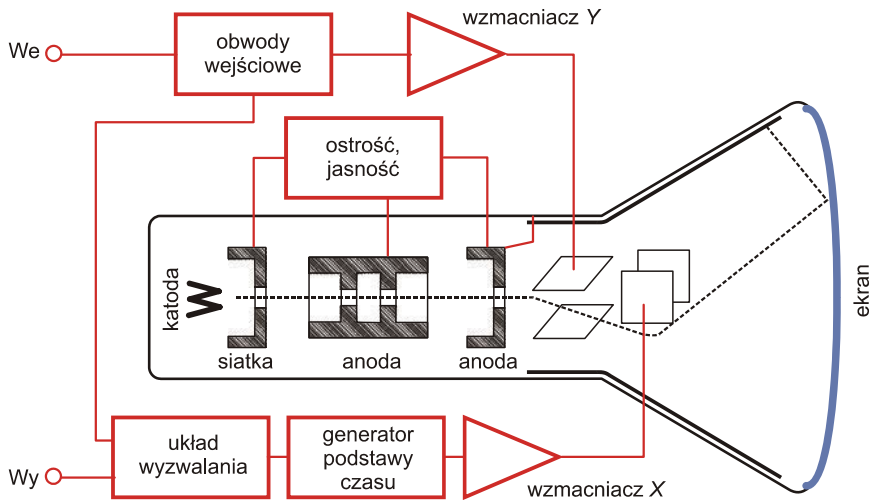
Oscyloskop ma już ponad stuletnią historię i nadal jest podstawowym urządzeniem pozwalającym na obserwację i rejestrację kształtu przebiegu sygnału. Dokładność pomiaru nie jest duża, ale są one wykonywane szybko. Uzyskany obraz jest źródłem wielu informacji metrologicznych. Oscyloskop umożliwia badanie sygnałów okresowych i nieokresowych oraz pozwala na jednoczesną obserwację kilku przebiegów. Można za jego pomocą mierzyć natężenie prądu oraz napięcie ich częstotliwości i kąty fazowe, a także wyznaczać charakterystyki elementów nieliniowych. Oscyloskopy można podzielić na analogowe oraz cyfrowe. Współczesne oscyloskopy cyfrowe umożliwiają poza obserwacją i zapamiętaniem przebiegu sygnału również jego analizę.

3.2. Oscyloskop analogowy

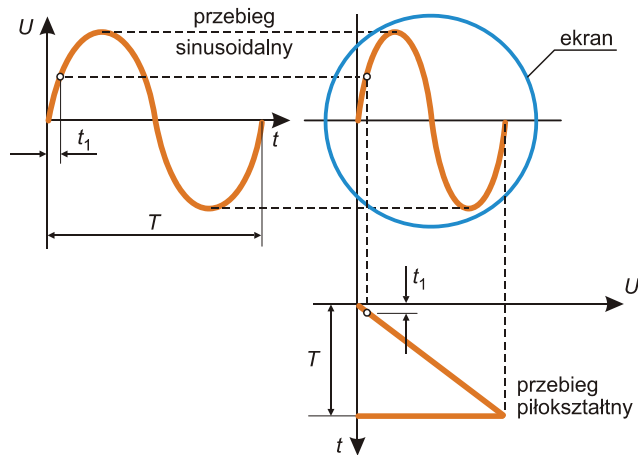
W oscyloskopach katodowych (rys. 3.1) świecenie luminoforu na ekranie jest wywołane strumieniem elektronów wytwarzanych przez rozgrzaną katodę. W zależności od zastosowanego materiału luminoforu widziany obraz może mieć różną barwę oraz czas zniknięcia świecenia ekranu. Zwykle spadek jaskrawości świecenia do 10% odbywa się w czasie rzędu 40 μs . Ekran z wydłużoną poświatą mogą podtrzymywać obraz nawet przez kilka milisekund.

Na ekranie oscyloskopu obraz uzyskiwany jest w ten sposób, że każdemu punktowi na osi poziomej x jest przyporządkowany punkt na osi pionowej y . Do sterowania ruchem plamki wykorzystuje się oddziaływanie elektrostatyczne. Na drodze strumienia elektronów umieszcza się dwa systemy elektrod – płytki odchylenia poziomego $X-X$ oraz pionowego $Y-Y$. Odchylenie strumienia elektronów w obydwu osiach x i y zmienia się w zależności od wartości napięcia przyłożonego do płytek.

Jeżeli na ekranie oscyloskopu ma być widoczny przebieg badanego sygnału w czasie, do płytek odchylenia poziomego $X-X$ należy podłączyć generator podstawy czasu, który zwykle znajduje się wewnątrz oscyloskopu. Generator ten wytwarza narastające napięcie piłokształtne i zgodnie z nim plamka porusza się od lewej strony ekranu do prawej (rys. 3.2). Położenie pionowe punktu zależy od wartości badanego sygnału w czasie, który jest podłączony do płytek odchylenia pionowego $Y-Y$. W efekcie przemieszczający się punkt rysuje przebieg czasowy sygnału.



Rys. 3.1. Schemat blokowy oscyloskopu katodowego



Rys. 3.2. Zasada uzyskiwania obrazu przebiegu sygnału w funkcji czasu [3]

W trybie pracy X - Y oscyloskopu odchylenie poziome x plamki nie jest sterowane sygnałem z generatora podstawy czasu. Do płytek X - X można podłączyć inny sygnał. W takim trybie pracy oscyloskopu możliwa jest przykładowo obserwacja krzywych Lissajous lub obserwacja charakterystyk elementów nieliniowych takich jak np. dioda. Odchylenie plamki w osi x jest wówczas zależne od prądu diody, natomiast w osi y od spadku napięcia na diodzie. Podając sygnał przemienny na diodę na ekranie uzyskuje się obraz jej charakterystyki prądowo-napięciowej.

W przypadku obserwacji przebiegów czasowych sygnału, obraz tego sygnału na ekranie oscyloskopu powinien być nieruchomy. Można to zrealizować poprzez dobór odpowiedniej częstotliwości generatora podstawy czasu. W przypadku, kiedy badany sygnał jest okresowy o częstotliwości f_x będącej pełną wielokrotnością częstotliwości f_{GPC} napięcia

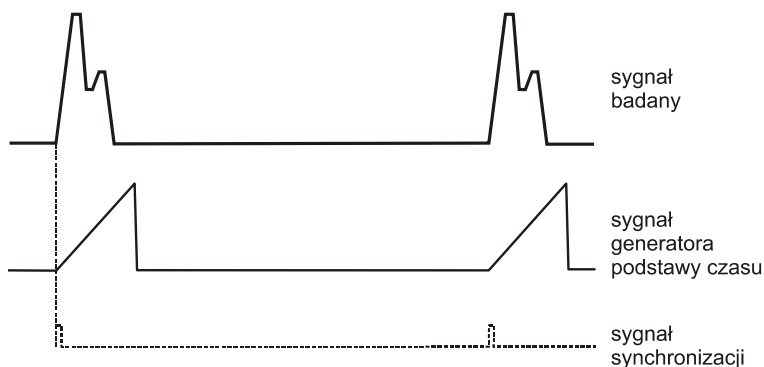
piłokształtnego z generatora podstawy czasu, kolejne obrazy są jednakowe, co stwarza wrażenie nieruchomego obrazu.

$$f_x = n \cdot f_{GPC} \quad (3.1)$$

gdzie: $n = 1, 2, 3 \dots$

W takim wypadku sygnał generatora podstawy czasu jest zsynchronizowany z badanym sygnałem i oscyloskop działa w trybie *pracy synchronicznej*. Ustawienie częstotliwości generatora podstawy czasu tak, aby częstotliwość badanego sygnału stanowiła jego pełną wielokrotność może stwarzać trudności. Z reguły częstotliwość generatora jest ustawiana skokowo i trudno ją zsynchronizować z sygnałem badanym. Można to zrobić korzystając z płynnej regulacji częstotliwości tego generatora, ale wiąże się to z rozkalibrowaniem oznakowanej regulacji skokowej, co uniemożliwia określenie za pomocą oscyloskopu częstotliwości badanego sygnału.

Sposobem na unieruchomienie obrazu na ekranie oscyloskopu może być zastosowanie *wyzwalanego trybu pracy*. Narastanie zbocza napięcia piłokształtnego z generatora podstawy czasu jest inicjowane z układu wyzwalania zgodnie z rysunkiem 3.3.



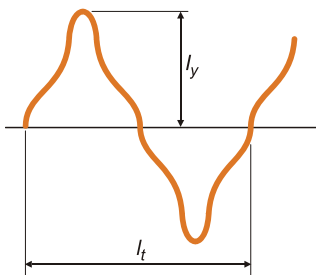
Rys. 3.3. Synchronizacja przebiegu sygnału okresowego o niewielkim współczynniku wypełnienia z wyzwalaną podstawą czasu

Stosując *wyzwalaną podstawę czasu* chwila wysyłania impulsu inicjującego zbocze napięcia piłokształtnego jest zależna od ustawionego poziomu wyzwalania (ang. *trigger level*) oraz zbocza (ang. *slope*) określającego czy poziom wyzwalania znajduje się na części opadającej lub narastającej sygnału. Widoczny na ekranie obraz przebiegu sygnału zaczyna się od punktu wyzwalania. W takim trybie pracy oscyloskopu jest możliwa obserwacja sygnałów nieokresowych lub sygnałów okresowych o małym współczynniku wypełnienia jak np. impulsy widoczne na rysunku 3.3 pojawiające się ze stałym okresem. Najczęściej źródłem wyzwalania jest sygnał badany, ale może być nim również sygnał o częstotliwości sieciowej 50 Hz lub sygnał zewnętrzny.

Układ wyzwalania może pracować w *trybie pracy automatycznej*. Przy braku wyzwalania układ generuje impuls inicjujący raz na okres sygnału generatora podstawy czasu. Przy obecności sygnału impuls inicjujący jest wysyłany zgodnie z opisem przedstawionym powyżej przy stosowaniu wyzwalanej podstawy czasu. Jeżeli sygnał badany jest okresowy impuls inicjujący jest wysyłany w dokładnie tej samej chwili przebiegu sygnału, dzięki czemu otrzymany obraz jest nieruchomy. Zmieniając (najczęściej skokowo) pokrętełm wyskalowanym w jednostkach czasu szybkość narastania zbocza napięcia piłokształtnego

z generatora podstawy czasu można decydować ile okresów badanego sygnału ma być widocznych na ekranie oscyloskopu.

Widoczny obraz na ekranie oscyloskopu może stanowić źródło wielu danych pomiarowych. Na ekranie oscyloskopu znajduje się podziałka, która jest pomocna w określeniu wartości sygnału lub jego okresu czy też przesunięcia fazowego pomiędzy sygnałami. Żeby zmierzyć amplitudę i okres sygnału trzeba znać: stałe oscyloskopu c_y i c_t , które w torze odchylenia pionowego y są wyrażone w V/cm, natomiast w torze odchylenia poziomego x w s/cm oraz zmierzone odcinki na ekranie oscyloskopu l_y , l_t odpowiadające tym wielkościom (rys. 3.4).



Rys. 3.4. Bezpośredni pomiar amplitudy i okresu

Amplitudę i okres sygnału wyznacza się z zależności:

$$U_m = l_y c_y \quad (3.2)$$

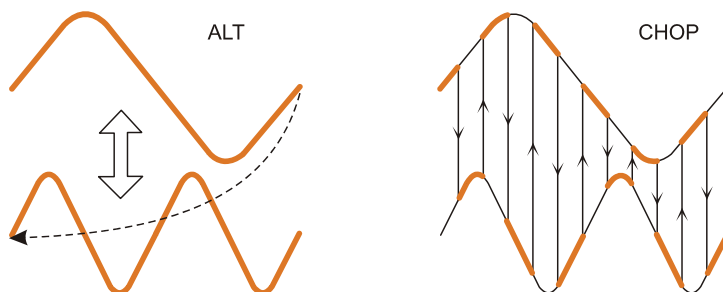
$$T = l_t c_t \quad (3.3)$$

Podczas pomiaru należy tak dobrać czułość, aby obraz na ekranie miał największą wysokość, ale jeszcze mieścił się na nim. Całkowity błąd pomiaru oscyloskopem zawiera się w granicach od 2% do 5%. Jest on wypadkową poszczególnych błędów wynikających z różnych przyczyn: niedokładności odczytu wysokości obrazu ($\pm 0,5$ mm), błędu dzielnika wejściowego ($0,05 \div 2,5$ %), błędu kalibracji toru Y (około 2 %), paralaksy, niestabilności badanego przebiegu w czasie.

Oscyloskopy mają układ pozwalający kalibrować obraz. Jest to generator napięcia prostokątnego o częstotliwości $f = 1$ kHz i amplitudzie o wartości 1 V lub 10 V. Dokładny pomiar czasu możliwy jest dzięki układom kalibrującym oś czasu. Są to tzw. znaczniki czasu. Kalibrator to generator o częstotliwości 100 kHz lub 1 MHz.

Oscyloskopy analogowe umożliwiają pracę dwukanałową tzn. obserwację dwóch przebiegów czasowych sygnałów. Do jednych płytek odchylenia pionowego $Y-Y$ trzeba podłączyć dwa sygnały. Realizuje się to za pomocą układu znajdującego się w oscyloskopie, który może pracować w dwóch trybach: pracy przemiennej (ang. *alternate* – *ALT*) lub pracy kluczowanej (ang. *chopped* – *CHOP*). W pracy przemiennej oba przebiegi pojawiają się kolejno na przemian i dzięki bezwładności oka ludzkiego obserwator ma wrażenie, że widzi oba przebiegi jednocześnie. Metoda ta nadaje się do obserwacji przebiegów o dużych częstotliwościach, ponieważ dla przebiegów o mniejszych częstotliwościach pojawia się migotanie obrazu. Dla przebiegów o małych częstotliwościach lepiej stosować pracę kluczowaną, w której oba obrazy są rysowane w trakcie jednego przelotu plamki od lewej strony ekranu do prawej. Obrazy powstają przez podłączanie sygnałów do płytek $Y-Y$ poprzez układ przełączający się pomiędzy kanałami z dużą częstotliwością kluczowania nawet rzędu MHz. W efekcie powstały obraz jest „posiekany”

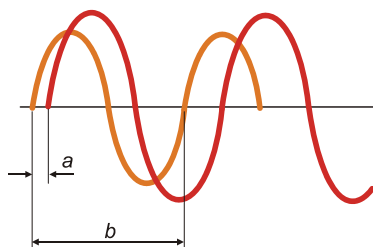
(rys. 3.5) co jest praktycznie niewidoczne przy małych częstotliwościach sygnałów w odniesieniu do częstotliwości kluczowania.



Rys. 3.5. Tryby pracy dwukanałowej w jednostrumieniowym oscyloskopie analogowym

Dzięki możliwości obserwacji dwóch przebiegów czasowych sygnałów możliwe jest określenie przesunięcia fazowego pomiędzy nimi poprzez *porównanie przebiegów*. Jeżeli do dwóch kanałów są podłączone sygnały o tej samej częstotliwości przesunięcie fazowe oblicza się z poniższych zależności, w których wielkości a i b odczytuje się tak jak na rysunku 3.6.

$$\varphi = 2\pi \frac{a}{b} \text{ [rad]} \quad \text{lub} \quad \varphi = 360 \left(\frac{a}{b} \right) \text{ [}^\circ\text{]} \quad (3.4)$$



Rys. 3.6. Pomiar przesunięcia fazowego

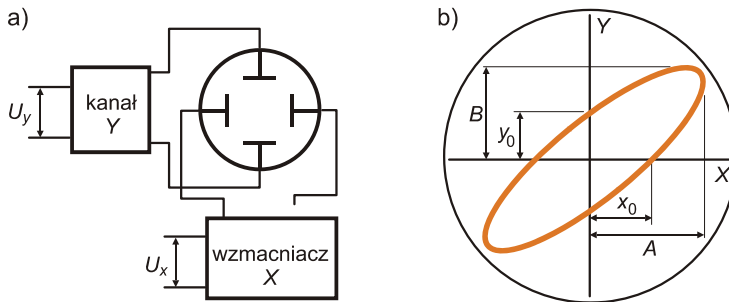
Dokładność określenia przesunięcia fazowego zależy od dokładności pomiaru odcinków a oraz b . Żeby była możliwie dobra, należy tak dobrać stałą generatora podstawy czasu, aby okres widzianego przebiegu (wielkość b) zajmował jak największą część ekranu, ale jeszcze się na nim mieścił.

Inną metodą pomiaru fazy jest *metoda figur Lissajous*, dla której generator podstawy czasu jest wyłączony. Do dwóch kanałów oscyloskopu należy doprowadzić mierzone przebiegi sinusoidalne o równych częstotliwościach. Amplitudy przebiegów i wzmacnienie w obydwu kanałach oscyloskopu muszą być tak dobrane, aby odchylenie plamki w osiach x i y było jednakowe. Jeden z sygnałów jest podłączony do płytek odchylenia poziomego $X-X$ natomiast drugi do płytek odchylenia pionowego $Y-Y$. Otrzymana figura ma wówczas kształt elipsy i zależy tylko od przesunięcia fazowego.

Na podstawie pomiarów parametrów elipsy x_0 , A lub y_0 , B zgodnie z rysunkiem 3.7 określa się wartość kąta fazowego φ z zależności:

$$\varphi = \arcsin \frac{x_0}{A} = \arcsin \frac{y_0}{B} \quad (3.5)$$

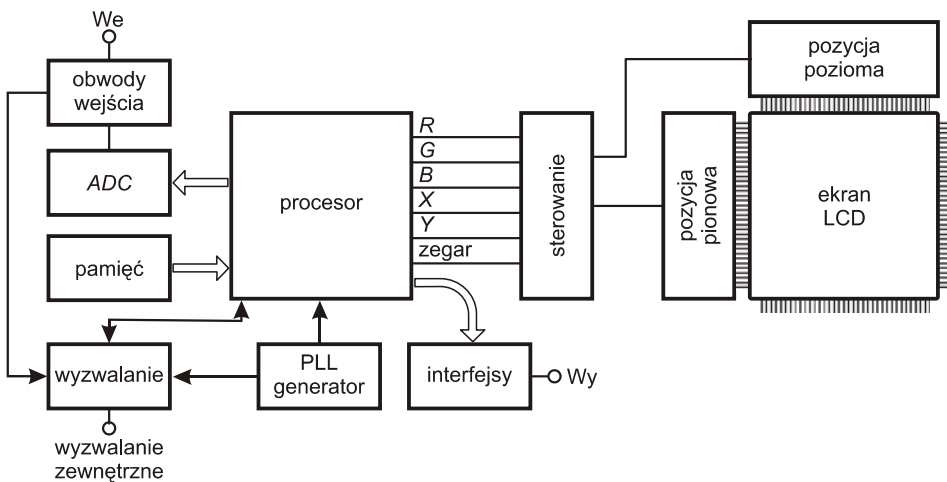
Błąd określenia kąta przesunięcia fazowego tą metodą mieści się w granicach $3 \pm 10\%$ i zależy od dokładności pomiaru odcinków elipsy x_0 , A lub y_0 , B , od nieliniowości wzmacniaczy oraz od zniekształceń nieliniowych badanych napięć.



Rys. 3.7. Zasada pomiaru kąta przesunięcia fazowego oscyloskopem metodą figur Lissajous: a) schemat blokowy, b) figura Lissajous [3]

3.3. Oscyloskop cyfrowy

W oscyloskopie cyfrowym badany sygnał jest przetworzony do postaci cyfrowej za pomocą przetwornika analogowo cyfrowego A/C i zapamiętany w pamięci oscyloskopu. Zastosowanie techniki cyfrowej daje duże możliwości w dziedzinie przetwarzania i analizy badanego sygnału i umożliwia cyfrowy pomiar parametrów sygnału oraz dodatkowe funkcje jak całkowanie lub różniczkowanie przebiegu, analizę widmową i uśrednianie. Przetworzony sygnał może być zapamiętany, co umożliwia wyświetlenie na ekranie oscyloskopu wielu sygnałów. Na rysunku 3.8 przedstawiono schemat blokowy typowego oscyloskopu cyfrowego.



Rys. 3.8. Schemat blokowy oscyloskopu cyfrowego

Oscyloskopy cyfrowe są wyposażone w wyświetlacz ciekłokrystaliczny LCD i mechanizm sterowania płamką jest zupełnie inny niż w analogowych oscyloskopach katodowych. Ekran LCD jest matrycą pikseli, które są pobudzone do świecenia wysłaniem przez układ sterujący sygnału na adres odpowiedniego piksela. Wyświetlacze LCD umożliwiają zobrazowanie wielu przebiegów sygnałów w różnych kolorach jednocześnie. Na rysunku 3.9 przedstawiono płytę czołową przykładowego oscyloskopu cyfrowego firmy Tektronix.

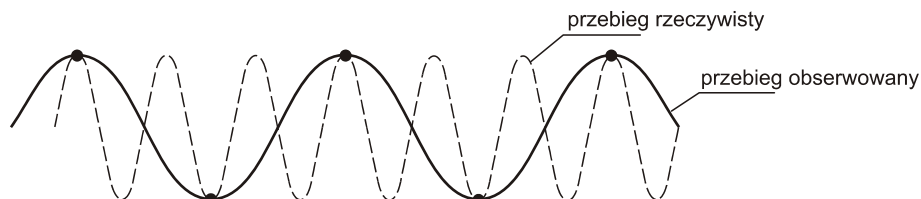


Rys. 3.9. Płyta czołowa przykładowego oscyloskopu cyfrowego firmy Tektronix

Istotnym zadaniem oscyloskopu jest unieruchomienie i wyświetlenie badanego przebiegu sygnału. W oscyloskopach analogowych realizuje się to poprzez dobór częstotliwości generatora podstawy czasu przy pracy synchronicznej lub poprzez zastosowanie wyzwalań. W oscyloskopach cyfrowych dzięki zapisaniu spróbkowanego sygnału w pamięci może być on z niej odtwarzany lub zatrzymany w sposób naturalny dowolną ilość razy.

Zaletą oscyloskopów cyfrowych jest możliwość komunikacji z urządzeniami zewnętrznymi za pośrednictwem interfejsów. Dzięki temu jest możliwe przykładowo sterowanie przy pomocy komputera funkcjami, nastawami lub pomiarami oscyloskopu lub w drugą stronę przesłanie obrazu z ekranu oscyloskopu do komputera.

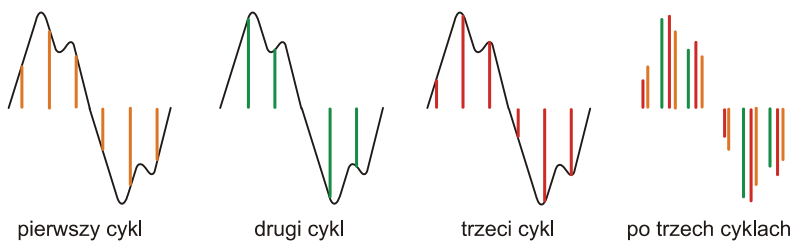
Oscyloskopy cyfrowe nie są pozbawione wad. Podobnie jak inne układy wykorzystujące cyfrowe przetwarzanie sygnałów w oscyloskopach cyfrowych należy stosować filtry antyaliasingowe, aby zgodnie z twierdzeniem Shannona nie dopuścić do zjawiska nakładania się widm, w przypadku kiedy w badanym sygnale znajdują się składowe o częstotliwości większej od połowy częstotliwości próbkowania f_s . Możliwość błędnego określenia kształtu i częstotliwości przebiegu, będącego skutkiem zjawiska aliasingu przedstawiono na rysunku 3.10.



Rys. 3.10. Wpływ zjawiska aliasingu na błędną obserwację kształtu badanego sygnału

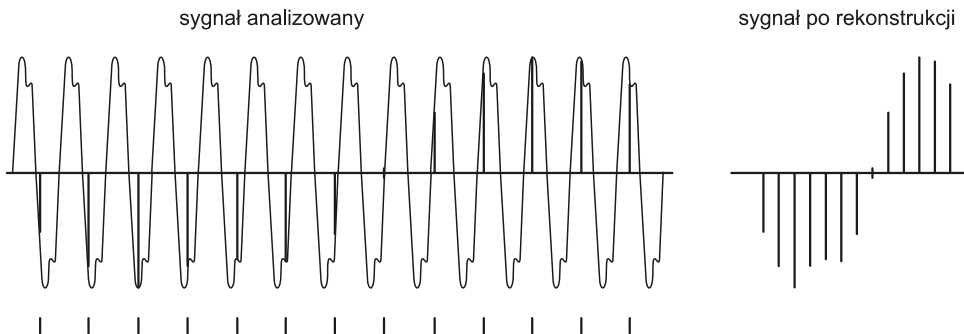
Częstotliwość próbkowania przetworników A/C stanowi również ograniczenie dla górnej granicy pasma częstotliwości oscyloskopów cyfrowych, która dla najszybszych przetworników nie przekracza kilkuset megaherców. Granica ta dla oscyloskopów analogowych jest rzędu gigaherców, co umożliwi obserwację przebiegu sygnału w czasie rzeczywistym.

W oscyloskopach cyfrowych są stosowane rozwiązania umożliwiające przetwarzanie sygnałów o dużych częstotliwościach. Jedną z metod jest *próbkowanie wieloprzebiegowe*, w której sygnał jest próbkowany wielokrotnie, z przypadkowym przesunięciem próbek. Przy stosowaniu tej metody istotne jest, aby punkt startu układu wyzwalania był dokładnie ustalony i stabilny. Zasadę próbkowania wieloprzebiegowego przedstawiono na rysunku 3.11. Zapisując przesunięte w kilku przebiegach próbki otrzymuje się w efekcie zwielokrotnienie liczby próbek przypadających na okres.



Rys. 3.11. Próbkowanie wieloprzebiegowe sygnału

Inną metodą zwiększenia górnej granicy pasma częstotliwości jest technika *próbki i pamiętaj* (ang. *Sample and Hold – SH*), zgodnie z którą częstotliwość próbkowania jest znacznie mniejsza od częstotliwości badanego sygnału. Sygnał jest próbkowany wielokrotnie i start próbkowania za każdym razem jest przesunięty o określony odcinek czasu. W efekcie przebieg sygnału można odtworzyć zgodnie z zasadą pokazaną na rysunku 3.12. Odtworzenie to jest poprawne w przypadku, kiedy sygnał badany jest okresowy.

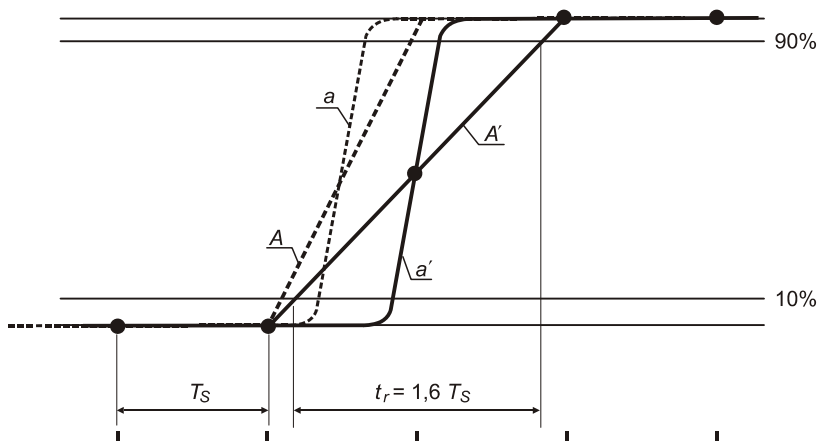


Rys. 3.12. Próbkowanie sygnału techniką próbkuj i zapamiętaj

W wyniku próbkowania w oscyloskopach cyfrowych odtworzenie kształtu przebiegu pomiędzy kolejnymi próbkami nie jest możliwe. Spróbkowany sygnał poddaje się interpolacji. Sygnał może być interpolowany linią prostą lub sinusoidą. Na rysunku 3.13 pokazano w jaki sposób stosując interpolację liniową można błędnie określić nachylenie zbocza sygnału w zależności od przesunięcia sygnału względem chwil próbkowania. Przypadek jest

najmniej korzystny i odczytany czas narastania zbocza jest największy w stosunku do rzeczywistego czasu narastania zbocza sygnału. Z rysunku 3.13 wynika, że najmniejszą wartość czasu narastania zbocza w zależności od okresu próbkowania T_s , określa wzór:

$$t_r = 1,6 \cdot T_s \quad (3.6)$$



Rys. 3.13. Błędny odczyt czasu narastania zbocza sygnału w wyniku próbkowania

3.4. Przebieg ćwiczenia

3.4.1. Pomiar wybranych parametrów i obserwacja przebiegów

Obserwację przebiegu i pomiar jego wybranych parametrów wykonać według poniższych wskazówek:

- zapoznać się z instrukcją obsługi danego oscyloskopu analogowego i cyfrowego, odnaleźć pokręta regulacyjne na płycie czołowej oscyloskopu i przestudiować ich funkcje,
- przyłączyć do oscyloskopu generator przebiegów sinusoidalnych, trójkątnych i prostokątnych,
- ustawić odpowiednie nastawy oscyloskopu tak, aby obraz przebiegu sygnału widoczny na ekranie był nieruchomy,
- nastawić wzmocnienie kanału Y tak, by badany sygnał zajmował całą wysokość ekranu i dobrać podstawę czasu dla 2–3 okresów badanego sygnału,
- pomierzyć amplitudę i okres badanych sygnałów,
- obliczyć wartości amplitudy, okresu, częstotliwości, wartości średnie i skuteczne tych przebiegów,
- pomierzyć wartości napięć dla w/w przebiegów miernikiem i porównać z obliczonymi wartościami napięcia. Oszacować błąd pomiaru.

3.4.2. Pomiar częstotliwości

- zmierzyć oscyloskopem analogowym i cyfrowym okres sygnału z generatora przebiegu sinusoidalnego i obliczyć jego częstotliwość f_x ,
- zmierzyć oscyloskopem analogowym i cyfrowym częstotliwość f_x metodą krzywych Lissajous. W tym celu należy: do wejścia X przyłączyć jeden z generatorów przebiegu sinusoidalnego traktowany jako generator wzorcowy i nastawić go na $f_w = \dots$, na wejście Y podać sygnał o nieznannej częstotliwości, odrysować krzywe Lissajous i określić częstotliwość badanego sygnału.

3.4.3. Pomiar fazy

Pomiar fazy oscyloskopem analogowym i cyfrowym wykonywany jest dwoma sposobami:

- a) przez porównanie przebiegów:
 - wyregulować wzmacnienie w obu kanałach zasilając je tym samym sygnałem napięciowym,
 - przyłączyć do wejść obydwu kanałów generatory przebiegu sinusoidalnego,
 - ustawić jednakową częstotliwość obu sygnałów,
 - zmierzyć przesunięcia między sygnałami (odcinki a i b na rys. 3.6) i obliczyć kąt przesunięcia fazowego.
- b) metoda elipsy:
 - przyłączyć do obydwu kanałów generatory przebiegu sinusoidalnego,
 - ustawić jednakową częstotliwość obu sygnałów,
 - nastawić taką amplitudę napięcia z generatorów i wzmacnienie w obu kanałach aby odchylenie plamki w osiach x i y było jednakowe i możliwie duże,
 - zmierzyć parametry elipsy (A , B , x_0 , y_0) i obliczyć kąt przesunięcia fazowego dla różnych wartości tego kąta.

3.4.4. Zjawisko aliasingu w oscyloskopie cyfrowym

- do oscyloskopu cyfrowego podłączyć generator przebiegu sinusoidalnego,
- zwiększać częstotliwość przebiegu o określony skok do wartości określonej podczas ćwiczenia i obserwować obraz przebiegu na ekranie oscyloskopu.

3.5. Dyskusja wyników

1. Na podstawie obserwacji przebiegów sinusoidalnych, trójkątnych i prostokątnych za pomocą oscyloskopu wyznaczyć ich amplitudę. Obliczyć wartość skuteczną i średnią tych przebiegów na podstawie wyznaczonej amplitudy z odpowiednich zależności. Dołączyć do sprawozdania zdjęcie lub rysunek badanych przebiegów. Zmierzyć miernikiem wartości napięć dla tych przebiegów i porównać z obliczonymi wartościami napięcia. Oszacować błąd pomiaru.
2. Na podstawie stałej c_t w torze x zmierzyć oscyloskopem analogowym i cyfrowym okres sygnału z generatora przebiegu sinusoidalnego i obliczyć jego częstotliwość f_x . Zmierzyć również częstotliwość badanego przebiegu metodą krzywych Lissajousa. Dla obu metod

- należy na zdjęciu lub rysunku przedstawiającym badany przebieg przedstawić odpowiednie wielkości potrzebne do określenia szukanej częstotliwości. Porównać obliczone wartości ze wskazaniem miernika częstotliwości i oszacować błąd pomiaru.
- Przeprowadzić pomiar fazy metodą porównania oraz metodą elipsy. Dla obu metod należy na zdjęciu lub rysunku przedstawiającym badany przebieg narysować odpowiednie wielkości potrzebne do określenia potrzebnego przesunięcia fazowego.
 - W sprawozdaniu przedstawić zdjęcia wybranych przebiegów sygnału przy badaniu zjawiska aliasingu w oscyloskopie cyfrowym, wraz z częstotliwością próbkowania oraz częstotliwością mierzonego sygnału. Z przeprowadzonych badań wyciągnąć wnioski.

3.6. Pytania kontrolne

- Budowa i działanie lampy oscyloskopowej.
- Liniowa podstawa czasu i cel jej stosowania.
- Do czego służą kalibratory napięcia i czasu.
- Zasada synchronizacji podstawy czasu.
- Pomiar amplitudy i okresu sygnału napięciowego.
- Pomiar częstotliwości metodą krzywych Lissajous.
- Pomiar fazy oscyloskopem dwukanałowym metodą porównania.
- Pomiar fazy metodą elipsy.
- Źródła błędów w pomiarach oscyloskopowych.
- Zjawisko aliasingu w oscyloskopach cyfrowych.
- Błąd określenia czasu narastania zbocza sygnału oscyloskopem cyfrowym.
- Górna granica pasma częstotliwości oscyloskopów cyfrowych.
- Metody zwiększania górnej granicy pasma częstotliwości oscyloskopów cyfrowych.

Literatura

- [1] Chwaleba A., Poniński M., Siedlecki A.: Metrologia elektryczna. Warszawa, WNT 2009.
- [2] Tumański S.: Technika pomiarowa. Warszawa, WNT 2007.
- [3] Praca zbiorowa, red. R. Roskosz: Miernictwo elektryczne. Laboratorium. Gdańsk, Wyd. Politechniki Gdańskiej 2007.

Pomiar mocy w układzie jednofazowym

4.1. Wprowadzenie teoretyczne

Dla prądu stałego wartość mocy moc określona jest iloczynem wartości prądu i napięcia. Pod pojęciem mocy elektrycznej rozumie się najczęściej średnią wartość mocy przebiegów okresowych. Dla przebiegów sinusoidalnych wprowadza się następujące pojęcia mocy:

— moc czynna – $P = UI \cos \varphi$ [W]

— moc bierna – $Q = UI \sin \varphi$ [var]

— moc pozorna – $S = UI = \sqrt{P^2 + Q^2}$ [VA]

przy czym U oraz I oznaczają wartości skuteczne napięcia i prądu, zaś φ – przesunięcie fazowe między sinusoidą prądową i sinusoidą napięciową.

Moc chwilowa prądu elektrycznego jest określona zależnością $p = ui$.

Do pomiaru mocy czynnej stosuje się watomierze, a do mocy biernej – waromierze. Są to przyrządy elektromechaniczne, realizujące mnożenie dwóch sygnałów oraz ich uśrednianie. Urządzenia pomiarowe, stosowane w tych przyrządach są typu elektrodynamicznego, ferrodynamicznego lub indukcyjnego.

Zakresy pomiarowe takich przyrządów są dla napięć nie mniejsze niż 30 V, a dla prądów 0,5 A. Ponadto pobierają one znaczne moce z obwodu kontrolowanego.

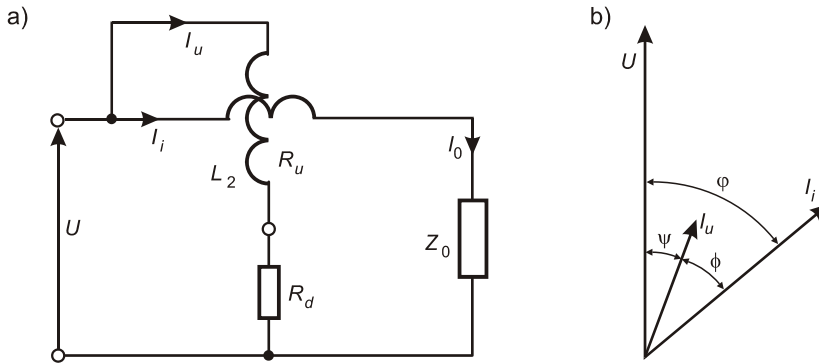
Współcześnie stosowane są również inne przetworniki, typu elektronicznego, które pozwalają zmniejszyć zarówno zakresy pomiarowe, jak i moce pobierane. Przetworniki elektroniczne pozwalają na uzyskanie wyniku pomiaru w postaci analogowej lub cyfrowej, co ułatwia dalsze przetwarzanie sygnału. Dla realizacji operacji mnożenia wykorzystuje się tu zarówno elementy z charakterystyką kwadratową, np. przetworniki termoelektryczne, czy przetworniki hallotronowe, jak i mikroprocesorowe układy z przetwornikami A/C i mnożeniem chwilowych wartości prądu i napięcia.

Do pomiarów mocy o wyższych częstotliwościach stosuje się watomierze termoelektryczne, budowane w klasie 2,5.

4.1.1. Watomierze elektrodynamiczne (ED)

Watomierze elektrodynamiczne należą do najdokładniejszych przyrządów analogowych, wykonywane są w klasach dokładności 0,05; 0,1; 0,5. W niższych klasach dokładności wykorzystuje się urządzenia ferrodynamiczne, o klasach dokładności 0,1; 1; 1,5.

Układ połączeń watomierza elektrodynamicznego jest przedstawiony na rys. 4.1a, natomiast rys. 4.1b przedstawia wykres fazorowy napięcia U oraz prądów w cewce napięciowej I_u oraz w cewce prądowej I_i .



Rys. 4.1. Watomierz elektrodynamiczny: a) układ połączeń cewek, b) wykres fazorowy prądów i napięcia watomierza nieskompensowanego; φ – kąt pomiędzy prądem i napięciem obciążenia, Ψ – kąt pomiędzy napięciem i prądem płynącym przez cewkę napięciową watomierza, ϕ – efektywny kąt pomiędzy prądami płynącymi przez cewki watomierza

Dla oznaczeń na rys. 4.1a, gdy: $L_2 = \frac{dI_u}{dt} \approx 0$ prąd $I_u = \frac{U}{R}$, gdzie $R = R_u + R_d$, mamy:

$$\alpha = \frac{1}{kR} UI \frac{dL_{12}}{d\alpha} \quad (4.1)$$

Przetworniki elektrodynamiczne stosowane w watomierzach są konstruowane tak, aby $\frac{dL_{12}}{d\alpha} = \text{const}$. Wtedy równanie przetwarzania watomierza ED przyjmuje postać:

$$\alpha = \frac{c}{kR} UI = S_w P \quad (4.2)$$

gdzie S_w – czułość watomierza.

Ze względu na brak w obwodzie magnetycznym elementów ferromagnetycznych, watomierze elektrodynamiczne mogą być stosowane do pomiaru mocy przy prądzie stałym i zmiennym. Przy przebiegach sinusoidalnych napięcia $u(t) = U_m \sin \omega t$ i prądu $i(t) = I_m \sin(\omega t - \varphi)$, wskazanie watomierza wynosi:

$$\alpha = S_w UI \cos \varphi \quad (4.3)$$

Ze względu na indukcyjność cewki napięciowej, w watomierzu ED prąd płynący przez tę cewkę I_u zależy od częstotliwości i opóźnia się w stosunku do napięcia U o kąt Ψ (rys.4.1b). Jeżeli indukcyjność cewki wynosi L_u , to przy napięciu sinusoidalnym o pulsacji ω , prąd cewki napięciowej I_u jest określony wzorem:

$$I_u = \frac{U}{Z_u} \quad (4.4)$$

gdzie: $Z_u = (R_d + R_u) + j\omega L_u$, $\Psi = \text{arctg} \frac{\omega L_u}{R_u + R_d}$;

R_u – rezystancja cewki napięciowej,

R_d – rezystancja posobnika,
 L_u – indukcyjność cewki napięciowej.

Kąt Ψ jest niewielki i wynosi najwyżej kilkanaście minut kątowych ze względu na to, że rezystancja obwodu napięciowego jest wielokrotnie większa od jego reaktancji ωL_u . Tym nie mniej błąd częstotliwościowy spowodowany indukcyjnością cewki napięciowej watomierza jest kompensowany za pomocą specjalnych układów. Najczęściej stosowany sposób kompensacji polega na bocznikowaniu posobników kondensatorami.

Jak wynika z rys. 4.1b wskazania watomierza będą proporcjonalne do mocy czynnej, gdy $\Psi = 0$ (gdyż $\phi = \varphi - \Psi$). Jeżeli watomierz nie jest całkowicie skompensowany, tak że istnieje pewien kąt Ψ , to powstaje (zależny od częstotliwości) błąd pomiaru, którego wartość wynosi:

$$\delta P = \frac{UI[\cos(\varphi - \Psi) - \cos\varphi]}{UI \cos\varphi} = \frac{\cos(\varphi - \Psi)}{\cos\varphi} - 1 = \cos\Psi + \sin\Psi \operatorname{tg}\varphi - 1. \quad (4.5)$$

Kąt Ψ jest mały ($\cos\Psi \approx 1$, $\sin\Psi \approx \Psi$), a więc

$$\delta P = \Psi \operatorname{tg}\varphi \quad (4.6)$$

Jak z tego wynika, błąd δP zależy od nie tylko od przesunięcia fazowego między napięciem a prądem obwodu napięciowego, ale także od $\cos\varphi$ odbiornika.

Ze względu na koszt ustroju elektrodynamicznego, watomierze tego typu są zwykle budowane jako wielozakresowe o niezależnej zmianie zakresów napięciowych i prądowych. Dla osiągnięcia lepszej czytelności, ich podziałki nie są skalowane w jednostkach mocy, lecz podawana jest tylko jedna podziałka, ocyfrowana w działkach. Dla określenia mocy ze wskazań watomierza konieczna jest znajomość jego stałej. Wtedy moc wskazana przez watomierz P_w określona jest zależnością $P_w = C_w \alpha$.

Stała watomierza C_w wyrażana w W/dz dla danego zakresu napięciowego U_n i prądowego I_n oraz znamionowego współczynnika mocy $\cos\varphi_n$ określona jest zależnością

$$C_w = \frac{P_n}{\alpha_n} = \frac{U_n I_n \cos\varphi_n}{\alpha_n} \quad (4.7)$$

gdzie: U_n – napięcie znamionowe danego zakresu w voltach;
 I_n – prąd znamionowy w amperach;
 α_n – znamionowa liczba działek na podziałce;
 $\cos\varphi_n$ – znamionowy współczynnik mocy watomierza.

Znamionowy współczynnik mocy jest dla danego watomierza wartością stałą, podawaną na skali przyrządu. Jeśli jest on mniejszy od 1, powoduje korekcję (zmniejszenie) stałej watomierza, przydatną dla pomiarów w obwodach o małym współczynniku mocy (pomiaru stratności kondensatorów, dławików itp.). Fizycznie kąt φ_n nie oznacza żadnego kąta w konstrukcji watomierza.

Jeżeli znamionowy współczynnik mocy równa się jedności ($\cos\varphi_n = 1$), to zwykle nie podaje się tej informacji na podziałce.

4.1.2. Wpływ czynników zakłócających

Można wymienić trzy czynniki zakłócające pracę watomierza: obce pola magnetyczne, temperaturę, częstotliwość prądu w badanym obwodzie.

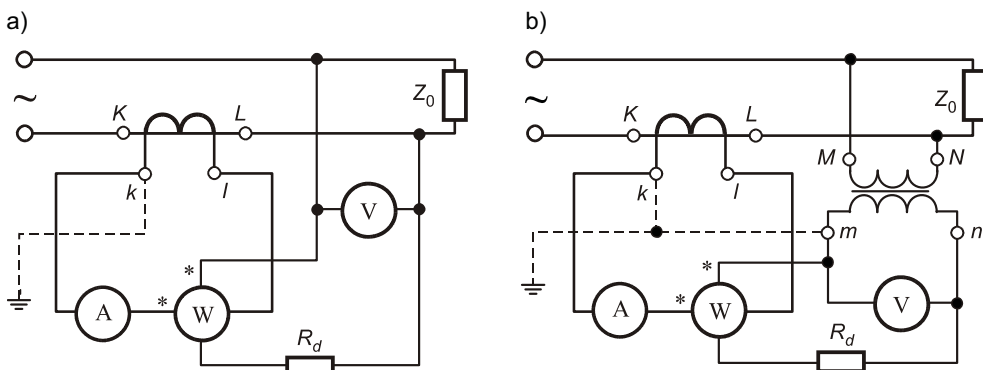
Wpływ obcego pola magnetycznego na wskazania przyrządów elektrodynamicznych może być znaczny, ponieważ pola magnetyczne wytwarzane przez cewkę prądową i napięciową watomierza są niewielkie. Wpływ tych pól można zmniejszyć przez zastosowanie ekranu lub astatyczną konstrukcję. Przy bardzo silnych polach zewnętrznych stosuje się oba sposoby łącznie. W przypadku przyrządów ferrodynamicznych, w których jest znacznie silniejsze pole własne przyrządu, wpływ obcego pola magnetycznego jest znikomy, natomiast mogą wystąpić błędy wynikające ze strat na prądy wirowe i histerezę.

Częstotliwość wpływa na reaktancje obwodu napięciowego, co powoduje błędy pomiaru zgodnie ze wzorem 4.6. Układy kompensacji częstotliwości pozwalają uzyskać w zakresie do 1000 Hz błąd dodatkowy nie przekraczający błędu wynikającego z klasy dokładności.

Ze zmianą temperatury zmieniają się dwa parametry: rezystancja obwodu napięciowego (a więc także prąd I_u) oraz elastyczność sprężynek zwracających. Oba te wpływy częściowo się kompensują.

4.1.3. Rozszerzenie zakresu pomiarowego

Jeśli prąd lub napięcie w obwodzie kontrolowanym przekraczają zakresy watomierza, należy do pomiarów użyć przekładników. Są to specjalne transformatory do pomiarów prądu lub napięcia. W sieciach niskiego napięcia do rozszerzenia zakresu napięciowego watomierza można wykorzystać posobnik. Prąd znamionowy cewki napięciowej watomierza jest znormalizowany (np. $I_{un} = 30 \text{ mA}$). Na rysunku 4.2. przedstawiono przykładowe układy połączeń watomierza z przekładnikami. Wprowadzenie przekładników w tor pomiarowy powoduje, że błędy przekładników sumują się z błędami watomierza, w efekcie błędy przekładników: prądowy, napięciowy i oba kątowe zwiększają błąd pomiaru mocy. Wpływ dodatkowych błędów, szczególnie fazowego, jest największy w pomiarach mocy przy niskim współczynniku mocy.

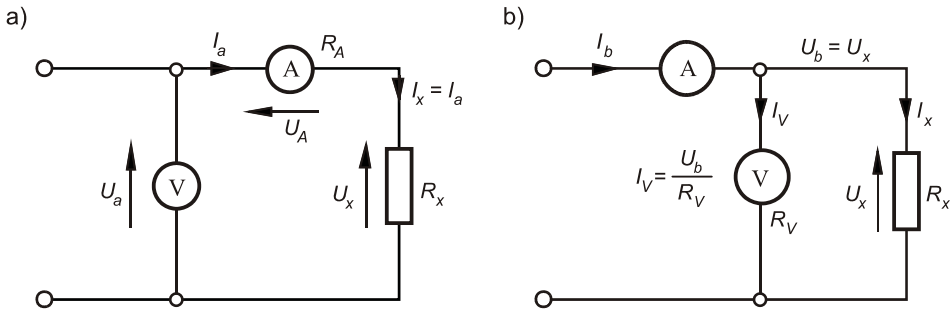


Rys. 4.2. Pomiar mocy z przekładnikami pomiarowymi: a) układ z przekładnikiem prądowym $P = k_i P_w$, b) układ z przekładnikiem prądowym i napięciowym $P = k_i k_u P_w$

Istnieją dwa możliwe układy połączeń woltomierza. Ponieważ te układy i zależności są analogiczne do układów pomiaru rezystancji metodą techniczną, dlatego w pierwszej kolejności zostaną omówione właśnie układy pomiaru rezystancji metodą techniczną.

4.1.4. Układy połączeń woltomierza i amperomierza w metodzie technicznej pomiaru rezystancji

Pomiar rezystancji jest możliwy poprzez pomiar prądu płynącego przez badany obiekt i spadku napięcia na tym obiekcie. Jest to techniczna metoda pomiaru. Stosuje się ją przede wszystkim wtedy, gdy rezystancja zależy od wartości płynącego przez nią prądu. Inne metody, np. mostkowe nie dają wtedy wyczerpującej informacji. Niestety w tej metodzie nie możemy jednocześnie pomierzyć poprawnie prądu i napięcia. Zawsze tylko jedna z tych wielkości jest mierzona poprawnie. Wynika to z poniższych schematów, na których przedstawiono możliwe konfiguracje woltomierza i amperomierza.



Rys. 4.3. Układy do pomiaru rezystancji metodą techniczną:

a) układ poprawnie mierzonego prądu; b) układ poprawnie mierzonego napięcia

Przy obliczaniu wartości rezystancji zmierzonej w układach przedstawionych na rys. 4.3 ze wskazań woltomierza U_a i amperomierza I_a wyznaczonej jako np. $R_a = U_a / I_a$, bez uwzględnienia poboru mocy przez przyrządy, popełnia się błąd systematyczny zwany błędem metody. Błąd ten można obliczyć uwzględniając spadek napięcia na amperomierzu – układ a), lub pobór prądu przez woltomierz – układ b).

W układzie a) amperomierz mierzy poprawnie prąd płynący przez badaną rezystancję; $I_a = I_x$, natomiast wskazania woltomierza U_a są zawyżone o wartość napięcia na amperomierzu o rezystancji R_A ; ($U_a = U_x + I_a R_A$). Poprawną wartość rezystancji odbiornika wyznacza się z zależności:

$$R_x = \frac{U_x}{I_x} = \frac{U_a - I_a R_A}{I_a} = R_a - R_A = R_a \left(1 - \frac{R_A}{R_a} \right) \quad (4.8)$$

Bez poprawki mierzy się w tym układzie rezystancję za dużą o rezystancję amperomierza.

W układzie b) woltomierz mierzy prawidłowo napięcie na badanej rezystancji $U_b = U_x$, natomiast wskazania amperomierza I_b są zawyżone o prąd woltomierza $I_V = U_b / R_V$

$$I_b = I_x + I_V = I_b + \frac{U_b}{R_V} \quad (4.9)$$

Prawidłowa wartość mierzonej rezystancji wynosi:

$$R_x = \frac{U_x}{I_x} = \frac{U_b}{I_b - I_V} = R_b \frac{R_V}{R_V - R_b} = R_b \left(1 + \frac{R_b}{R_V - R_b} \right) \quad (4.10)$$

Bez poprawki mierzy się rezystancję za małą. Systematyczny błąd metody jest tu ujemny i wynosi:

$$\delta R_b = -\frac{R_b}{R_V - R_b} \approx -\frac{R_x}{R_V} \approx -\frac{R_V}{R_x} \quad (4.11)$$

Błąd będzie mały dla małej rezystancji odbiornika R_x w stosunku do rezystancji woltomierza R_V .

Istnieje pewna graniczna wartość rezystancji mierzonej R_{xgr} , przy której błąd pomiaru, wynikający z pominięcia rezystancji mierników, jest jednakowy w obu układach

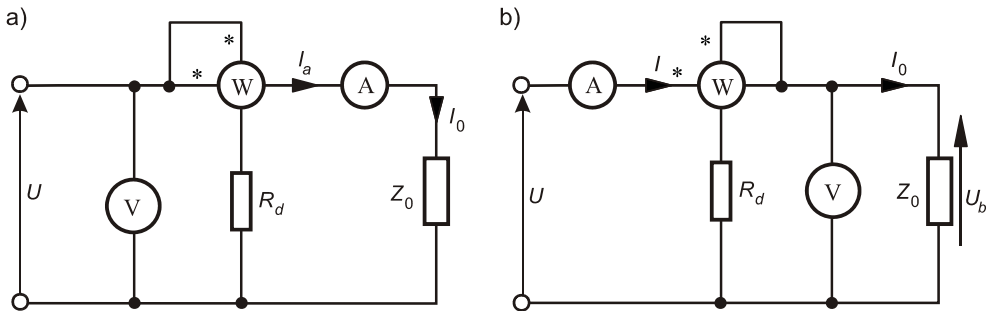
$$\delta R_a = \delta R_b \quad \frac{R_A}{R_{xgr}} \approx \frac{R_{xgr}}{R_V} \quad (4.12)$$

Wartość rezystancji granicznej można wyznaczyć z zależności przybliżonej

$$R_x = R_{xgr} = \sqrt{R_A \cdot R_V} \quad (4.13)$$

4.1.5. Włączanie watomierza

Sytuacja komplikuje się, jeśli w układzie pomiarowym oprócz woltomierza i amperomierza umieścimy jeszcze watomierz do pomiaru mocy, jak na rysunku 4.4. Gwiazdki na rysunku oznaczają początki cewek watomierza: napięciowej i prądowej. Podobnie oznaczone są początki cewek na rzeczywistym przyrządzie.



Rys. 4.4. Pomiar mocy w układach jednofazowych: a) układ z poprawnie mierzonym prądem odbiornika, b) układ z poprawnie mierzonym napięciem odbiornika

Analogicznie jak w metodzie technicznej pomiaru rezystancji, spotyka się dwa układy włączenia watomierzy, jak pokazano na rys. 4.4:

- z poprawnie mierzonym prądem odbiornika,
- z poprawnie mierzonym napięciem odbiornika.

W układzie a) watomierz wskazuje za dużo o straty mocy w obwodach prądowych; prawidłowa wartość mocy pobranej przez odbiornik wynosi

$$P_0 = I_a^2 \cdot R_0, \quad R_0 = P_w - \Delta P, \quad P_0 = P_w - \Delta P, \quad P_0 = P_w - I_a^2 (R_A + R_i) \quad (4.14)$$

W układzie b) watomierz wskazuje za dużo o straty mocy w obwodach napięciowych, a poprawna wartość mocy pobieranej przez odbiornik wynosi

$$P_0 = \frac{U_b^2}{R_0} = P_w - \Delta P, \quad P_0 = P_w - U_b^2 \left(\frac{1}{R_u + R_d} + \frac{1}{R_v} \right) \quad (4.15)$$

gdzie: P_0 – prawidłowa moc pobrana przez odbiornik;

P_w – wskazania watomierza;

I_a – wskazania amperomierza;

U_b – wskazania woltomierza;

R_A, R_V, R_i, R_u, R_d – rezystancje odpowiednich mierników i posobnika.

Poprawki ΔP dają się zmierzyć. W układzie według rysunku 4.5a) przełącznik P_1 w pozycji „a” przełączamy przełącznik P_2 w pozycję 1, przy czym należy zwrócić uwagę na zmianę stałej watomierza. Dla układu b) przerywamy obwód prądowy wyłącznikiem W_2 (rys. 4.5).

Straty mocy w woltomierzu i w obwodzie napięciowym watomierza lub w amperomierzu i obwodzie prądowym watomierza uwzględnia się wtedy, gdy przekraczają dopuszczalny błąd pomiaru. Przy pomiarach dużych mocy, co wymaga zastosowania przekładników pomiarowych, poprawki wynikające z poboru mocy przez przyrządy można zaniedbać.

W oparciu o pomiar mocy, prądu i napięcia w układach przedstawionych na rys. 4.5 można wyznaczyć impedancję odbiornika Z_0 oraz jej składową czynną (rezystancję) R_0 oraz bierną X_0 (indukcyjność L_0 lub pojemność C_0). Dla odbiornika o charakterze indukcyjnym jego parametry wyznaczone w układzie a) określają zależności

$$Z_0 = \frac{U_0}{I_0}; \quad R_0 = \frac{U_0^2}{P_0}; \quad L_0 = \frac{1}{\omega} \sqrt{Z_0^2 - R_0^2} \quad (4.16)$$

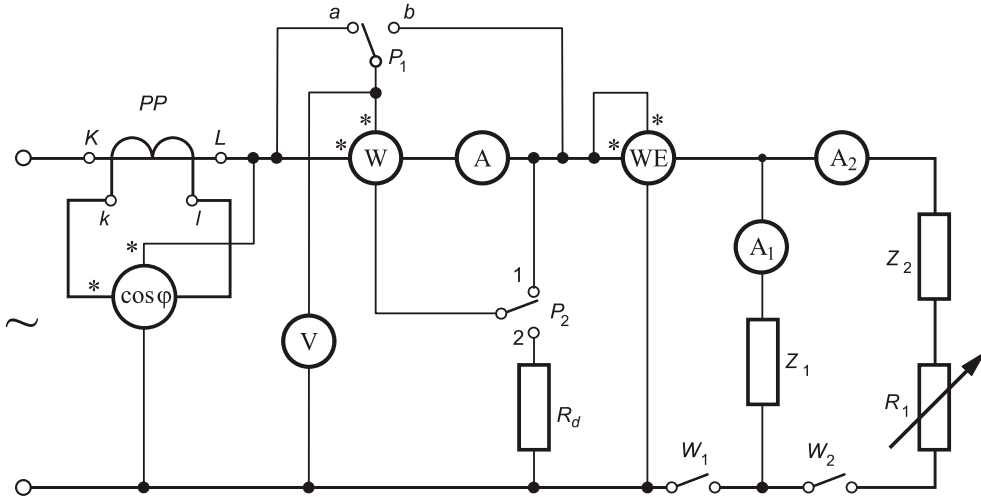
4.2. Przebieg ćwiczenia

W trakcie ćwiczenia należy:

1. Zmierzyć rezystancję mierników na zakresach używanych w ćwiczeniu.
2. Obliczyć stałe watomierza dla wszystkich zakresów pomiarowych.
3. Wykonać pomiary mocy, prądu i napięcia przy obciążeniu indukcyjnym oraz indukcyjno-pojemnościowym w obu układach połączeń watomierza.
4. Określić poprawkę pomiarową w obu układach: z poprawnym prądem i poprawnym napięciem.
5. Obliczyć współczynnik mocy dla poszczególnych punktów pomiarowych
6. Wykonać pomiary parametrów obwodu watomierzem elektronicznym

4.2.1. Sposób przeprowadzenia pomiarów

Zmontować układ zgodnie ze schematem z rys. 4.5.



Rys. 4.5. Układ połączeń; W – watomierz laboratoryjny; A, A_1, A_2 – amperomierze; V – woltomierz; $\cos\varphi$ – miernik współczynnika mocy; PP – przekładnik prądowy; Z_1 – dławik lub kondensator; Z_2 – dławik; R_2 – opornik suwakowy; R_d – posobnik; W_1, W_2 – łączniki jednobiegunowe; WE – watomierz elektroniczny

Kierunek odchylenia wskazówki watomierza zależy od zwrotów prądów płynących przez cewkę nieruchomą i ruchomą. Początki cewek prądowych oznaczone są literą K lub gwiazdką (*), a cewek napięciowych – przez U_k lub U^* . Należy zachować zasady:

- cewkę prądową watomierza łączymy szeregowo z odbiornikiem (początek cewki od strony zasilania)
- cewkę napięciową włączamy równolegle do odbiornika, a jej początek łączymy z początkiem lub końcem cewki prądowej,
- posobnik łączymy do końca cewki napięciowej aby różnica potencjałów między cewkami nie była duża (ze względu na możliwość uszkodzenia izolacji przetwornika).

Dokonując pomiarów w układzie b) należy zachować nastawienie odbiornika i mierników z układu a).

Wyniki w trakcie ćwiczenia zapisać bez uwzględnienia poboru mocy przez mierniki. Po zakończeniu zajęć wykonać obliczenia wartości mocy czynnej, biernej, pozornej oraz współczynnika mocy, uwzględniając moc pobraną przez przyrządy.

4.2.2. Pomiar mocy przy obciążeniu indukcyjnym

Jako Z_1 do układu należy dołączyć dławik.

Pomiary należy wykonać dla czterech wartości prądu, wskazanych przez prowadzącego.

Wskazania watomierza zapisujemy jako liczbę działek, notując również aktualne zakresy napięcia i prądu.

Poprawki określić zgodnie z punktem 4.1.5.

Zapisać następujące wyniki pomiarów watomierzem elektronicznym: moc, napięcie, prąd, impedancja obciążenia, współczynnik mocy.

4.2.3. Pomiar mocy przy obciążeniu pojemnościowym

Jako Z_1 do układu należy dołączyć kondensator.
Pozostałe uwagi do wykonania pomiarów jak w punkcie 4.2.2.

4.3. Dyskusja wyników

- Wyjaśnić różnice pomiędzy δP_{obl} i δP_{pom} .
- W jakim układzie straty mocy w przyrządach będą mniejsze i dlaczego?
- Wyjaśnić dlaczego przy pewnych obciążeniach amperomierz A wskazuje mniej niż amperomierz A_1 .
- Narysować wykresy fazorowe dla układu a).
- Podać największą różnicę wskazań watomierza elektromechanicznego i elektronicznego.

4.4. Pytania kontrolne

1. Zasada pomiaru mocy watomierzem elektrodynamicznym.
2. Podaj wady i zalety watomierzy: elektrodynamicznych i ferrodynamicznych.
3. Omówić wpływ obcych pól magnetycznych i częstotliwości na wskazania watomierza.
4. Jakie są możliwości rozszerzenia zakresu prądowego i napięciowego watomierza.
5. Dlaczego do pomiaru mocy prądu zmiennego łącznie z watomierzem należy stosować amperomierz i woltomierz.
6. Czy na podstawie pomiarów mocy, napięcia i prądu można określić rodzaj obciążenia (R , L , czy R , C).
7. Kiedy i dlaczego stosuje się watomierze o $\cos \varphi_n < 1$.
8. Obliczyć moc odbiornika, jeżeli watomierz o parametrach znamionowych: 500 V, 5 A, 100 dz, odchyła się na 60 dz.
9. W metodzie technicznej pomiaru rezystancji – kiedy jest lepiej stosować układ z poprawnie mierzonym prądem, a kiedy z poprawnie mierzonym napięciem?
10. Co to jest oporność graniczna w metodzie technicznej pomiaru rezystancji?

Literatura

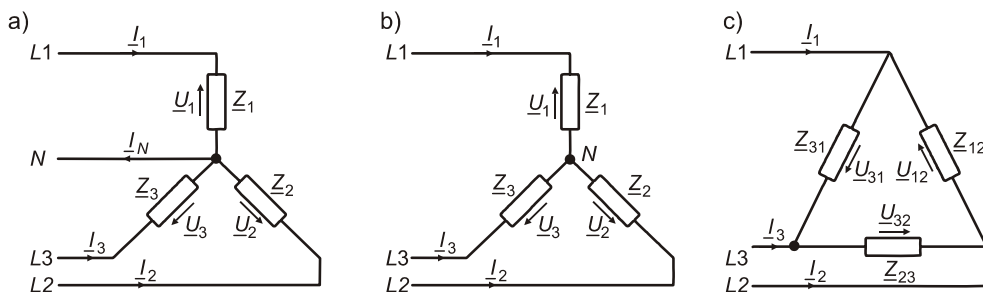
- [1] Chwaleba A., Poniński M., Siedlecki A.: Metrologia elektryczna. Warszawa, WNT 2009.
[2] Marcyniuk A.: Podstawy miernictwa elektrycznego. Gliwice, Wyd. Politechniki Śląskiej 2002.

Pomiary mocy w obwodach trójfazowych

5.1. Wstęp

Obwód trójfazowy można rozpatrywać jako trzy niezależne obwody jednofazowe, w których występują napięcia źródłowe sinusoidalne o jednakowej częstotliwości przesunięte względem siebie w fazie o kąt $2\pi/3$. Obwody takie stanowią obwód trójfazowy nieskojarzony. Poszczególne obwody takiego układu nazywamy fazami, przy czym napięcie fazy drugiej $L2$ opóźnia się w stosunku do napięcia fazy pierwszej $L1$ o kąt $2\pi/3$ a napięcie fazy trzeciej $L3$ jest opóźnione w stosunku do napięcia fazy $L2$ również o kąt $2\pi/3$. Obwody trójfazowe nieskojarzone nie są powszechnie stosowane. W elektroenergetyce znalazły zastosowanie przede wszystkim obwody trójfazowe skojarzone.

Obwód trójfazowy będzie obwodem skojarzonym, gdy poszczególne fazy będą ze sobą w odpowiedni sposób połączone. Rozróżnia się trzy podstawowe sposoby połączenia obwodów trójfazowych: połączenie w gwiazdę w układzie czteroprzewodowym, połączenie w gwiazdę w układzie trzyprzewodowym oraz połączenie w trójkąt.



Rys. 5.1. Schemat odbiornika trójfazowego połączonego: a) w gwiazdę w układzie czteroprzewodowym b) w gwiazdę w układzie trzyprzewodowym, c) w trójkąt.

Połączenie w gwiazdę zarówno w układzie trzyprzewodowym jak i czteroprzewodowym realizuje się łącząc ze sobą początki wszystkich uzwojeń poszczególnych faz. Wspólny punkt trzech faz nazywany jest punktem neutralnym N , przewody nazywane są fazowymi, napięcie pomiędzy przewodem fazowym i punktem neutralnym nazywa się napięciem fazowym, natomiast napięcie pomiędzy dwoma przewodami fazowymi nazywane jest napięciem międzyfazowym. Połączenie w trójkąt realizowane jest poprzez połączenie końca uzwojenia danej fazy z początkiem uzwojenia kolejnej fazy. W układach trójfazowych zarówno źródła jak i odbiorniki mogą zostać połączone w jeden z wyżej opisanych sposobów. W sytuacji, gdy napięcia zasilające mają takie same moduły i kąty przesunięcia a wartości impedancji obciążenia Z w poszczególnych fazach są równe co do modułu i argumentu układ trójfazowy jest układem symetrycznym. Natomiast układ, w którym nie zachodzą

dzi przynajmniej jedna z wyżej wymienionych równości nazywany jest układem niesymetrycznym.

Moc pobierana przez odbiorniki w układach trójfazowych jest sumą mocy w poszczególnych fazach:

$$P_c = P_1 + P_2 + P_3, \quad Q_c = Q_1 + Q_2 + Q_3, \quad (5.1)$$

gdzie: P_c, Q_c – całkowita moc odpowiednio czynna i bierna, P_1, P_2, P_3 – moc czynna odpowiednio w fazie pierwszej, drugiej i trzeciej, Q_1, Q_2, Q_3 – moc bierna odpowiednio w fazie pierwszej, drugiej i trzeciej.

W przypadku, gdy układ trójfazowy jest układem symetrycznym moce w poszczególnych fazach mają taką samą wartość, zatem całkowita moc pobierana przez odbiornik jest trzykrotnie większa niż moc w jednej, dowolnej fazie.

$$P_c = 3 \cdot P_1 = 3 \cdot P_2 = 3 \cdot P_3, \quad Q_c = 3 \cdot Q_1 = 3 \cdot Q_2 = 3 \cdot Q_3. \quad (5.2)$$

Do pomiarów mocy w układach trójfazowych wykorzystuje się głównie watomierze. Sposób podłączenia mierników jest uzależniony od połączenia układu (czteroprzewodowy lub trzyprzewodowy), typu odbiorów (niesymetryczne lub symetryczne) oraz od rodzaju mierzonej mocy (czynna, bierna).

5.2. Pomiar mocy w układzie trójfazowym czteroprzewodowym

Układ trójfazowy, czteroprzewodowy jest powszechnie stosowany w sieciach niskiego napięcia do 1 kV. Obok trzech przewodów fazowych istnieje przewód neutralny, zatem w układzie trójfazowym czteroprzewodowym występują trzy napięcia fazowe $\underline{U}_{1N}, \underline{U}_{2N}, \underline{U}_{3N}$, trzy napięcia międzyfazowe $\underline{U}_{12}, \underline{U}_{23}, \underline{U}_{31}$ oraz cztery prądy $\underline{I}_1, \underline{I}_2, \underline{I}_3, \underline{I}_N$. Odpowiednie zależności pomiędzy tymi wielkościami fizycznymi pozwalają na wyznaczanie mocy czynnych, biernych i pozornych.

5.2.1. Pomiar mocy czynnej

W układach trójfazowych moc czynna dla każdej z faz wynosi:

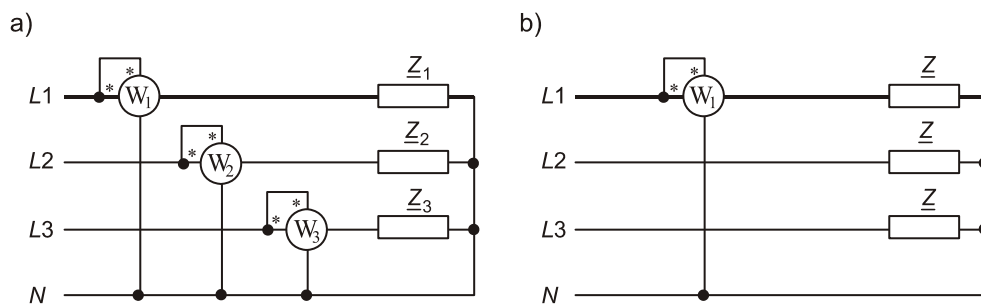
$$P_1 = U_{1N} \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1, \quad P_2 = U_{2N} \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2, \quad P_3 = U_{3N} \cdot I_3 \cdot \cos \varphi_3. \quad (5.3)$$

gdzie: P_1, P_2, P_3 – moce czynne odpowiednio w fazie pierwszej, drugiej i trzeciej, U_{1N}, U_{2N}, U_{3N} – napięcia fazowe odpowiednio w fazie pierwszej, drugiej i trzeciej, I_1, I_2, I_3 – prądy odpowiednio w fazie pierwszej, drugiej i trzeciej, $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ – kąty przesunięcia między prądem i napięciem w odpowiednich fazach.

Zatem całkowita moc czynna P_c wyniesie:

$$P_c = U_{1N} \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 + U_{2N} \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2 + U_{3N} \cdot I_3 \cdot \cos \varphi_3. \quad (5.4)$$

Moc czynną w układzie trójfazowym czteroprzewodowym niesymetrycznym można mierzyć wykorzystując trzy watomierze. Schemat połączeń watomierzy do pomiaru mocy czynnej w układzie czteroprzewodowym niesymetrycznym przedstawiony jest na rysunku 5.2 a.



Rys. 5.2. Schemat układ do pomiaru mocy czynnej w układzie trójfazowym czteroprzewodowym: a) niesymetrycznym b) symetrycznym

Moc całkowitą w omawianym układzie oblicza się jako sumę wskazań trzech watomierzy.

W układzie trójfazowym czteroprzewodowym symetrycznym do pomiaru mocy czynnej można wykorzystać jeden watomierz. W celu wyznaczenia mocy całkowitej wystarczy pomnożyć wskazanie watomierza przez trzy.

$$P_c = 3 \cdot P_1 = 3 \cdot U_{1N} \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1. \quad (5.5)$$

Schemat połączenia watomierza do pomiaru mocy czynnej w układzie trójfazowym czteroprzewodowym symetrycznym przedstawiony jest na rysunku 5.2b. Watomierz do pomiaru mocy czynnej w układzie symetrycznym może zostać włączony w dowolną fazę.

5.2.2. Pomiar mocy biernej

W układach trójfazowych moc bierna dla poszczególnych faz wynosi:

$$\begin{aligned} Q_1 &= U_{1N} \cdot I_1 \cdot \cos(\varphi_1 - \pi/2) = U_{1N} \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1 \\ Q_2 &= U_{2N} \cdot I_2 \cdot \cos(\varphi_2 - \pi/2) = U_{2N} \cdot I_2 \cdot \sin \varphi_2 \\ Q_3 &= U_{3N} \cdot I_3 \cdot \cos(\varphi_3 - \pi/2) = U_{3N} \cdot I_3 \cdot \sin \varphi_3 \end{aligned} \quad (5.6)$$

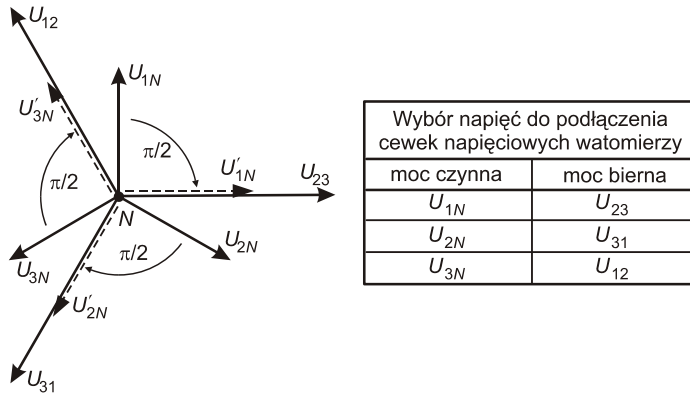
gdzie: Q_1, Q_2, Q_3 – moc bierna odpowiednio w fazie pierwszej, drugiej i trzeciej.

Zatem całkowita moc bierna wyniesie:

$$Q_c = U_{1N} \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1 + U_{2N} \cdot I_2 \cdot \sin \varphi_2 + U_{3N} \cdot I_3 \cdot \sin \varphi_3. \quad (5.7)$$

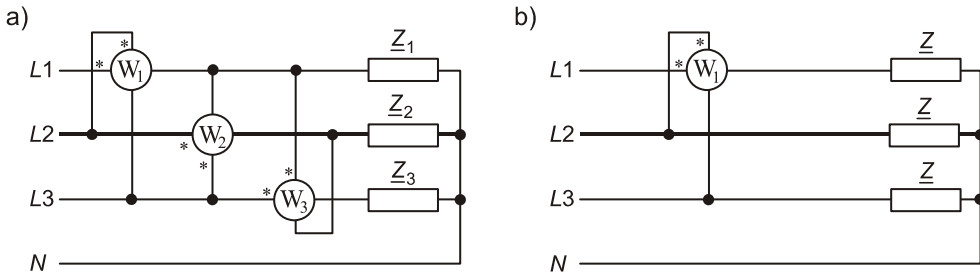
Moc bierna może zostać zmierzona za pomocą watomierzy, jednak najczęściej do pomiarów wykorzystuje się watomierze, których obwody napięciowe włączone są na napięcie opóźnione o kąt $\pi/2$ w stosunku do napięcia, na które watomierz jest włączony do pomiaru mocy czynnej. Ograniczeniem zastosowania tego sposobu pomiaru mocy biernej jest konieczność występowania symetrii napięć zasilających. W przypadku braku symetrii powstają dodatkowe błędy, które zależą od stopnia asymetrii napięć.

W celu wyznaczenia napięć, do których mogą zostać podłączone obwody napięciowe watomierzy do pomiaru mocy biernej można posłużyć się wykresem fazorowym, przedstawionym na rysunku 5.3.



Rys. 5.3. Wykres fazorowy napięć w układzie trójfazowym czteroprzewodowym

W sieci trójfazowej, czteroprzewodowej przy symetrii napięć standardowo występuje przesunięcie fazowe pomiędzy odpowiednimi napięciami fazowymi i międzyfazowymi o kąt $\pi/2$, przy czym moduły napięć międzyfazowych są $\sqrt{3}$ razy większe od fazowych. Stąd też wynika konieczność dobrania większego zakresu napięciowego watomierzy oraz uwzględnienia odpowiedniej poprawki dla napięć przy obliczaniu mocy biernej.



Rys. 5.4. Schemat układ do pomiaru mocy biernej w układzie trójfazowym czteroprzewodowym:
a) niesymetrycznym b) symetrycznym

Moc bierną w układzie trójfazowym czteroprzewodowym niesymetrycznym mierzy się wykorzystując trzy watomierze. Schemat połączeń watomierzy do pomiaru mocy biernej w układzie czteroprzewodowym niesymetrycznym przedstawiony jest na rysunku 5.4a.

Wskazania watomierzy w każdej fazie będą proporcjonalne do iloczynu odpowiedniego napięcia międzyfazowego, prądu fazowego i kosinusa kąta przesunięcia między prądem i napięciem międzyfazowym, zgodnie z zależnościami:

$$Q_{W1} = U_{23} \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_{W1}, \quad Q_{W2} = U_{31} \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_{W2}, \quad Q_{W3} = U_{12} \cdot I_3 \cdot \cos \varphi_{W3} \quad (5.8)$$

gdzie: Q_{W1} , Q_{W2} , Q_{W3} – wskazania watomierzy W_1 , W_2 i W_3 , U_{23} , U_{31} , U_{12} – napięcia międzyfazowe do podłączenia cewek napięciowych watomierzy do pomiaru mocy biernej odpowiednio W_1 , W_2 i W_3 , I_1 , I_2 , I_3 – prądy odpowiednio w fazie pierwszej, drugiej i trzeciej, φ_{W1} – kąt przesunięcia między prądem I_1 i napięciem międzyfazowym U_{23} , φ_{W2} – kąt przesunięcia między prądem I_2 i napięciem międzyfazowym U_{31} , φ_{W3} – kąt przesunięcia między prądem I_3 i napięciem międzyfazowym U_{12} .

Ze względu na fakt, iż cewki napięciowe watomierzy włączone są na napięcie międzyprzewodowe do wyznaczenia rzeczywistej mocy biernej w poszczególnych fazach należy podzielić wskazania watomierzy przez $\sqrt{3}$.

$$Q_1 = \frac{Q_{W1}}{\sqrt{3}}, \quad Q_2 = \frac{Q_{W2}}{\sqrt{3}}, \quad Q_3 = \frac{Q_{W3}}{\sqrt{3}}. \quad (5.9)$$

Całkowitą moc bierną Q_c w tym układzie oblicza się jako sumę wskazań trzech watomierzy, uwzględniając fakt, iż watomierze włączone są na napięcia międzyfazowe.

$$Q_c = Q_1 + Q_2 + Q_3 = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (Q_{W1} + Q_{W2} + Q_{W3}). \quad (5.10)$$

W układzie trójfazowym czteroprzewodowym symetrycznym do pomiaru mocy biernej można wykorzystać jeden watomierz. W celu wyznaczenia mocy biernej całkowitej wystarczy pomnożyć wskazanie watomierza $\sqrt{3}$ razy.

$$Q_c = 3 \cdot \frac{U_{23}}{\sqrt{3}} \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_{W1} = 3 \cdot \frac{Q_{W1}}{\sqrt{3}} = \sqrt{3} \cdot Q_{W1} = 3 \cdot Q_1. \quad (5.11)$$

Schemat połączenia watomierza do pomiaru mocy biernej w układzie trójfazowym czteroprzewodowym symetrycznym przedstawiony jest na rysunku 5.4b. Cewki prądowe watomierzy mogą zostać podłączone do dowolnej fazy, jednak należy pamiętać o doborze odpowiedniego napięcia międzyfazowego, opóźnionego o kąt $\pi/2$ względem napięcia fazy, do której została podłączona cewka prądowa watomierza.

5.2.3. Diagram prądów i napięć

Zgodnie z I prawem Kirchhoffa w układzie trójfazowym czteroprzewodowym suma prądów w trzech fazach i przewodzie neutralnym jest równa zero.

$$\underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3 + \underline{I}_N = 0. \quad (5.12)$$

Natomiast z II prawa Kirchhoffa wynika, iż suma napięć w oczku jest równa zero, zatem:

$$\underline{U}_{12} + \underline{U}_{23} + \underline{U}_{31} = 0, \quad \underline{U}_{1N} + \underline{U}_{2N} + \underline{U}_{3N} = 0. \quad (5.13)$$

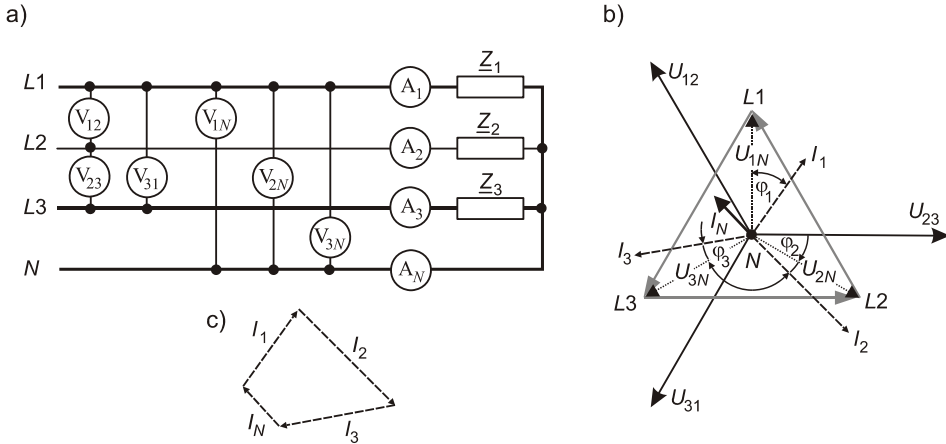
Diagram napięć buduje się wykreślając trójkąt napięć międzyfazowych o wierzchołkach w punktach $L1, L2, L3$.

Punkt neutralny N wyznacza się zakreślając cyrklem wartości napięć fazowych. Często, ze względu na ograniczoną dokładność pomiaru napięć zamiast punktu otrzymuje się figurę, ograniczoną trzema łukami. W takim przypadku przyjmuje się, iż punkt N znajduje się w środku otrzymanej figury.

Do zbudowania diagramu prądów oprócz znajomości modułów prądów konieczne jest wyznaczenie kątów przesunięcia fazowego między prądami i odpowiednimi napięciami. Do wyznaczenia tych kątów w każdej fazie należy posługiwać się zależnościami:

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{Q_1}{P_1}, \quad \operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{Q_2}{P_2}, \quad \operatorname{tg} \varphi_3 = \frac{Q_3}{P_3} \quad (5.14)$$

Zależności (5.19) pozwalają określić wartość i znak kąta przesunięcia fazowego. W przypadku obciążenia pojemnościowego moc bierna, a w konsekwencji i kąt przesunięcia fazowego między prądem i napięciem będą ujemne. Natomiast w przypadku obciążenia o charakterze indukcyjnym – dodatnie.



Rys. 5.5. Prądy i napięcia w układzie trójfazowym czteroprzewodowym:
a) schemat układu, b) diagram prądów i napięć, c) fazory prądów

Znając moduły prądów i kąty przesunięcia fazowego między prądami i napięciami można wykreślić czworobok jak na rysunku 5.5c.

5.3. Pomiar mocy w układzie trójfazowym trzyprzewodowym

Układ trójfazowy, trzyprzewodowy jest powszechnie stosowany w sieciach średniego napięcia. W sieciach niskiego napięcia na ogół wykorzystywany jest w miejscach objętych szczególnymi obostrzeniami przeciwporażeniowymi. W układzie tym nie wykorzystuje się przewodu neutralnego, zatem występują tu trzy napięcia międzyfazowe \underline{U}_{1N} , \underline{U}_{2N} , \underline{U}_{3N} oraz trzy prądy \underline{I}_1 , \underline{I}_2 , \underline{I}_3 . Napięcia fazowe \underline{U}_{1N} , \underline{U}_{2N} , \underline{U}_{3N} można mierzyć włączając woltomierze między przewody fazowe a punkt neutralny N . Podobnie jak w układach czteroprzewodowych można rozpatrywać zależności pomiędzy prądami i napięciami a mocą czynną, bierną i pozorną.

5.3.1. Pomiar mocy czynnej

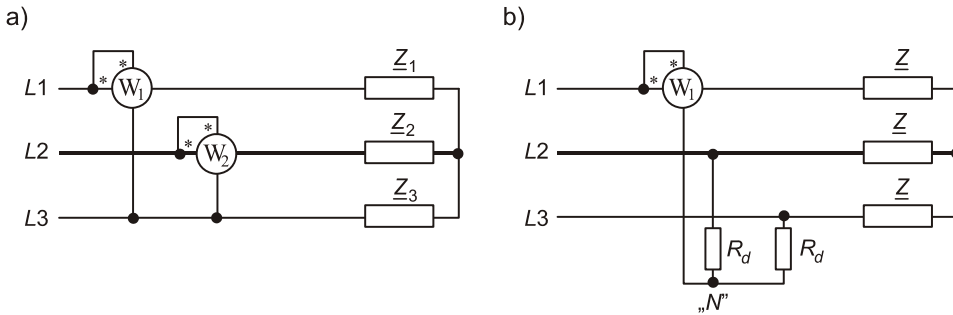
Do pomiaru mocy w układzie trójfazowym trzyprzewodowym można wykorzystać trzy watomierze, jednak w praktyce najczęściej stosuje się układ dwóch watomierzy nazywany układem Arona. [1, 2, 3, 4]

Zasadę układu Arona można wyjaśnić następująco: w sieci trójfazowej trzyprzewodowej suma wartości chwilowych prądów fazowych jest równa zero. Zatem,

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0. \quad (5.15)$$

Dla przypadku przedstawionego na rysunku 5.6 a zachodzi równość:

$$i_3 = -(i_1 + i_2). \quad (5.16)$$



Rys. 5.6. Schemat układ do pomiaru mocy czynnej w układzie trójfazowym trzyprzewodowym: a) niesymetrycznym b) symetrycznym

Podstawiając zależność 5.16 do wzoru na moc czynną otrzymuje się:

$$\begin{aligned} p &= u_1 \cdot i_1 + u_2 \cdot i_2 + u_3 \cdot i_3 = u_1 \cdot i_1 + u_2 \cdot i_2 - u_3 \cdot (i_1 + i_2) = \\ &= u_1 \cdot i_1 + u_2 \cdot i_2 - u_3 \cdot i_1 - u_3 \cdot i_2 = (u_1 - u_3) \cdot i_1 + (u_2 - u_3) \cdot i_2 = \\ &= u_{13} \cdot i_1 + u_{23} \cdot i_2. \end{aligned} \quad (5.17)$$

Na podstawie zależności (5.17) można stwierdzić, iż wynik pomiaru całkowitej mocy czynnej w układzie trójfazowym trzyprzewodowym przy wykorzystaniu dwóch, odpowiednio włączonych watomierzy będzie równoważny wynikowi uzyskanemu z pomiarów w układzie z trzema watomierzami. Całkowita moc czynna będzie sumą wskazań dwóch watomierzy W_1 i W_2 .

$$P_c = P_{W1} + P_{W2} = U_{13} \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 + U_{23} \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2 \quad (5.18)$$

gdzie: P_{W1} , P_{W2} – wskazania watomierzy W_1 i W_2 , U_{13} , U_{23} – napięcia międzyfazowe, I_1 , I_2 – prądy odpowiednio w fazie pierwszej i drugiej, φ_1 – kąt przesunięcia między prądem I_1 i napięciem U_{13} , φ_2 – kąt przesunięcia między prądem I_2 i napięciem U_{23} ,

Dla symetrycznego zasilania i obciążenia wskazania watomierzy będą wynosiły:

$$P_{W1} = U_{13} \cdot I_1 \cdot \cos(\varphi + 30^\circ), \quad P_{W2} = U_{23} \cdot I_2 \cdot \cos(\varphi - 30^\circ). \quad (5.19)$$

Ze wzoru (5.19) wynika, iż wskazania watomierzy w układzie Arona będą zależały od współczynnika mocy $\cos \varphi$. Dla obciążenia rezystancyjnego, gdy $\cos \varphi = 1$ wskazania watomierzy będą jednakowe i równe połowie mocy całkowitej.

$$P_{W1} = P_{W2} = \frac{\sqrt{3}}{2} U \cdot I. \quad (5.19)$$

Dla innych wartości współczynnika mocy wskazania watomierzy nie będą jednakowe. Szczególny przypadek zachodzi dla $\cos \varphi = 0,5$ ($\varphi = 60^\circ$). W tej sytuacji jeden z watomierzy będzie wskazywał wartość równą zero. Dla obciążeń o charakterze silnie indukcyjnym ($\cos \varphi < 0,5$) jeden z watomierzy będzie odchodził się w stronę wartości ujemnych. Należy wtedy zamienić doprowadzenia do zacisków cewki napięciowej watomierza a wynik pomiaru zapisać z ujemnym znakiem.

Podobne rozumowanie można przeprowadzić dla układów połączeń watomierzy do dwóch innych faz. Ogólna zasada włączania watomierzy do pomiaru mocy czynnej w ukła-

dzie Arona jest następująca: cewki prądowe włączane są na dwie dowolne fazy a początki cewek napięciowych połączone są z odpowiednimi początkami cewek prądowych. Natomiast końce cewek przyłączone są do trzeciego przewodu, do którego nie podłączono cewek prądowych watomierzy. Należy pamiętać, że w układzie Arona do pomiaru mocy czynnej cewki napięciowe watomierzy włączane są na napięcie międzyfazowe. Stąd też wynika konieczność dobrania odpowiedniego zakresu napięciowego watomierzy.

W układzie trójfazowym trzyprzewodowym symetrycznym do pomiaru mocy można wykorzystać jeden watomierz. Ponieważ watomierz powinien zostać włączony na prąd i napięcie fazowe konieczne jest utworzenie sztucznego punktu neutralnego „N”. Punkt ten można uzyskać wykorzystując dwa rezystory dodatkowe R_d , o rezystancji równej rezystancji cewki napięciowej watomierza. Rezystory te przyłącza się do przewodów fazowych, do których nie podłączono cewek watomierza. W ten sposób powstaje układ symetrycznej gwiazdy z sztucznym punktem neutralnym „N”.

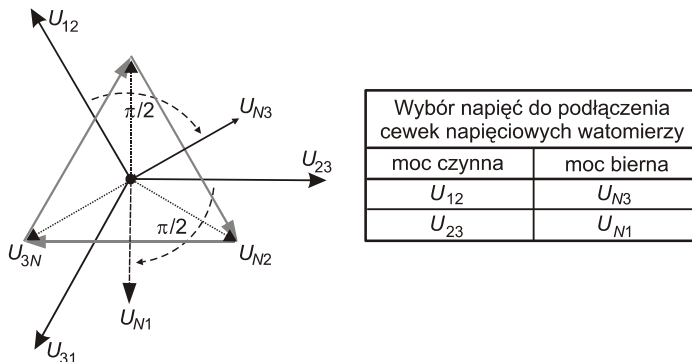
W celu wyznaczenia mocy całkowitej wystarczy pomnożyć wskazanie watomierza przez trzy. Zatem dla układu z rysunku 5.6 b moc czynna wyniesie:

$$P_c = 3 \cdot P_1 = 3 \cdot U_{1N} \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1. \quad (5.21)$$

Watomierz do pomiaru mocy czynnej w układzie symetrycznym może zostać włączony w dowolną fazę.

5.3.2. Pomiar mocy biernej

W układzie trójfazowym trzyprzewodowym zasilanym symetrycznie, podobnie jak w układzie czteroprzewodowym, do pomiaru mocy biernej można wykorzystać przesunięcie fazowe równe $\pi/2$ pomiędzy napięciami fazowymi i międzyfazowymi. W układzie Arona do pomiaru mocy czynnej cewki napięciowe watomierzy włączane są do napięć międzyfazowych, zatem do pomiaru mocy biernej zaciski cewek napięciowych powinny zostać dołączone do napięć fazowych.



Rys. 5.7. Wykres fazorowy napięć w układzie trójfazowym trzyprzewodowym

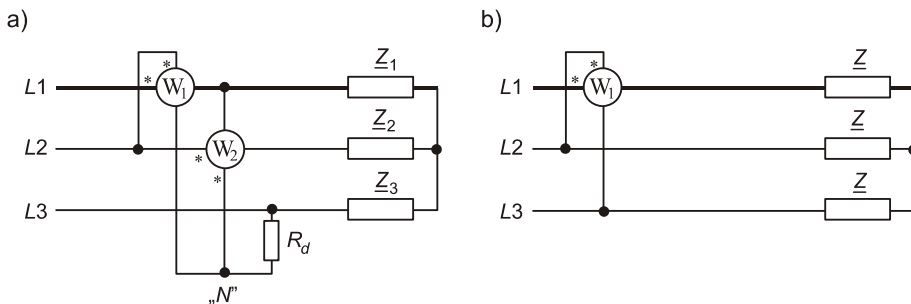
W układzie trzyprzewodowym nie ma przewodu neutralnego, zatem aby uzyskać napięcia fazowe konieczne jest utworzenie sztucznego punktu neutralnego „N”. Punkt „N” uzyskuje się wykorzystując dodatkowy rezystor R_d , połączony z cewkami napięciowymi watomierzy W_1 i W_2 . Całkowitą moc bierną wyznacza się jako sumę wskazań dwóch

watomierzy, przy uwzględnieniu faktu, iż moduły napięć fazowych, do których podłącza się cewki napięciowe watomierzy są $\sqrt{3}$ razy mniejsze od modułów napięć międzyfazowych.

Zatem dla układu z rysunku 5.8 a moc bierna wyniesie:

$$Q = \sqrt{3}Q_{W1} + \sqrt{3}Q_{W2} = \sqrt{3}(Q_{W1} + Q_{W2}). \quad (5.22)$$

Podobnie jak w przypadku pomiarów mocy czynnej w układzie Arona wskazania watomierzy, przy pomiarze mocy biernej zależą od kąta przesunięcia fazowego φ między prądem i napięciem. Dla pewnych wartości kąta φ wskazówka jednego z watomierzy może odchyłać się w stronę wartości ujemnych. Należy wtedy zamienić doprowadzenia do zacisków cewki napięciowej watomierza a wynik pomiaru zapisać z ujemnym znakiem.



Rys. 5.8. Schemat układ do pomiaru mocy biernej w układzie trójfazowym trzyprzewodowym: a) niesymetrycznym b) symetrycznym

Cewki prądowe watomierzy do pomiaru mocy biernej w układzie Arona można włączyć w dwie dowolne fazy. Należy jednak pamiętać o doborze odpowiednich napięć, opóźnionych o kąt $\pi/2$ względem napięć, na które watomierze były włączone w układzie do pomiaru mocy czynnej.

W układzie trójfazowym trzyprzewodowym symetrycznym do pomiaru mocy biernej można wykorzystać jeden watomierz. Schemat połączenia watomierza do pomiaru mocy biernej w tym układzie przedstawiony jest na rysunku 5.8 b. Całkowita moc bierna wyniesie:

$$Q_c = 3 \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot Q_{W1} = \sqrt{3} \cdot Q_{W1}. \quad (5.23)$$

Cewki prądowe watomierzy mogą zostać podłączone do dowolnej fazy, jednak należy pamiętać o doborze odpowiedniego napięcia międzyfazowego, opóźnionego o kąt $\pi/2$ względem napięcia fazy, do której została podłączona cewka prądowa watomierza.

5.3.3. Diagram prądów i napięć

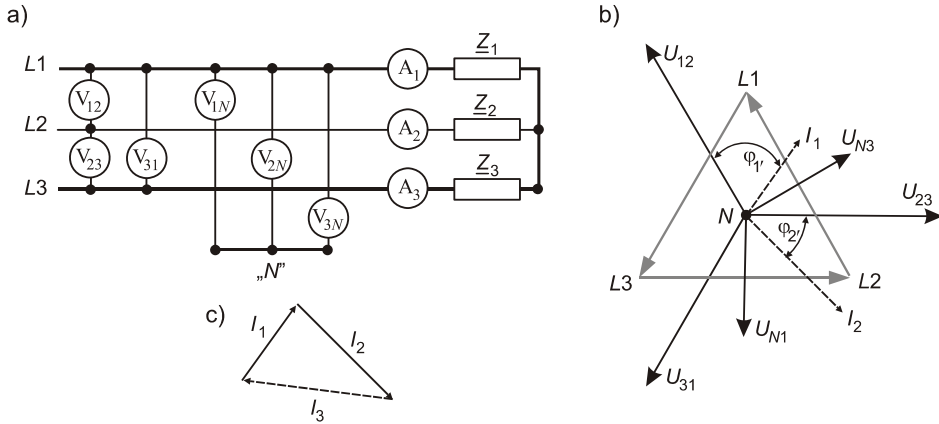
W układzie trójfazowym trzyprzewodowym, zgodnie z I prawem Kirchhoffa suma prądów w trzech fazach jest równa zero.

$$\underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3 = 0. \quad (5.24)$$

Natomiast z II prawa Kirchhoffa wynika, iż suma napięć w oczku jest równa zero, zatem:

$$\underline{U}_{12} + \underline{U}_{23} + \underline{U}_{31} = 0. \quad (5.25)$$

Diagram napięć buduje się podobnie jak w układzie czteroprzewodowym wykreślając trójkąt napięć międzyfazowych o wierzchołkach $L1, L2, L3$.



Rys. 5.9. Prądy i napięcia w układzie trójfazowym trzyprzewodowym: a) schemat układu, b) diagram prądów i napięć, c) fazory prądów

W celu wykreślenia fazorów prądów konieczna jest znajomość przesunięć fazowych pomiędzy odpowiednimi napięciami i prądami. Aby wyznaczyć kąty φ_1 i φ_2 należy wykorzystać zależności:

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{\sqrt{3} \cdot Q_{W1}}{P_{W1}}, \quad \operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot Q_{W2}}{P_{W2}}. \quad (5.26)$$

Ponieważ w układzie Arona wykorzystuje się tylko dwa watomierze, fazor prądu trzeciej fazy I_3 należy wyznaczyć na podstawie diagramu przedstawionego na rysunku 5.9c.

5.4. Moc pozorna

W układach trójfazowych symetrycznych całkowitą moc pozorną można obliczyć z zależności:

$$S_c = 3 \cdot U_f \cdot I_f = \sqrt{3} \cdot U_p \cdot I_p, \quad (5.27)$$

gdzie: U_p, I_p – napięcie międzyfazowe i prąd przewodowy.

W celu wyznaczenia całkowitej zespolonej mocy pozornej w układach trójfazowych niesymetrycznych należy geometrycznie sumować moce poszczególnych faz:

$$\underline{S}_c = \underline{S}_1 + \underline{S}_2 + \underline{S}_3 = \underline{U}_1 \cdot \underline{I}_1^* + \underline{U}_2 \cdot \underline{I}_2^* + \underline{U}_3 \cdot \underline{I}_3^*, \quad (5.28)$$

gdzie: $\underline{I}_1^*, \underline{I}_2^*, \underline{I}_3^*$ – prądy fazowe sprzężone (np. jeśli $\underline{I}_1 = I_1 e^{j\varphi_1}$, to $\underline{I}_1^* = I_1 e^{-j\varphi_1}$).

Moc pozorna zespolona jest sumą mocy czynnej (część rzeczywista \underline{S}) oraz mocy biernej (część urojona \underline{S}).

$$\underline{S}_c = P_c + jQ_c. \quad (5.29)$$

Całkowitą moc pozorną w układach trójfazowych symetrycznych i niesymetrycznych najczęściej przedstawia się w postaci modułu mocy pozornej zespolonej. Moduł ten można również wyznaczyć ze wzoru:

$$S_c = \sqrt{P_c^2 + Q_c^2} . \quad (5.30)$$

5.5. Przetworniki pomiarowe mocy

Przetwornik jest urządzeniem, które służy do przekształcenia danej wielkości na inną wielkość według określonej zależności oraz ze skończoną dokładnością. W elektrycznych przetwornikach sygnał pomiarowy przetwarzany jest na standardowy sygnał elektryczny w postaci prądu lub napięcia stałego bądź też częstotliwości napięcia.

Przetworniki do pomiaru mocy w większości przypadków działają w oparciu o wzór definicyjny:

$$P = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p(t) dt . \quad (5.31)$$

gdzie: $p(t) = u(t) \cdot i(t)$ – moc chwilowa, T – okres sygnałów wejściowych.

Zależność ta prawdziwa jest zarówno dla sygnałów sinusoidalnych jak i niesinusoidalnych. Na tej też zasadzie oparte jest działanie większości przetworników mocy. Różnice rozwiązań wynikają jedynie ze sposobu realizacji mnożenia sygnałów toru napięciowego i prądowego. Do najczęściej stosowanych przetworników mocy prądu przemiennego należą przetworniki kwadraturowe, termoelektryczne i hallotronowe.

5.6. Przebieg ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest poznanie różnych metod pomiaru mocy w układach trójfazowych. Zakres ćwiczenia obejmuje pomiar mocy czynnej i biernej oraz sporządzenie diagramu napięć i prądów w układach cztero- i trzyprzewodowych.

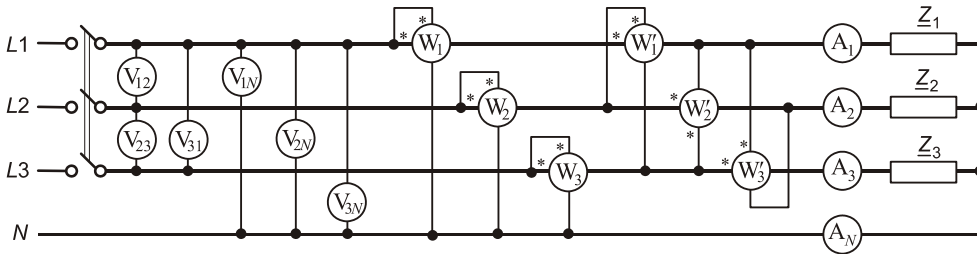
Stanowisko laboratoryjne zasilane jest napięciem $3 \times 230/132$ V, czyli obniżonym $\sqrt{3}$ razy w stosunku do napięcia znamionowego sieci elektroenergetycznej niskiego napięcia. Należy zatem dobrać odpowiednie zakresy cewek napięciowych watomierzy. Zakres watomierza wyznacza się jako iloczyn zakresu napięciowego i prądowego a stałą miernika można obliczyć ze wzoru:

$$C_w = \frac{U_N \cdot I_N \cdot \cos \varphi}{\alpha_{\max}} \quad (5.32)$$

gdzie: U_N – zakres cewki napięciowej watomierza, I_N – zakres cewki prądowej watomierza, α_{\max} – liczba działek na podziałce miernika, $\cos \varphi$ – współczynnik mocy (watomierze najczęściej budowane są przy założeniu $\cos \varphi = 1$).

Celem ćwiczenia jest również zapoznanie się z przetwornikami mocy oraz wykonanie pomiarów na stanowisku wyposażonym w różnorodne przetworniki i analizatory sieci. Zastosowane zostały mierniki i przetworniki realizujące pomiar poprzez przetworzenie mocy na znormalizowany sygnał prądowy bądź napięciowy.

5.6.1. Pomiar mocy w układzie trójfazowym czteroprzewodowym

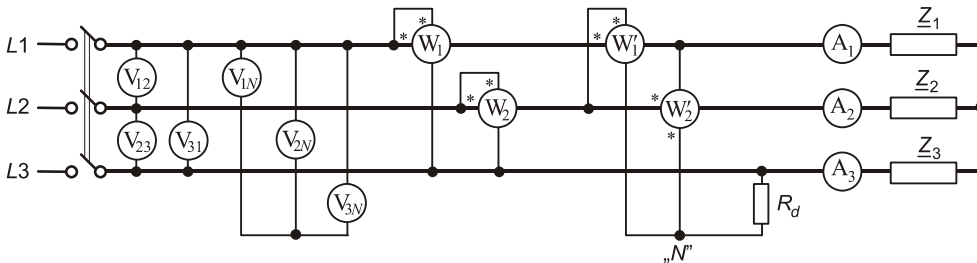


Rys. 5.10. Schemat układu do pomiaru mocy w układzie czteroprzewodowym

Diagram napięć i prądów w układzie czteroprzewodowym sporządza się na podstawie wskazań amperomierzy, woltmierzów i kątów określonych za pomocą zależności (5.14). Układ do pomiaru mocy czynnej w układzie trójfazowym czteroprzewodowym należy połączyć zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 5.10.

5.6.2. Pomiar mocy w układzie trójfazowym trzyprzewodowym

W układzie trzyprzewodowym napięcia fazowe mierzone są między przewodami i punktem neutralnym odbiornika. Napięcia te mogą przekraczać wartości napięć fazowych w układzie czteroprzewodowym. Diagram napięć i prądów należy sporządzić podobnie jak dla układu czteroprzewodowego, do określenia kątów przesunięcia wykorzystując wzór (5.26). Połączenie układu do pomiaru mocy w układzie trójfazowym trzyprzewodowym należy wykonać zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 5.11.

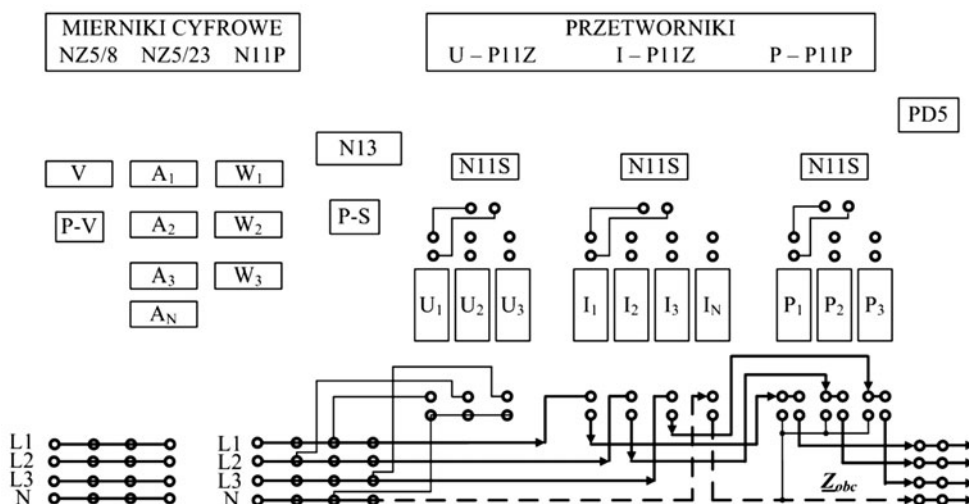


Rys. 5.11. Schemat układu do pomiaru mocy w układzie trzyprzewodowym

5.6.3. Pomiar mocy w układzie trójfazowym czteroprzewodowym symetrycznym

Do pomiaru mocy w układzie trójfazowym czteroprzewodowym symetrycznym zostanie wykorzystane stanowisko laboratoryjne, którego schemat przedstawiono na rysunku 5.12.

Należy wykonać połączenie obwodów przetworników, mierników i obciążeń dla poszczególnych faz. Moce czynne, bierne i pozorne należy wyznaczyć zgodnie z zależnościami (5.5), (5.11) i (5.31).



Rys. 5.12. Schemat układu do pomiaru mocy w układzie trójfazowym.

Oznaczenia: N13 – analizator sieci trójfazowej, P-V – przełącznik woltomierzowy, P-S – przełącznik sieci ($3p \leftrightarrow 4p$), PD5 – konwerter RS485/RS232, NZ5/8 – woltomierz, NZ5/23 – amperomierze $A_1 \div A_N$, N11P – watomierze $W_1 \div W_3$, N11S – miernik cyfrowy do wyświetlania prądów wyjściowych przetworników ($0 \div 20$ mA), P11Z – przetworniki: napięcia $U_1 \div U_3$, prądu $I_1 \div I_N$, P11P – mocy $P_1 \div P_3$

5.7. Dyskusja wyników

1. Dla obciążenia niesymetrycznego, rezystancyjno-reaktancyjnego (R , X_L , X_C) należy sporządzić diagram napięć i prądów jak na rysunku 5.6 (układ czteroprzewodowy) oraz jak na rysunku 5.10 (układ trzyprzewodowy).
2. Na podstawie diagramów porównać moc pozorną obliczoną na podstawie wzorów: $S_c = \sqrt{P^2 + Q^2}$ oraz $S_c = U_1 \cdot I_1 + U_2 \cdot I_2 + U_3 \cdot I_3$. Wyjaśnić ewentualne różnice.

5.8. Pytania kontrolne

1. Omówić podstawowe sposoby połączenia obwodów trójfazowych.
2. Pomiar mocy czynnej i biernej w układzie trójfazowym czteroprzewodowym niesymetrycznym.
3. Wyrazić wskazania watomierzy przy pomiarze mocy czynnej w układzie czteroprzewodowym za pomocą napięć, prądów i współczynnika mocy.
4. Przedstawić sposób sporządzania diagramów napięć i prądów.
5. Pomiar mocy czynnej i biernej w układzie trójfazowym trzyprzewodowym niesymetrycznym i symetrycznym.
6. Wskazania watomierzy w układzie Arona przy symetrii napięć i prądów.
7. Na jakiej zasadzie działają przetworniki mocy?

Literatura

- [1] Kuśmerek Z.: Pomiary mocy i energii w układach elektroenergetycznych. Warszawa, WNT 1994.
- [2] Marcyniuk A., Pasecki E., Pluciński M., Szadkowski B.: Podstawy metrologii elektrycznej. Warszawa, WNT 1970.
- [3] Lebson S.: Podstawy miernictwa elektrycznego. Warszawa: WNT 1970.
- [4] Chwaleba A, Poniński M., Siedlecki A.: Miernictwo elektryczne. Warszawa, WNT 2003.

Pomiary sygnałów przemiennoprądowych sinusoidalnych i odkształconych

6.1. Wprowadzenie teoretyczne

Sygnał stałoprądowy jednoznacznie określa jeden parametr – jego wartość. Pod pojęciem pomiaru napięć i prądów przemiennych najczęściej rozumie się pomiar wartości skutecznych tych sygnałów. Okresowy sygnał przemienny można opisać za pomocą różnych parametrów: wartości chwilowej – $u(t)$, amplitudy (wartości maksymalnej) – U_m , wartości średniej – U_{sr} , wartości średniej wyprostowanej (dwupołówkowo) – U_{av} , wartości skutecznej – U_{rms} (U_{sk} , U), wartości międzyszczytowej – U_{pp} . Najczęściej używanym parametrem sygnału przemiennego jest jego wartość skuteczna, wobec czego należy pamiętać, że jeśli podaje się wartość napięcia (lub prądu) przemiennego bez dodatkowego opisu i bez indeksu przy symbolu wartości, należy przyjąć, iż jest to wartość skuteczna U (I). Do pełnego opisu przebiegu przemiennego okresowego wymagana jest również znajomość częstotliwości – f (ewentualnie okresu – T lub pulsacji – ω) oraz przesunięcia fazowego – φ .

Jeżeli wartość chwilowa napięcia przemiennego jest opisana równaniem:

$$u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi), \quad (6.1)$$

to wyżej wymienione parametry tego napięcia będą określały zależności:

$$U_{sr} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u(t) dt, \quad (6.2)$$

$$U_{av} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} |u(t)| dt, \quad (6.3)$$

$$U_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u^2(t) dt}. \quad (6.4)$$

Dla sygnału sinusoidalnego bez składowej stałej opisanego równaniem 6.1 podane wyżej parametry przyjmują wartości: $U_{sr} = 0$; $U_{av} = 0,637 U_m$; $U_{rms} = 0,707 U_m$; $U_{pp} = 2 U_m$.

Wytwórcy mierników rozróżniają czasami pomiar wartości U_{rms} (rms – root mean square) rozumianej jako wartość skuteczna bez składowej stałej (wejście miernika dołączone poprzez filtr pojemnościowy) i pomiar prawdziwej wartości skutecznej $U_{trueRMS}$ czyli zawierającej wszystkie składowe (również składową stałą). W niektórych nowszych miernikach wybierając z menu funkcje: „RMS/true RMS” lub „-/~” decydujemy o włączeniu wejścia bezpośrednio lub poprzez pojemność.

Sygnaly przemiennopradowe opisuje sie w dziedzinie czasu lub czestotliwosci. Przejscie z dziedziny czasu na dziedzine czestotliwosci i odwrotnie jest mozliwe przy wykorzystaniu *transformaty Fouriera*:

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad X(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad (6.5)$$

Sygnal okresowy odkształcony (niesinusoidalny) spełniający warunki Dirichletta można opisać za pomocą trygonometrycznego szeregu Fouriera jako sumę jego harmonicznych czyli sumę przebiegów sinusoidalnych o częstotliwości podstawowej dla opisywanego sygnału oraz o częstotliwościach będących wielokrotnościami tejże częstotliwości podstawowej:

$$x(t) = \frac{1}{2} A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [A_k \cos(k\omega_0 t) + B_k \sin(k\omega_0 t)] \quad (6.6)$$

gdzie: $A_0 = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} x(t) dt$; $A_k = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} x(t) \cos(k\omega_0 t) dt$; $B_k = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} x(t) \sin(k\omega_0 t) dt$.

Ten sam sygnał odkształcony można też opisać w postaci wykładniczej jako:

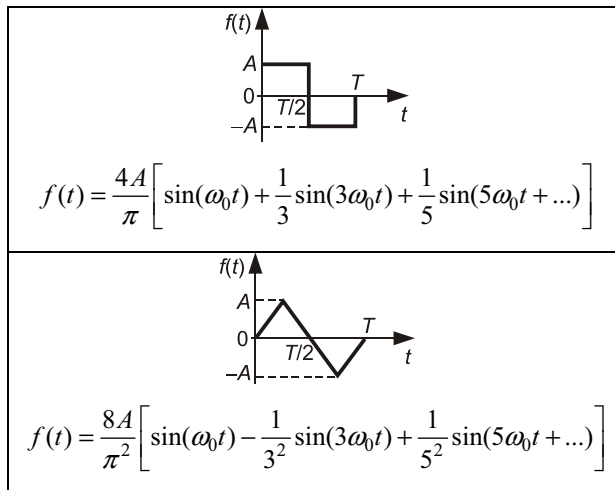
$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_n e^{jk\omega_0 t} \quad (6.7)$$

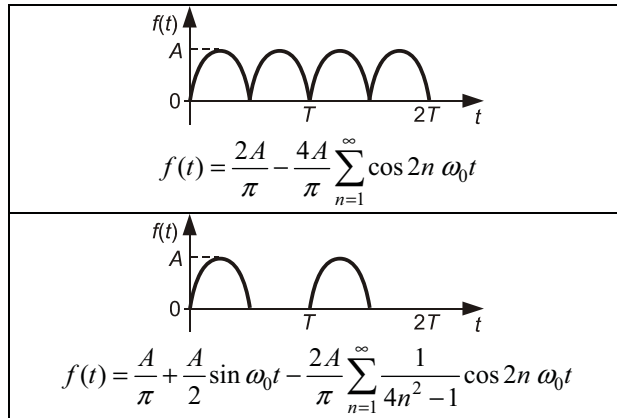
przy czym: $C_n = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt$.

W tabeli 6.1 przedstawiono rozwinięcia w trygonometryczny szereg Fouriera dla wybranych przebiegów elektrycznych.

Tabela 6.1

Szeregi Fouriera dla wybranych przebiegów





Przebieg odkształcony można opisać różnymi współczynnikami, określającymi stopień i charakter odkształcenia. Ważniejsze z nich to:

— *współczynnik kształtu* – definiowany jako stosunek wartości skutecznej do wartości średniej wyprostowanej dwupołówkowo:

$$k_k = \frac{U_{rms}}{U_{av}}; \quad (6.8)$$

— *współczynnik szczytu (amplitudy)* – czyli stosunek wartości maksymalnej do skutecznej:

$$k_s = \frac{U_m}{U_{rms}}; \quad (6.9)$$

— *współczynnik odkształcenia* – określany jako stosunek wartości skutecznej pierwszej harmonicznej (składowej podstawowej) do wartości skutecznej całego przebiegu:

$$k_{od} = \frac{U_{1rms}}{U_{rms}}; \quad (6.10)$$

— *współczynnik zawartości n-tej harmonicznej* – czyli stosunek wartości n-tej harmonicznej do wartości harmonicznej podstawowej:

$$h_n = \frac{U_{nm}}{U_{1m}} = \frac{U_{nrms}}{U_{1rms}}; \quad (6.11)$$

— *współczynnik zniekształceń nieliniowych* lub *współczynnik zawartości harmonicznych* – wyraża stosunek wartości skutecznej wyższych harmonicznych do wartości skutecznej całego sygnału badanego:

$$h = \sqrt{\frac{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \dots}{U_{1m}^2 + U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \dots}} = \sqrt{\frac{U_{2rms}^2 + U_{3rms}^2 + \dots}{U_{1rms}^2 + U_{2rms}^2 + U_{3rms}^2 + \dots}} = \frac{\sqrt{U_{2rms}^2 + U_{3rms}^2 + \dots}}{U_{rms}}. \quad (6.12)$$

Niekiedy pod tą samą nazwą występuje współczynnik określający stosunek wartości skutecznej wyższych harmonicznych do wartości skutecznej harmonicznej podstawowej przebiegu badanego:

$$h_1 = \frac{\sqrt{U_{2rms}^2 + U_{3rms}^2 + \dots}}{U_{1rms}}. \quad (6.13)$$

Dla obydwu podanych wyżej zapisów współczynnika zniekształceń nieliniowych stosuje się też nazwę *współczynnika THD* (total harmonic distortion).

6.1.1. Mierniki sygnałów przemiennoprądowych

Napięcie oraz natężenie prądu w obwodach przemiennoprądowych mierzy się zazwyczaj przy użyciu mierników wskazówkowych lub przyrządów elektronicznych z przetwornikami AC/DC. Dla częstotliwości technicznych uzyskuje się w ten sposób dokładności odpowiadające najwyższej klasie 0,1. W zakresie wyższych częstotliwości dokładność mierników znacznie maleje ze względu na szybki wzrost niektórych błędów składowych przy zwiększaniu częstotliwości.

Błędy pomiaru zależą w dużej mierze od typu miernika, rodzaju ustroju, zastosowanych przetworników i rozwiązań konstrukcyjnych. Orientacyjnie podaje się, że dla częstotliwości rzędu setek Hz można przy użyciu typowych mierników osiągnąć pomiar odpowiadający najwyższej klasie 0,5.

W niektórych problemach technicznych potrzebne są lepsze dokładności niż podane powyżej i to nawet przy częstotliwościach rzędu setek kHz. Niezbędna jest także aparatura wzorcowa do sprawdzania błędów mierników napięcia i prądu przemiennego.

Zmiana częstotliwości sygnału wpływa na wskazania przyrządów głównie przez:

- zmianę reaktancji cewek ustroju,
- pole prądów wirowych indukowanych w metalowych elementach ustroju,
- pojemności własne elementów aktywnych takich jak: diody czy tranzystory oraz pojemności wejść układów scalonych.

W zależności od rodzaju przyrządu pomiarowego różny jest wpływ wymienionych czynników. W miernikach elektromagnetycznych głównym czynnikiem powodującym błędy jest wzrost reaktancji indukcyjnej cewki ze wzrostem częstotliwości, co ma szczególne znaczenie w woltomierzach przeznaczonych do pomiarów niskiego napięcia. Pasma częstotliwości woltomierzy tego typu zawiera się w granicach od 10 Hz do 500 Hz, natomiast dla amperomierzy dochodzi do 3 kHz, co spowodowane jest wymuszeniem prądu w cewce. Przy częstotliwościach mniejszych od około 10 Hz wskazówki mierników zaczynają drgać z podwojoną częstotliwością, co uniemożliwia dokładny odczyt.

W przyrządach elektrodynamicznych zmiana częstotliwości wywołuje zjawiska podobne do opisanych powyżej. W praktyce mierniki tego typu pracują poprawnie w paśmie częstotliwości od 10 Hz do 500 Hz i dla napięć stałych. Mierniki elektrodynamiczne i elektromagnetycznie znajdują obecnie zastosowania głównie w pomiarach elektroenergetycznych wobec czego błędy tych mierników uwiadcniają się w zakresie wyższych częstotliwości nie mają istotnego znaczenia.

Mierniki magnetoelektryczne z przetwornikami, stosowane powszechnie w multimetrach analogowych, reagują na wartość średnią sygnału przemiennego, wyskalowane są natomiast w wartościach skutecznych dla sinusoidalnego kształtu sygnału mierzonego. Pasma częstotliwości dla tych przyrządów ograniczone jest pojemnościami diod półprzewodnikowych oraz pojemnościami montażowymi. Jest to istotne zwłaszcza dla woltomierzy o dużych zakresach napięciowych, gdzie wobec wysokiej rezystancji dzielników opo-

rowych, nawet niewielkie pojemności montażowe bocznikujące rezystory dodatkowe mają wyraźny wpływ na wskazania przyrządu.

W przyrządach elektronicznych zakres częstotliwości pomiarowych uzależniony jest od właściwości zastosowanych elementów, takich jak: diody, tranzystory, układy scalone, cewki, rdzenie dławików i transformatorów oraz od konstrukcji mechanicznej i sposobów ekranowania. Sięga on czasami MHz, a w wykonaniach specjalnych nawet GHz.

W zależności od typu miernika również kształt mierzonego sygnału może mieć istotny wpływ na dokładność pomiaru.

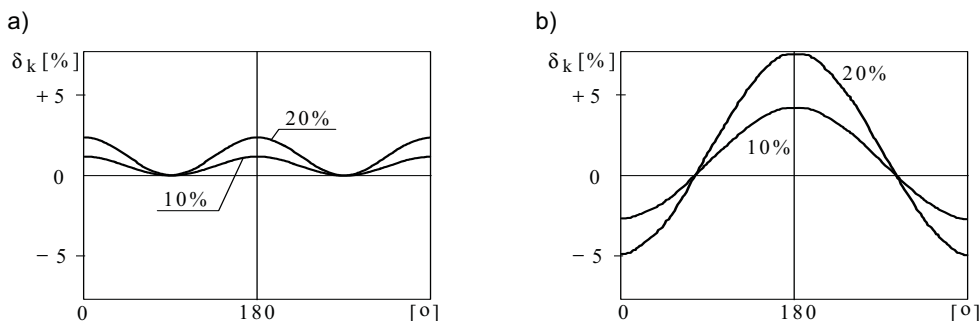
Wskazania mierników elektrodynamicznych i elektromagnetycznych są proporcjonalne do wartości skutecznej sygnału pomiarowego i nie powinny zależeć od jego kształtu. W przyrządach elektromagnetycznych laboratoryjnych indukcja magnetyczna robocza wynosi około 30÷45% indukcji nasycenia, co powoduje, że prądy przemienne nawet o znacznych odkształceniach od sinusoidy mogą być mierzone z wystarczającą dokładnością, gdyż rdzeń ciągle znajduje się w zakresie liniowych zmian indukcji. W miernikach tablicowych znamionowy punkt pracy znajduje się w pobliżu punktu nasycenia, dlatego pomiary przebiegów odkształconych obciążone są błędem ujemnym.

Wskazania niektórych przyrządów (mierników magnetoelektrycznych i popularnych multimerów cyfrowych) są proporcjonalne do wartości średniej mierzonego sygnału. Są one wyskalowane w wartościach skutecznych dla przebiegu sinusoidalnego czyli pokazują wynik będący iloczynem wartości średniej sygnału i wartości współczynnika kształtu przebiegu sinusoidalnego ($U_{rms}/U_{av} \approx 1,11$).

Mierniki takie wykazują znaczną zależność wskazań od kształtu sygnału. W przypadku pomiaru przebiegu niesinusoidalnego, odczytuje się na skali przyrządu wartość skuteczną popełniając błąd metody:

$$\delta_k = \frac{1,11 - k_k}{k_k}, \quad (6.14)$$

gdzie: k_k – współczynnik kształtu przebiegu mierzonego (dla sygnału sinusoidalnego jego wartość wynosi 1,11).



Rys. 6.1. Zależność błędów wskazań miernika z przetwornikiem wartości średniej od kąta fazowego: a) drugiej, b) trzeciej harmonicznej przy 10% i 20% wartości tych harmonicznych w stosunku do harmonicznej podstawowej

Dokładność, z jaką woltomierz o wskazaniach proporcjonalnych do wartości średniej będzie wskazywał wartość skuteczną sygnału z wyższymi harmonicznymi, zależy od amplitudy, fazy i rzędu tych harmonicznych. Przykładowo błąd wskazania wartości skutecz-

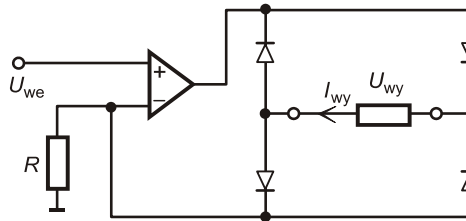
nych w funkcji fazy drugiej i trzeciej harmonicznej pokazano na rysunku 6.1. Należy zwrócić uwagę na interesujący fakt, że trzecia harmoniczna powoduje większe zmiany wskazania niż druga (i jakkolwiek inna).

Multimetry cyfrowe wyższej klasy wyposażone są w przetworniki scalone RMS/DC przetwarzające wartość skuteczną sygnału na napięcie stałe. Przetwarzają one z dobrą dokładnością nawet znacznie odkształcone sygnały. Przykładowe dane producenta podają, że przy współczynniku szczytu $k_s \leq 3$ błąd przetwarzania nie przekracza 0,2% zaś dla $k_s = 5$ dochodzi do wartości 0,5%.

6.1.2. Przetworniki sygnałów przemiennoprądowych na napięcie stałe

Jednym z najprostszych przetworników napięcia przemiennego na prąd jest prostownik diodowy. Przetworniki takie były stosowane w najprostszych multimetrach analogowych jednakże mają one zasadniczą wadę. Prąd płynący przez odbiornik po wyprostowaniu w prostowniku Greatza ma wartość $I_{wy} = |u_{we} - u_D| / R$ gdzie u_D oznacza spadek napięcia na diodach mostka w kierunku przewodzenia. Dla dużych napięć mierzonych błędy wynikające ze spadków napięcia na diodach nie mają wielkiego znaczenia jednakże te same spadki (rzędu 1,3 V na dwóch diodach) powodują istotne błędy przy pomiarze małych wartości napięcia.

Wady tej można uniknąć wprowadzając do mostka prostowniczego wzmacniacz jak to pokazano na rysunku 6.2, przedstawiającym prosty przetwornik wartości średniej napięcia przemiennego na prąd stały.

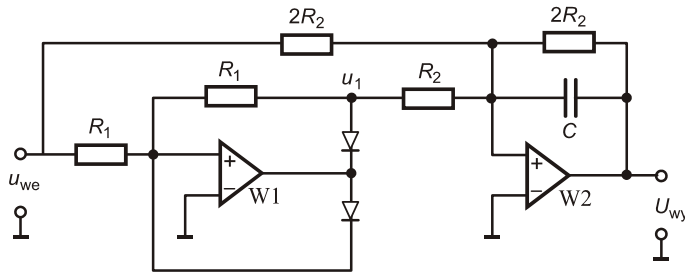


Rys. 6.2. Prosty przetwornik wartości średniej napięcia przemiennego na prąd stały

Dzięki ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu na wyjściu wzmacniacza wytwarzane jest napięcie o wartości, która zapewnia na wejściu odwracającym („-„) wytworzenie napięcia o takiej samej wartości jak na wejściu nieodwracającym („+„), a więc U_{we} . Ponieważ prąd płynący przez rezystor R jest taki sam jak prąd wyjściowy, można napisać, że $I_{wy} = |u_{we}| / R$.

W układach pomiarowych często pożądane jest aby sygnały wejściowy i wyjściowy miały ten sam poziom zera (tę samą masę). Takiej możliwości nie daje przetwornik z rysunku 6.2, posiada ją natomiast układ pokazany na rysunku 6.3.

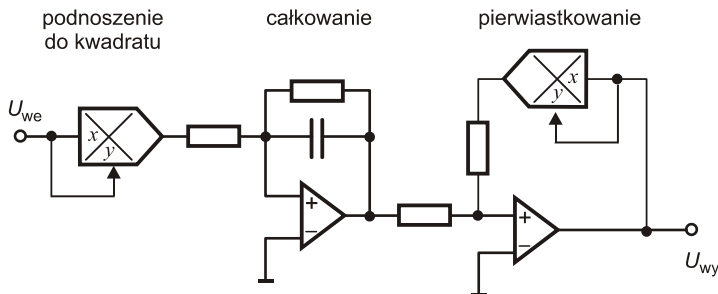
Wzmacniacz $W1$ pracuje w układzie prostownika jednopółkowego, dla którego: $u_1 = -u_{we}$ przy $u_{we} \geq 0$ zaś dla $u_{we} < 0$ jest $u_1 = 0$. Wzmacniacz wyjściowy $W2$ sumuje napięcia $U_{wy} = -(u_{we} + 2u_1)$. Cały układ realizuje więc prostowanie dwupółkowe czyli: $u_{wy} = u_{we}$ przy $u_{we} \geq 0$ oraz $u_{wy} = -u_{we}$ dla $u_{we} < 0$. Dzięki zastosowaniu kondensatora C wzmacniacz $W2$ pełni również rolę dolnoprzepustowego filtra uśredniającego i ostatecznie na jego wyjściu otrzymuje się $U_{wy} = |u_{we}|$.



Rys. 6.3. Przetwornik wartości średniej napięcia przemiennego na napięcie stałe

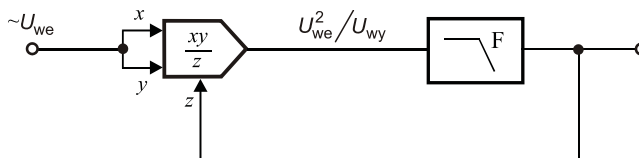
Przetwarzanie wartości skutecznej napięcia przemiennego (również odkształconego) na napięcie stałe wymaga wykonania bardziej złożonych operacji niż opisane powyżej. Zgodnie z definicją opisaną wzorem 6.4, aby określić wartość skuteczną sygnału należy jego przebieg podnieść do kwadratu, scałkować (wyznaczyć wartość średnią), a następnie wyciągnąć z tej wartości pierwiastek kwadratowy. Funkcje takie realizuje scalony przetwornik wartości skutecznej opracowany przez firmę Analog Devices, przedstawiony na rysunku 6.4.

W omawianym układzie wejściowe napięcie przemiennie po podniesieniu do kwadratu w układzie mnożącym jest uśredniane w integratorze. Napięcie uśrednione pierwiastkuje się następnie w układzie mnożącym umieszczonym w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza. Przetworniki tego typu mają ograniczoną dynamikę napięcia wejściowego.



Rys. 6.4. Przetwornik wartości skutecznej napięcia przemiennego z dwoma układami mnożącymi

Lepsze parametry ma przetwornik (również w układach scalonych firmy Analog Devices), którego zasadę działania pokazano na rysunku 6.5.



Rys. 6.5. Przetwornik wartości skutecznej napięcia przemiennego z kwadratowaniem i dzieleniem

W układzie tym przemiennie napięcie wejściowe, po wstępnym przetworzeniu, doprowadzane jest na dwa wejścia mnożące układu mnożąco-dzielącego, realizującego funkcję $F = XY/Z$. Do wejścia dzielącego doprowadzony jest natomiast sygnał z wyjścia przetwornika, uzyskiwany jako wartość uśredniona (w dolnoprzepustowym filtrze uśredniającym)

z sygnału wyjściowego układu mnożąco-dzielącego. Zapisując powyższe w postaci zależności matematycznej otrzymujemy:

$$U_{wy} = k \cdot \left(\frac{U_{we}^2}{U_{wy}} \right)_{sr} \quad (6.15)$$

gdzie: k – stała przetwarzania filtru.

Wartość uśredniona to inaczej całka z wartości sygnału po czasie podzielona przez czas całkowania, a więc:

$$U_{wy} = k \cdot \left(\frac{U_{we}^2}{U_{wy}} \right)_{sr} = \frac{k}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \frac{U_{we}^2}{U_{wy}} dt \quad (6.16)$$

i po prostym przekształceniu:

$$U_{wy} = \frac{k}{TU_{wy}} \int_{t_0}^{t_0+T} U_{we}^2 dt . \quad (6.17)$$

Mnożąc obie strony równania przez U_{wy} otrzymuje się:

$$U_{wy}^2 = \frac{k}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} U_{we}^2 dt \quad (6.18)$$

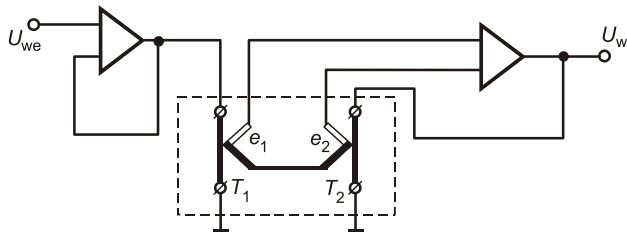
i ostatecznie:

$$U_{wy} = c \sqrt{\frac{1}{T} \int U_{we}^2 dt} \quad (6.19)$$

gdzie: c – stała przetwornika.

Stałe napięcie wyjściowe jest zatem proporcjonalne do wartości skutecznej wejściowego napięcia przemiennego. Przetworniki tego typu pozwalają na pomiar z błędem rzędu dziesiątych części procenta (nawet do 0,1%).

Wartość skuteczną napięcia przemiennego można również wyznaczać w oparciu o definicję fizyczną tej wielkości, czyli: wartość skuteczna napięcia okresowego jest równoważna wartości napięcia stałego, które powoduje wydzielenie na rezystancji takiej samej ilości ciepła w ciągu jednego okresu. Przykład takiego przetwornika działającego według zasady kompensacyjnej (produkcji firmy Linear Technology) przedstawiono na rysunku 6.6.



Rys. 6.6. Przetwornik kompensacyjny wartości skutecznej z dwoma termooigniwami

W układzie tym zastosowano dwa termoprzekształtniki T_1 i T_2 , z których każdy zawiera grzejnik (druć oporowy) i termoelement. Grzejnik termoelementu T_1 zasilany jest przemiennym napięciem mierzonym zaś grzejnik T_2 wyjściowym napięciem stałym. Wyjścia

termoelementów są połączone przeciwsośnie. W układzie tym na wejście wzmacniacza błędu o bardzo dużym wzmocnieniu doprowadza się sygnał będący różnicą sił termoelektrycznych $e_1 - e_2$. Wzmacniacz utrzymuje na wyjściu takie napięcie stałe, aby zapewnić $e_1 - e_2 \approx 0$. W stanie ustalonym napięcie wyjściowe ma więc wartość równą skutecznej wartości przemiennego napięcia mierzonego.

Głównymi źródłami błędów w tym układzie są nieidentyczność charakterystyk termoprzekształtników oraz skończone wzmocnienie wzmacniacza błędu. Powodują one błędy przetwarzania rzędu dziesiątych części procenta.

W tabeli 6.2 zestawiono parametry kilku przetworników wartości skutecznej na sygnał stałoprądowy.

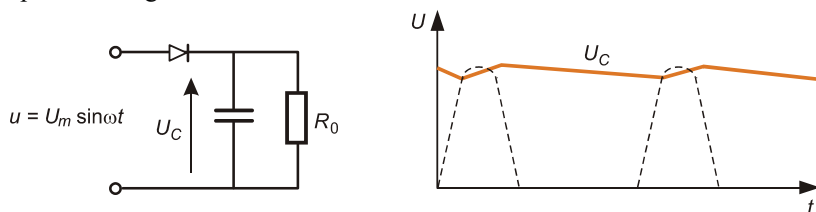
Tabela 6.2

Parametry przetworników wartości skutecznej na sygnał stałoprądowy (trueRMS/DC)

Model	Producent	Maksymalna niepewność przetwarzania	Pasma	Współczynnik szczytu
AD536	Analog Devices	5 mV \pm 0,5% rdg	450 kHz	7
AD637	Analog Devices	1 mV \pm 0,5 rdg	1 MHz	10
AD737	Analog Devices	0,2 mV \pm 0,5 rdg	190 kHz	5
LH0091	National Semiconductors	0,5 mV \pm 0,5 rdg	800 kHz	10
LT1088	Linear Technology	0,01FS	300 MHz	50

Znacznie rzadziej od wartości skutecznej wyznacza się wartość szczytową lub międzyszczytową napięcia przemiennego jednak czasami i ta informacja jest potrzebna.

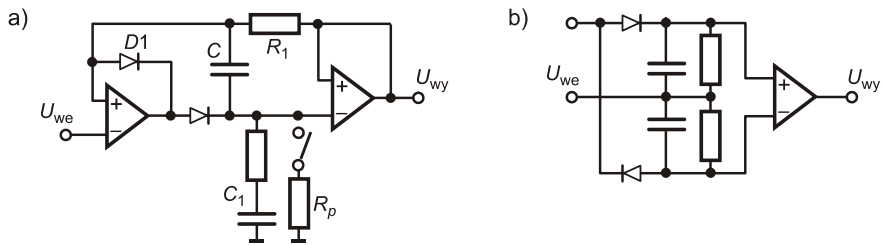
Zasadę działania najprostszego przetwornika wartości szczytowej pokazano na rysunku 6.7. W układzie tym na okładki kondensatora, dzięki diodzie prostowniczej, podawane jest napięcie wyprostowane jednopółkwo. Przy odpowiednio dobranych stałych czasowych (szybkie ładowanie i powolne rozładowanie) po kilku okresach na wyjściu układu ustala się napięcie (nieco „tętniące”) o wartości w przybliżeniu równej wartości szczytowej napięcia przemiennego.



Rys. 6.7. Zasada przetwarzania wartości szczytowej napięcia przemiennego

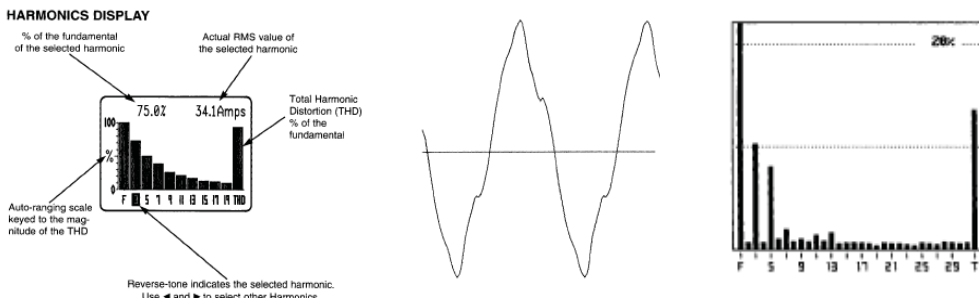
Lepszymi właściwościami charakteryzują się przetworniki ze wzmacniaczami, których przykłady podano na rysunku 6.8. W układzie przedstawionym na rysunku 6.8a kondensator C ładuje się do wartości maksymalnej napięcia przetwarzanego. Sprężenia zwrotne w układach obydwu wzmacniaczy (elementy R_1 i $D1$) zabezpieczają przed nasyceniem się układu przy $U_{ve} < U_C$, a obwód klucza z rezystorem R_p służy do okresowego rozładowania kondensatora. W układzie pokazanym na rysunku 6.8b do wejść wzmacniacza różnicowego dołączono dwa przetworniki wartości maksymalnej w układzie tzw. powielacza napięcia.

Dzięki temu na wyjściu wzmacniacza otrzymuje się sygnał odpowiadający wartości międzyszczytowej napięcia badanego.



Rys. 6.8. Przetworniki: a) wartości szczytowej, b) wartości międzyszczytowej napięcia przemiennego

Istotnym zagadnieniem są również pomiary parametrów sygnałów odkształconych, nie tylko co do ich wartości ale również stopnia i charakteru odkształcenia przebiegu. Pomiary tego typu wykonuje się najczęściej przy użyciu mikroprocesorowych mierników i analizatorów próbujących badany przebieg odkształcony z dużą częstotliwością. Na podstawie zebranych próbek wyznaczane jest na drodze analizy matematycznej widmo częstotliwości badanego sygnału, czyli wyznacza się amplitudy poszczególnych składowych sygnału. Znajomość widma pozwala także na wyznaczenie wymaganych współczynników przebiegu łącznie ze współczynnikiem zniekształceń nieliniowych THD. Na rysunku 6.9 pokazano ekran z objaśnieniami analizatora wyższych harmonicznych HA-2000 firmy Amprobe, a także przykładowy przebieg odkształcony i wynik jego analizy przyrządem HA-2000.



Rys. 6.9. Ekran analizatora wyższych harmonicznych HA-2000 oraz przykładowy przebieg odkształcony i wynik jego analizy

6.2. Program ćwiczenia

W ramach ćwiczenia należy:

1. Wyznaczyć krzywą błędów dodatkowych od częstotliwości $\delta f = F(f)$ dla:
 - a) miernika magnetoelektrycznego z prostownikiem,
 - b) miernika elektrodynamicznego,
 - c) miernika cyfrowego z podwójnym całkowaniem,
 - d) miernika cyfrowego True RMS (dla dwóch trybów pracy: AC oraz AC + DC),
 a także określić częstotliwość graniczną f_{gr} dla każdego z tych mierników, przy której błąd δf osiąga wartość liczbowa równą klasie badanego miernika.

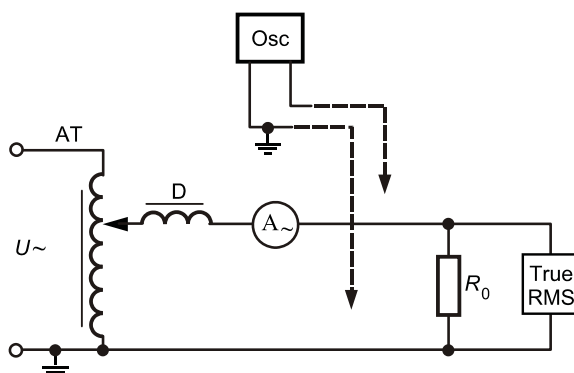
2. Wyznaczyć błędy mierników a+c z p.1. dla sygnału odkształconego. Uzasadnić różnice w działaniu poszczególnych mierników.
3. Opracować wnioski i przeprowadzić dyskusję wyników pomiarów.

6.2.1. Wyznaczanie błędów w funkcji częstotliwości

Do wyjścia generatora sygnałowego należy dołączyć po kolei mierniki wskazane przez prowadzącego ćwiczenie. Dla każdego z tych mierników wyznacza się błędy dodatkowe zmieniając częstotliwość generatora od 10 Hz w górę (10; 33,3; 100; 333; 1k; ...), przy czym wskazania miernika badanego należy utrzymać identyczne dla każdej wartości częstotliwości zmieniając nastawę amplitudy na generatorze.

6.2.2. Wyznaczanie błędów dla sygnałów odkształconych

1. Mierniki jak w p. 6.2.1 dołączyć do wyjścia generatora. Dla wybranej częstotliwości zmieniać kształt sygnału (bez składowej stałej) obserwując wskazania miernika badanego.
2. Na generatorze ustawić sygnał sinusoidalny. Nie zmieniając częstotliwości i amplitudy regulować składową stałą. Zaobserwować reakcję mierników badanych.
3. W układzie przedstawionym na rysunku 6.10. jako A_{\sim} należy włączać po kolei mierniki wskazane przez prowadzącego ćwiczenie. Dla każdego z tych mierników wyznacza się błąd wywołany zniekształceniem prądu przemiennego. Zniekształcenie to można uzyskać włączając w obwód prądu przemiennego dławik, który dla mniejszych wartości prądów pracuje poniżej nasycenia rdzenia magnetycznego, natomiast w miarę wzrostu wartości prądu mierzonego wchodzi głębiej w stan nasycenia, powodując wzrost stopnia zniekształcenia tego prądu. Prąd reguluje się za pomocą nastawnego autotransformatora AT w granicach określonych przez prowadzącego ćwiczenie. Wartość prądu odczytuje się z amperomierza A_{\sim} oraz z miernika trueRMS jako spadek napięcia na rezystorze wzorcowym.



Rys. 6.10. Układ do wyznaczania błędów mierników prądu przemiennych dla prądów odkształconych, gdzie: A_{\sim} – amperomierz prądu przemiennego (magnetoelektryczny prostownikowy, elektromagnetyczny, elektroniczny z podwójnym całkowaniem), trueRMS – dokładny miernik wartości skutecznej, R_0 – rezystancja obciążenia, D – dławik, AT – autotransformator, Osc – oscyloskop

Dodatkowo, dla obserwacji kształtu krzywej prądu mierzonego można dołączyć za pośrednictwem sondy napięciowej oscyloskop, zwracając baczna uwagę na to, aby zerowany punkt oscyloskopu połączony był z zerowanym punktem autotransformatora.

UWAGA! Oscyloskop w układzie z rys. 6.10 można dołączyć wyłącznie na wyraźne polecenie i pod kontrolą prowadzącego ćwiczenie.

6.2.3. Wyznaczanie współczynnika THD

Należy zapoznać się z instrukcją analizatora harmonicznych typ HA-2000, a następnie zmierzyć współczynnik zniekształceń nieliniowych dla różnych kształtów sygnału z generatora, a także wyznaczyć zmiany współczynnika THD w funkcji prądu w układzie z rysunku 6.10.

6.3. Dyskusja wyników

1. Porównać krzywe błędu dodatkowego od częstotliwości oraz uzasadnić istotne różnice w przebiegu tych krzywych dla różnych mierników. Wykresy błędu należy sporządzić w układzie współrzędnych z logarytmiczną skalą częstotliwości.
2. Uzasadnić różnice wskazań badanych mierników przy pomiarze sygnałów: sinusoidalnego, trójkątnego i prostokątnego. Na podstawie danych zawartych w tab. 6.1 oraz wartości amplitudy sygnału badanego nastawionej na generatorze wyznaczyć błąd wynikający z kształtu mierzonego sygnału dla poszczególnych mierników.
3. Uzasadnić różną reakcję badanych mierników na zawartość składowej stałej w badanym sygnale.

6.4. Pytania kontrolne

1. Omówić parametry opisujące sygnały przemiennoprądowe.
2. Jak definiowany jest współczynnik zniekształceń nieliniowych?
3. Omówić czynniki wpływające na zmianę wskazań mierników magnetoelektrycznych prostownikowych.
4. Omówić wpływ kształtu mierzonego sygnału na wyniki pomiarów miernikami reagującymi na wartość średnią.
5. Omówić działanie przetworników wartości średniej.
6. Omówić zasadę działania przetwornika wartości skutecznej z układem mnożąco-dzielącym.
7. Jak realizuje się przetwarzanie wartości skutecznej w oparciu o definicję fizyczną?
8. Omówić wybrany przetwornik wartości szczytowej sygnału przemiennego.

Literatura

[1] Tumański S.: Technika pomiarowa. Warszawa, WNT 2007.

[2] Chwaleba A., Poniński M., Siedlecki A.: Metrologia elektryczna. Warszawa, WNT 2007.

Pomiary częstotliwości i prędkości obrotowej

7.1. Wprowadzenie teoretyczne

7.1.1. Metody pomiaru częstotliwości

Częstotliwość f zjawiska okresowego określana jest jako stosunek liczby k okresów T tego zjawiska występujących w przedziale czasu τ do wartości tego przedziału: $f = k/\tau$. Określona w ten sposób częstotliwość jest wartością średnią w przedziale czasu τ . Ponieważ $\tau = kT$, częstotliwość jest odwrotnością okresu: $f = 1/T$. Jednostką częstotliwości jest herc (Hz).

Przyrządy wykorzystywane do bezpośredniego pomiaru częstotliwości nazywane są częstotlicznymi. Poszczególne częstotliczki mogą różnić się zasadą pomiaru i budową. Metody pomiaru częstotliwości możemy podzielić na następujące grupy:

- analogowe (wibracyjne, ilorazowe, integracyjne),
- porównawcze (interferencyjne, oscyloskopowe),
- cyfrowe.

7.1.2. Częstościomierze analogowe

Częstotlicznik wibracyjny (nazywany również rezonansowym lub języczkowym) składa się z szeregu blaszek stalowych (tzw. języczków) w kształcie litery L, umocowanych końcem do podstawy miernika. Każdy języczek posiada inną częstotliwość drgań własnych. Przepływający przez cewkę elektromagnesu prąd wywołuje zmienne pole magnetyczne przyciągające języczki. Częstotliwość odczytywana jest na podstawie położenia języczka o największej amplitudzie drgań.

Budowa częstościomierzy ilorazowych opiera się na wykorzystaniu ustroju ilorazowego, którego odchylenie zależy od stosunku prądów w dwóch cewkach.

W częstościomierzu integracyjnym napięcie o częstotliwości mierzonej przetwarzane jest na napięcie prostokątne o takiej samej częstotliwości i stałej amplitudzie. W czasie dodatniego półokresu ładuje się kondensator, a w czasie ujemnego półokresu rozładowuje się przez miernik magnetoelektryczny. Wskazywana przez miernik wartość średnia zależy tylko od częstotliwości.

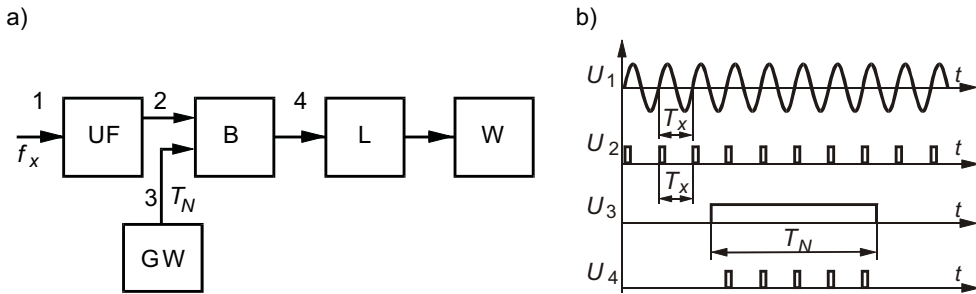
Najprostszy sposób pomiaru częstotliwości przy użyciu oscyloskopu elektronicznego polega na odczytaniu z ekranu oscyloskopu przemieszczenia plamki świetlnej d odpowiadającego jednemu okresowi. Znając szybkość podstawy czasu c , częstotliwość możemy wyznaczyć jako $f_x = 1/T_x = 1/(c d)$. Dokładność pomiaru tą metodą jest niewielka, błąd zwykle jest nie mniejszy niż kilka %.

Oscyloskop można wykorzystać również jako wskaźnik przy pomiarze częstotliwości metodą porównawczą. Napięcie o mierzonej częstotliwości doprowadza się w takim wypadku do jednego z kanałów oscyloskopu pracującego w trybie XY, do drugiego kanału doprowadza się napięcie o częstotliwości wzorcowej. Częstotliwość wzorcową zmienia się tak, aby na ekranie oscyloskopu uzyskać nieruchomą krzywą, zwaną figurą Lissajous, na podstawie której można obliczyć stosunek obu częstotliwości.

7.1.3. Częstościomierze cyfrowe

Częstościomierz cyfrowy jest obecnie najczęściej używanym narzędziem do pomiaru częstotliwości. Wynika to z jego dużej dokładności, szerokiego zakresu mierzonych częstotliwości i niskiego kosztu układów cyfrowych. Rozróżnia się dwie podstawowe metody cyfrowego pomiaru częstotliwości:

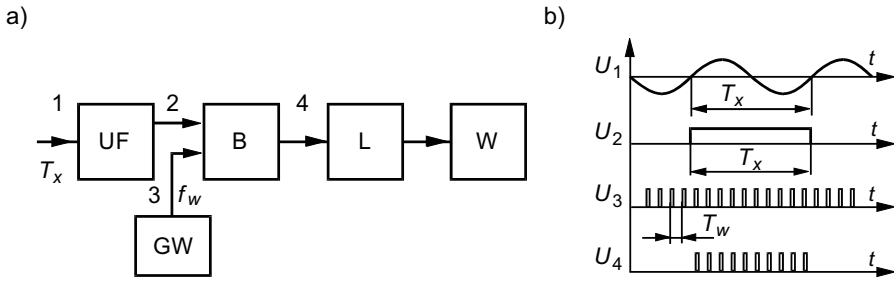
- metoda bezpośrednia, w której we wzorcowym przedziale czasu zliczana jest liczba okresów mierzonego przebiegu,
- metoda pośrednia, w której w czasie jednego okresu mierzonego przebiegu zliczana jest liczba okresów przebiegu wzorcowego.



Rys. 7.1. Zasada pomiaru częstotliwości metodą cyfrową: a) schemat blokowy (UF – układ formujący, B – układ bramkujący, GW – generator wzorcowego odcinka czasu, L – licznik, W – wskaźnik cyfrowy); b) przebiegi napięć w poszczególnych punktach układu

Zasada działania częstościomierza cyfrowego przedstawiona jest na rys. 7.1. W częstościomierzu tym, badany przebieg o częstotliwości f_x przetwarzany jest w układzie formującym na przebieg impulsowy o takiej samej częstotliwości. Generator wzorcowego odcinka czasu wytwarza impuls o czasie trwania T_N otwierający bramkę na czas pomiaru. W czasie, gdy bramka jest otwarta, licznik zliczy $N = T_N / T_x$ impulsów, a ponieważ $f_x = 1 / T_x$, zmierzona częstotliwość wynosi

$$f_x = N \frac{1}{T_N} \quad (7.1)$$



Rys. 7.2. Zasada pomiaru okresu metodą cyfrową: a) schemat blokowy (UF – układ formujący, B – układ bramkujący, GW – generator częstotliwości wzorcowej, L – licznik, W – wskaźnik cyfrowy); b) przebiegi napięć w poszczególnych punktach układu

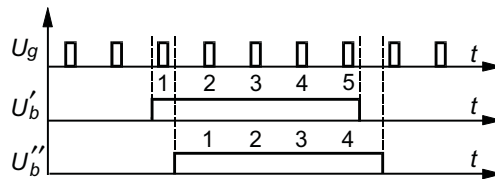
Zasada pomiaru okresu metodą cyfrową jest przedstawiona na rys. 7.2. W układzie tym, badany przebieg przetwarzany jest na sygnał impulsowy, w którym czas każdego impulsu jest równy okresowi T_x przebiegu badanego. Impuls ten otwiera bramkę na czas pomiaru. W czasie, gdy bramka jest otwarta, zliczane są impulsy z generatora wzorcowego o częstotliwości $f_w = 1/T_w$. W czasie pomiaru licznik zliczy $N = T_x / T_w$ impulsów, a stąd wartość zmierzonego okresu wynosi

$$T_x = N \frac{1}{f_w} \quad (7.2)$$

a jego częstotliwość

$$f_x = \frac{1}{T_x} = \frac{1}{N} f_w. \quad (7.3)$$

Główne źródła błędów w cyfrowych pomiarach częstotliwości to błąd kwantowania, błąd częstotliwości generatora wzorcowego i błąd wyzwiania. Błąd kwantowania występuje, gdy długość impulsów bramkujących nie jest całkowitą wielokrotnością zliczanych okresów. W takim wypadku liczba zliczonych impulsów uzależniona jest od położenia impulsu bramkującego.



Rys. 7.3. Ilustracja błędu kwantowania

Rysunek 7.2 przedstawia zliczanie impulsów przebiegu U_g bramkowanego impulsem U'_b i U''_b . Mimo, że długość impulsów bramkujących jest jednakowa, liczba zliczonych impulsów jest różna. Różnica stanowiąca błąd zliczania jest nie większa niż 1. Względny błąd zliczania jest nie większy niż odwrotność liczby zliczonych impulsów.

Drugim źródłem błędu jest błąd częstotliwości generatora wzorcowego. Częstotliwość może odbiegać od częstotliwości znamionowej, może również zmieniać się w czasie pracy,

np. w wyniku wahań temperatury lub starzenia elementów. Błąd zwykle nie przekracza wartości kilku dziesięciotysięcznych %.

Kolejny błąd, błąd wyzwiania, wynika z różnicy opóźnienia między zboczem narastającym i opadającym impulsu bramkującego. Różnica ta powoduje różnicę w opóźnieniu chwili otwarcia i zamknięcia bramki. Błąd jest spowodowany również zakłóceniami występującymi w badanym przebiegu.

Zwykle błędy częstotliwości generatora wzorcowego i błędy wyzwiania są pomijalnie małe w porównaniu z błędem kwantowania.

Błąd kwantowania przy pomiarze częstotliwości na podstawie wzoru (7.1) wynosi

$$\delta f_x = \frac{1}{T_N f_x} \quad (7.4)$$

czyli jest odwrotnie proporcjonalny do częstotliwości.

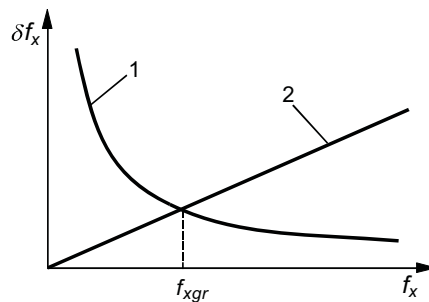
Natomiast przy pomiarze okresu błąd kwantowania na podstawie wzoru (7.2) wynosi

$$\delta T_x = \frac{f_x}{f_w} \quad (7.5)$$

czyli jest proporcjonalny do częstotliwości badanego przebiegu.

Przy pewnej częstotliwości badanego przebiegu f_{xgr} błąd pomiaru okresu i częstotliwości ma taką samą wartość (rys. 7.4). Częstotliwość tę można wyznaczyć porównując błędy przy obu metodach, określone wzorami (7.4) i (7.5). Otrzymujemy stąd

$$f_{xgr} = \sqrt{\frac{f_w}{T_N}}. \quad (7.6)$$



Rys. 7.4. Błąd kwantowania w funkcji częstotliwości przebiegu badanego:
1 – przy pomiarze częstotliwości; 2 – przy pomiarze okresu

Przy pomiarze częstotliwości mniejszych od f_{xgr} , ze względu na mniejszą wartość błędu, należy wykonywać pomiar okresu, przy częstotliwościach większych, pomiar częstotliwości.

Błąd pomiaru częstotliwości metodą cyfrową można zmniejszyć przez wydłużenie czasu pomiaru, natomiast błąd pomiaru okresu przez zwiększenie liczby okresów, w czasie których zliczane są okresy sygnału z generatora wzorcowego i wyznaczenie okresu średniego. Należy jednak pamiętać, że w wyniku pomiaru otrzymujemy wartość średnią, dlatego w przypadku, gdy badana częstotliwość zmienia się w czasie pomiaru, przy długim

czasie pomiaru wynik może znacznie odbiegać od wartości chwilowej w momencie uzyskania wyniku.

7.1.4. Pomiar prędkości obrotowej

Prędkość kątowna w ruchu obrotowym jest to granica ilorazu różnicowego przyrostów kąta obrotu $\Delta\varphi$ i czasu Δt :

$$\omega = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{d\varphi}{dt} . \quad (7.7)$$

W praktyce, gdy operujemy skończonymi przyrostami $\Delta\varphi$ i Δt , ich stosunek jest średnią prędkością kątowną:

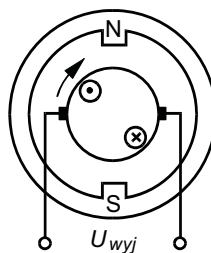
$$\omega_{sr} = \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} . \quad (7.8)$$

Prędkość kątowna ω wyrażana jest w rad/s, prędkość n wyrażaną w obr/min lub w obr/s nazywamy prędkością obrotową.

Przyjmując za kryterium postać sygnału opisującego prędkość obrotową, metody jej pomiaru można podzielić na dwie grupy: metody analogowe i cyfrowe. Metody analogowe charakteryzują się ciągłą postacią sygnału opisującego prędkość obrotową. Przy analogowych pomiarach prędkości obrotowej najczęściej stosowane są prądnice tachometryczne prądu stałego lub przemiennego, połączone z wałem obracającym się z mierzoną prędkością.

7.1.5. Prądnica tachometryczna prądu stałego

Prądnica tachometryczna prądu stałego wykonywana jest najczęściej jako prądnica z umieszczonymi na stojanie magnesami trwałymi, natomiast na wirniku nawinięte jest uzwojenie, którego końce wyprowadzone są na zewnątrz przez komutator i szczotki (rys. 7.5). Wirujące uzwojenie przecina pole magnetyczne, w wyniku czego indukuje się w nim siła elektromotoryczna.



Rys. 7.5. Prądnica tachometryczna prądu stałego z magnesem trwałym;
 U_{wyj} – napięcie wyjściowe; U_{wzb} – napięcie wzbudzenia

Wartość indukowanej siły elektromotorycznej E jest wprost proporcjonalna do prędkości obrotowej n :

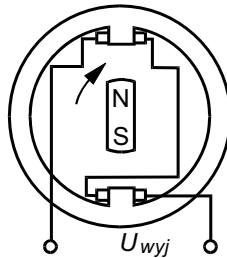
$$E = k n \quad (7.9)$$

gdzie: k – stała konstrukcyjna prądnicy.

Zależność (7.9) jest słuszna dla prędkości mniejszych od 2500 obr/min. Przy wyższych prędkościach występuje zjawisko wzrostu rezystancji na styku komutatora i szczotek. Zaletą prądnicy tachometrycznej prądu stałego jest możliwość określenia kierunku obrotów – zmiana kierunku powoduje zmianę biegunowości napięcia wyjściowego.

7.1.6. Prądnica tachometryczna prądu przemiennego synchroniczna

Prądnice tachometryczne prądu przemiennego synchroniczne posiadają najczęściej nieruchome uzwojenie i wirujący magnes trwały (rys. 7.6).



Rys. 7.6. Prądnica tachometryczna prądu przemiennego synchroniczna z wirującym magnesem trwałym; U_{wyj} – napięcie wyjściowe

Wirujące pole magnetyczne powoduje indukowanie się zmiennego napięcia w uzwojeniu stojana, proporcjonalnego do prędkości obrotowej:

$$E = k n . \quad (7.10)$$

Również częstotliwość f indukowanego napięcia jest proporcjonalna do prędkości obrotowej

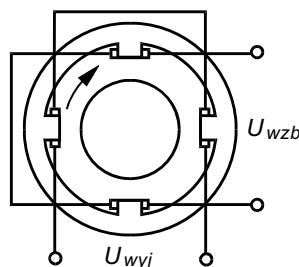
$$f = \frac{p n}{60} \text{ [Hz]} \quad (7.11)$$

gdzie: p – liczba par biegunów prądnicy,
 n – prędkość obrotowa [obr/min].

Prędkość można wyznaczyć zarówno przez pomiar napięcia jak i częstotliwości. Zaletą prądnic tachometrycznych prądu przemiennego synchronicznych w porównaniu z prądnicami prądu stałego jest większa niezawodność wynikająca z braku komutatora. Wadą jest brak możliwości określenia kierunku wirowania.

7.1.7. Prądnica tachometryczna prądu przemiennego asynchroniczna

Prądnica tachometryczna prądu przemiennego asynchroniczna zbudowana jest podobnie jak dwufazowy silnik asynchroniczny (rys. 7.7).



Rys. 7.7. Prądnica tachometryczna prądu przemiennego asynchroniczna:
 U_{wyj} – napięcie wyjściowe; U_{wzb} – napięcie wzbudzenia

Stojan prądnicy posiada dwa uzwojenia przesunięte względem siebie o kąt 90° . Zasilane prądem przemiennym uzwojenie wzbudzenia wytwarza zmienne pole magnetyczne. Pole to indukuje w wykonanym z materiału przewodzącego wirniku prądy wirowe. Jeżeli wirnik się obraca, powstaje składowa pola magnetycznego skojarzona z drugim uzwojeniem stojana.

Napięcie indukowane w uzwojeniu ma częstotliwość równą częstotliwości napięcia wzbudzenia, a jego amplituda jest proporcjonalna do prędkości obrotowej wirnika.

$$E = k n . \quad (7.12)$$

Zaletą prądnicy tachometrycznej asynchronicznej jest niezależność częstotliwości napięcia wyjściowego od prędkości wirowania wirnika. Kierunek wirowania może być określony przez pomiar przesunięcia fazowego między napięciem wyjściowym i napięciem wzbudzenia.

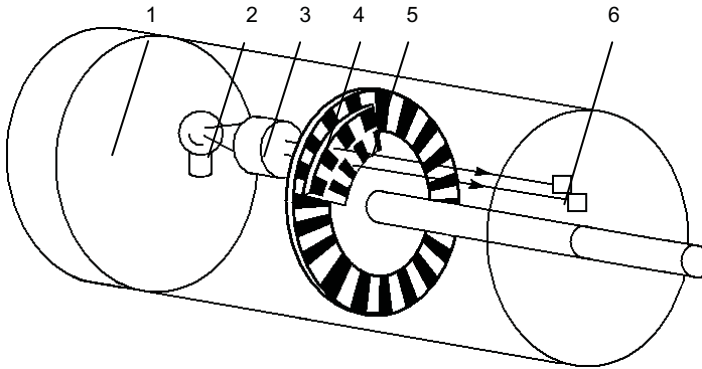
7.1.8. Metody cyfrowe pomiaru prędkości

Metody z dyskretną postacią sygnału odwzorowującej prędkość obrotową najczęściej opierają się na wykorzystaniu przetworników obrotowo-impulsowych przetwarzających prędkość obrotową na ciąg impulsów.

Elektromagnetyczny przetwornik obrotowo-impulsowy zbudowany jest z zamocowanego na wale koła zębatego wykonanego z materiału ferromagnetycznego oraz z umieszczonego w pobliżu wirującego koła podmagnesowanego obwodu magnetycznego z nawiniętą cewką. Wirowanie koła zębatego zmienia strumień magnetyczny w magnetowodzie, co powoduje indukowanie w cewce siły elektromotorycznej. Ze względu na ograniczoną rozdzielczość wynikającą z ograniczonej liczby zębów koła zębatego, przetworniki te zostały wyparte przez przetworniki optyczne.

Optyczny przetwornik obrotowo-impulsowy zbudowany jest z zamocowanej sztywno na wale tarczy, na obwodzie której znajdują się szczeliny. Po jednej stronie tarczy umieszczone jest źródło światła, po drugiej fotoelement (rys. 7.8). W trakcie obrotu tarczy strumień światła jest okresowo przerywany, a sygnał elektryczny na wyjściu czujnika fotoelektrycznego zależy od zmian położenia tarczy. Liczba impulsów jest równa liczbie szczelin, które przeszły przez pole strumienia świetlnego. Ze względu na wymaganą przez fotoelement energię świetlną, pojedyncza szczelina musi być odpowiednio duża. Ogranicza to rozdzielczość przetwornika. Aby tego uniknąć, między źródłem światła i tarczą umieszczona jest dodatkowa nieruchoma przesłona, ze szczelinami umieszczonymi z takim samym odstępem, jak szczeliny na tarczy. Dzięki temu strumień świetlny przechodzi jedno-

częściej przez kilka szczelin. Przetworniki takie mogą posiadać do kilkudziesięciu tysięcy szczelin na obwodzie tarczy.



Rys. 7.8. Budowa przetwornika obrotowo-impulsowego: 1 – układ elektroniczny, 2 – bezobsługowe żarówka do długotrwałej pracy lub dioda LED, 3 – soczewka skupiająca światło, 4 – tarcza kreskowa, 5 – nieruchoma przesłona, 6 – fototranzystory

Prędkość obrotowa może być określona na podstawie pomiaru częstotliwości lub okresu sygnału wyjściowego przetwornika obrotowo-impulsowego.

Pomiar częstotliwości polega na zliczaniu okresów sygnału z przetwornika obrotowo-impulsowego w ściśle określonym czasie. Prędkość obrotową możemy obliczyć z wzoru

$$n = \frac{C_n}{T_n m} \quad (7.13)$$

gdzie: C_n – liczba okresów zliczonych na wyjściu przetwornika obrotowo-impulsowego,
 T_n – czas pomiaru,
 m – liczba okresów przy jednym pełnym obrocie tarczy przetwornika.

Cechą metody jest stały czas pomiaru. Błąd pomiaru jest większy przy małych prędkościach. Zmniejszenie błędu można uzyskać przez wydłużenie czasu pomiaru T_n . Dlatego metoda ta nadaje się raczej do pomiaru prędkości średnich.

Druga metoda, pomiar okresu sygnału z przetwornika obrotowo-impulsowego, polega na pomiarze czasu między dwoma sąsiednimi rosnącymi lub opadającymi zboczami sygnału na wyjściu przetwornika obrotowo-impulsowego. Czas mierzony jest przez zliczanie okresów sygnału z generatora wzorcowego. Prędkość obrotową można obliczyć ze wzoru

$$n = \frac{f_g}{C_t m} \quad (7.14)$$

gdzie: f_g – częstotliwość sygnału z generatora wzorcowego,
 C_t – liczba zliczonych okresów sygnału z generatora wzorcowego,
 m – liczba okresów na wyjściu przetwornika obrotowo-impulsowego przy jednym pełnym obrocie tarczy przetwornika.

Czas pomiaru tą metodą jest odwrotnie proporcjonalny do prędkości obrotowej, dla bardzo małych prędkości może osiągnąć duże wartości. Błąd pomiaru jest większy przy

większych prędkościach. Zmniejszenie błędu można uzyskać przez wykorzystanie generatora wzorcowego o większej częstotliwości f_g .

7.1.9. Metoda stroboskopowa

W metodzie stroboskopowej wykorzystywana jest bezwładność oka ludzkiego, „zatrzymująca” na pewien czas wrażenie wzrokowe, wywołane krótkim sygnałem optycznym. Dzięki temu zjawisku, obserwując obracający się z częstotliwością wirowania f_x przedmiot, oświetlony krótkimi błyskami o częstotliwości f_r , przy spełnionej zależności (7.15) i odpowiednio dużej częstotliwości f_r (ponad 5 Hz) odnosi się wrażenie, że wirujący przedmiot jest pozornie nieruchomy.

$$\frac{f_x}{f_r} = \frac{k}{r} \quad (7.15)$$

gdzie: k – powtarzalność okresu pozornego,
 r – zwielokrotnienie obrazu pozornego.

Na bazie metody stroboskopowej budowane są tachometry stroboskopowe błyskowe, składające się z generatora i lampy wyładowczej dużej mocy.

Pomiar prędkości polega na oświetleniu części wirujących i płynnej zmianie częstotliwości błysków, do uzyskania obrazu pozornie nieruchomego. Prędkość obrotową można odczytać z podziałki stroboskopu. Obraz pozornie nieruchomy niez wielokrotniony powstaje, gdy częstotliwość obrotów jest całkowitą wielokrotnością częstotliwości błysków ($f_x/f_r = k$; $k = 1, 2, 3, \dots$), tzn. gdy między dwoma błyskami wał wykonuje całkowitą liczbę obrotów k . Jeżeli nie jest znana w przybliżeniu wartość prędkości, należy wykonać dwa pomiary, dla dwóch sąsiednich częstotliwości f_{r1} i f_{r2} , przy których otrzymuje się wrażenie obrazu nieruchomego. Częstotliwość f_x można obliczyć z zależności (7.16).

$$f_x = \frac{f_{r2} f_{r1}}{f_{r2} - f_{r1}} \quad \text{gdzie } f_{r2} > f_{r1}. \quad (7.16)$$

W przypadku obrazu zwielokrotnionego ($r = 2, 3, \dots$) można zaobserwować nałożonych na siebie r obrazów pozornie nieruchomych, obróconych między sobą o kąt $2\pi/r$ rad.

Błąd pomiaru metodą stroboskopową zależy od dokładności generatora. Zaletą metody jest brak obciążenia badanego urządzenia dodatkowym momentem oraz możliwość wykonywania pomiarów w trakcie normalnej pracy, bez konieczności montowania dodatkowych elementów. Ze względu na konieczność obserwacji przez człowieka, metoda stroboskopowa nie nadaje się do wykorzystania w zautomatyzowanych systemach pomiarowych.

7.2. Przebieg ćwiczenia

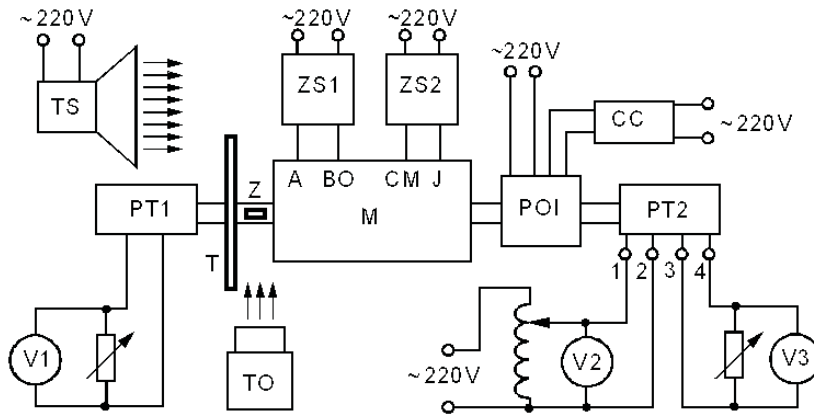
7.2.1. Pomiary częstotliciomierzem cyfrowym

Podłączyć generator do odpowiedniego wejścia częstotliciomierza cyfrowego. Dla pięciu częstotliciomierzem f_g nastawionych na generatorze (10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz i 100 kHz) wykonać pomiar częstotliciomierzem przy różnych czasach pomiaru T_N i pomiar okresu przy różnych częstotliciomierzem generatora wzorcowego. Wyniki zapisać w tabelach. Obliczyć błędy pomiaru częstotliciomierzem δf_x i Δf_x oraz okresu δT_x i ΔT_x uwzględniając tylko błąd kwantowania (pomijamy błąd częstotliciomierzem generatora wzorcowego i błąd wyzwalania).

Obliczyć częstotliwość graniczną f_{xgr} , przy której błąd pomiaru częstotliwości i okresu jest jednakowy. Wyciągnąć wnioski.

7.2.2. Pomiary prędkości obrotowej

Schemat połączeń wykorzystywanego w czasie ćwiczenia układu do pomiaru prędkości obrotowej jest przedstawiony na rys. 7.9.



Rys. 7.9. Schemat połączeń układu pomiarowego: M – silnik prądu stałego; ZS1, ZS2 – zasilacze prądu stałego; TS – tachometr stroboskopowy; T – tarcza stroboskopowa; TO – tachometr cyfrowy optyczny; Z – znacznik odbłaskowy; POI – przetwornik obrotowo-impulsowy; CC – częstotściomierz cyfrowy; PT1 – prądnicza tachometryczna prądu stałego; PT2 – prądnicza tachometryczna prądu przemiennego asynchroniczna; V1, V2, V3 – woltomierze

W trakcie ćwiczenia mierzona jest prędkość obrotowa silnika prądu stałego obcowzbudnego M. Twornik silnika zasilany jest z zasilacza ZS1, a wzbudzenie z zasilacza ZS2. Zmianę prędkości obrotowej uzyskuje się przez zmianę napięcia twornika, przy stałym napięciu wzbudzenia.

Jako prędkość wzorcowa traktowana jest wartość prędkości zmierzona metodą cyfrową przy użyciu przetwornika obrotowo-impulsowego POI. Przetwornik ten generuje 60 okresów sygnału wyjściowego przy jednym obrocie tarczy. Prędkość obrotową można określić przez pomiar częstotliwości sygnału na wyjściu przetwornika obrotowo-impulsowego, przy użyciu częstotściomierza cyfrowego CC. Ponieważ częstotliwość sygnału f (w Hz) jest proporcjonalna do prędkości n (w obr/min)

$$f = \frac{mn}{60} \quad (7.17)$$

dla $m = 60$ liczba okresów zliczonych przez częstotściomierz w czasie 1 s jest równa prędkości obrotowej n w obr/min.

7.2.2.1. Wyznaczenie charakterystyk prądniczy tachometrycznej prądu stałego

Badanie polega na pomiarze przy użyciu woltomierza cyfrowego V1 napięcia na wyjściu prądniczy tachometrycznej przy różnych wartościach prędkości obrotowej (250, 500, 750, 1000, 1250 i 1500 obr/min) i różnych wartościach rezystancji obciążenia.

Prędkość obrotową odczytujemy z częstotliciemierza cyfrowego. Wyniki pomiarów zapisać w tabeli, podając napięcie na wyjściu prądnicy w woltach i procentach.

Napięcie wyjściowe U_{wy} [%] wyznacza się dla danego obciążenia z wzoru (7.18) jako napięcie U_{wy} [V] odniesione do napięcia przy największej prędkości dla danej rezystancji obciążenia, dla której były wykonywane pomiary (1500 obr/min).

$$U_{wy}[\%] = \frac{U_{wy}}{U_{wy\max}} 100 \% . \quad (7.18)$$

Otrzymane charakterystyki $U_{wy} = f(n)$ dla różnych rezystancji obciążenia R_0 należy wykreślić we wspólnym układzie współrzędnych. Metodą graficzną lub w sposób analityczny wyznaczyć błąd od nieliniowości. Wyciągnąć wnioski.

7.2.2.2. Wyznaczenie charakterystyk prądnicy tachometrycznej prądu przemiennego asynchronicznej

Przy użyciu autotransformatora należy nastawić napięcie wzbudzenia prądnicy tachometrycznej o wartości odczytanej z tabliczki znamionowej. Napięcie to mierzone jest woltomierzem V2.

Badanie prądnicy polega na pomiarze, z zastosowaniem woltomierza cyfrowego V3, napięcia na wyjściu prądnicy tachometrycznej, przy różnych wartościach prędkości obrotowej i różnych wartościach rezystancji obciążenia. Prędkość obrotową odczytujemy z częstotliciemierza cyfrowego. Wyniki pomiarów zapisać w tabeli.

Otrzymane charakterystyki $U_{wy} = f(n)$ dla różnych rezystancji obciążenia R_0 należy wykreślić we wspólnym układzie współrzędnych. Wyznaczyć błąd od nieliniowości i wyciągnąć wnioski.

7.2.2.3. Pomiary przy użyciu tachometru stroboskopowego

Dla danej prędkości obrotowej silnika, zmieniając częstotliwość błysków tachometru stroboskopowego, uzyskać obraz nieruchomy dla dwóch sąsiednich częstotliwości. Wyznaczyć prędkość obrotową i porównać z prędkością wskazywaną przez tachometr wzorcowy.

Na stroboskopie nastawić częstotliwość 2 i 3 razy mniejszą od częstotliwości wirowania, a następnie 2 i 3 razy większą. Na podstawie obrazu na tarczy stroboskopowej wyciągnąć wnioski.

Wyznaczenie błędów tachometru stroboskopowego należy rozpocząć od nastawianie danej wartości prędkości n_w na tachometrze stroboskopowym. Następnie należy zmieniać prędkości wału silnika aż do uzyskania obrazu pozornie nieruchomego i odczytać z tachometru wzorcowego rzeczywistą wartość prędkości obrotowej n_n . Pomiary wykonać dla prędkości 700, 900, 1100, 1300 i 1500 obr/min. Wyniki zapisać do tabeli. Obliczyć wartości błędów. Wykreślić krzywe błędów $\Delta n = f(n)$ i $\delta n = f(n)$ oraz wyciągnąć wnioski.

7.2.2.4. Pomiary przy użyciu tachometru cyfrowego optycznego

Przed pomiarami tachometrem optycznym należy na elemencie, który po załączeniu zasilania będzie wirował, nakleić znacznik odbłaskowy. Pomiar rozpoczyna się po naciśnięciu przycisku pomiarowego i skierowaniu strumienia świetlnego na mierzony element wirujący. Gdy znacznik przecina strumień świetlny, na wyświetlaczu przyrządu powinien zapalić się wskaźnik monitorowania. Pomiar polega na zliczaniu przez przyrząd impulsów świetlnych odbitych od znacznika odbłaskowego. Po ustabilizowaniu się odczytu (po około 2 s), zwolnić przycisk po-

miarowy i odczytać zmierzoną wartość prędkości. Po zakończonym pomiarze w pamięci przyrządu zapamiętane są charakterystyczne parametry pomiaru: ostatnia wartość zmierzona, wartość maksymalna i minimalna. Jedno naciśnięcie i przytrzymanie przycisku znajdującego się poniżej wyświetlacza powoduje wyświetlenie ostatniej wartości pomiaru i wskaźnika „LA”, drugie wciśnięcie – maksymalnej wartości pomiaru i wskaźnika „UP”, trzecie wciśnięcie – minimalnej wartości pomiaru i wskaźnika „dn”.

Badanie tachometru optycznego należy wykonać dla prędkości 250, 500, 750, 1000, 1250 i 1500 obr/min. Prędkość silnika należy zmieniać tak, aby wymaganą prędkość n_n wskazywał tachometr wzorcowy, a po wykonanym pomiarze tachometrem optycznym odczytać ostatnią zmierzoną prędkość n , prędkość maksymalną n_{\max} i minimalną n_{\min} . Wyniki zapisać w tabeli. Wykreślić krzywe błędów $\Delta n = f(n)$ i $\delta n = f(n)$ oraz wyciągnąć wnioski.

7.3. Dyskusja wyników

1. Wyciągnąć wnioski na temat dokładności cyfrowego pomiaru okresu i częstotliwości.
2. Wyciągnąć wnioski na temat charakterystyk prądnicy tachometrycznej prądu stałego i prądnicy tachometrycznej prądu przemiennego asynchronicznej.
3. Wyciągnąć wnioski na temat powtarzalności i zwielokrotnienia obrazu pozornego przy użyciu stroboskopu oraz na temat dokładności metody stroboskopowej.
4. Wyciągnąć wnioski na temat dokładności pomiaru prędkości tachometrem cyfrowym optycznym.

7.4. Pytania kontrolne

1. Co to jest częstotliwość i okres?
2. Przedstawić cyfrowy pomiar częstotliwości.
3. Przedstawić cyfrowy pomiar okresu.
4. Opisać źródła błędów częstościomierzy cyfrowych.
5. Wyprowadzić wzór na częstotliwość, przy której pomiar częstotliwości i okresu metodą cyfrową jest obarczony takim samym błędem. Kiedy mierzymy częstotliwość, a kiedy okres?
6. Opisać budowę i działanie prądnicy tachometrycznej prądu stałego.
7. Opisać budowę i działanie prądnicy tachometrycznej prądu przemiennego synchronicznej.
8. Opisać budowę i działanie prądnicy tachometrycznej prądu przemiennego asynchronicznej.
9. Przedstawić budowę elektromagnetycznego i optycznego przetwornika obrotowo-impulsowego.
10. Przedstawić zasadę pomiaru prędkości obrotowej tachometrem stroboskopowym.

Literatura

- [1] Chwaleba A., Poniński M., Siedlecki A.: Metrologia elektryczna. Warszawa, WNT 2009.
[2] Marcyniuk A.: Podstawy miernictwa elektrycznego. Gliwice, Wyd. Politechniki Śląskiej 2002.

Analogowe przetwarzanie sygnałów pomiarowych

8.1. Wprowadzenie teoretyczne

Podstawowym zadaniem metrologii jest obserwacja stanu obiektów oraz różnego typu zjawisk i procesów poprzez pomiary wybranych parametrów fizycznych, biologicznych itp. Sygnały pozyskiwane z różnego rodzaju czujników i detektorów mają zazwyczaj charakter ciągły (wartość napięcia, prądu, rezystancji, czasu, itp.) lub dwustanowy (jest/nie ma, otwarty/zamknięty, itp.).

Sygnały wyjściowe z czujników pomiarowych często mają wiele cech utrudniających ich bezpośrednie wykorzystanie lub przetworzenie na sygnał cyfrowy (mała wartość, niska moc, nieliniowy charakter, duży poziom szumów, itp.). Przed przetworzeniem tych sygnałów na postać cyfrową należy więc poddać je różnorodnej obróbce poprawiającej ich właściwości oraz przystosowującej je do postaci wymaganej na wejściu przetworników A/C (analogowo-cyfrowych). Przetwarzanie analogowe sygnałów może spełniać wiele różnych zadań, np.:

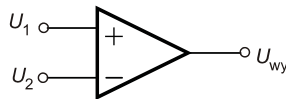
1. *Przetworzenie wstępne, kondycjonowanie* – zamiana wielkości pierwotnej (np. rezystancji czujnika) na sygnał napięciowy lub prądowy (najczęściej na sygnały standardowe, a więc o ustalonym zakresie zmienności). Układy kondycjonowania często zapewniają dodatkowe funkcje, takie jak: linearyzacja, korekcja błędów, itp.
2. *Standaryzacja sygnału* – zmiana wartości sygnału polegająca na dopasowaniu do jednego z sygnałów standardowych, np. napięciowego ± 5 V lub +10 V, albo prądowego 4 ... 20 mA.
3. *Wzmocnienie sygnału* – zwiększenie wartości sygnału, konieczne zwłaszcza dla małych sygnałów wejściowych o wartościach rzędu mV.
4. *Izolacja galwaniczna obwodów* – oddzielenie galwaniczne obwodów w torze pomiarowym poprzez zastosowanie transformatorów, pojemności separujących lub optoizolacji.
5. *Prostowanie sygnału* – przetwarzanie sygnału przemiennego na stałoprądowy o wartości odpowiadającej wartości średniej sygnału przemiennego. Stosuje się również prostowanie fazoczułe uwzględniające przesunięcie fazy sygnału przetwarzanego względem sygnału sterującego lub przetwarzanie wartości skutecznej (*true RMS*) sygnału przemiennego.
6. *Filtrowanie sygnału* – wydzielenie z sygnału zawierającego składowe o bardzo różnych częstotliwościach jedynie tych składowych, które mieszczą się w określonym paśmie częstotliwości. Rozróżnia się filtrację dolnoprzepustową (wyższe harmoniczne są tłumione), filtrację górnoprzepustową (składowa stała i niższe częstotliwości są tłumione) lub pasmowo przepustową oraz filtrację selektywną (nietłumiony jest jedynie sygnał o wybranej częstotliwości).

7. *Przeprowadzanie operacji matematycznych* – np. dodawanie, całkowanie, logarytmowanie lub mnożenie sygnałów analogowych.
8. *Modulacja sygnału* – zamiana sygnału zmiennego na sygnał o wyższej częstotliwości, którego amplituda zmienia się proporcjonalnie do zmian wartości sygnału przetwarzanego.
9. *Odzyskiwanie sygnału, poprawa jakości sygnału* – eliminacja z sygnału użytecznego zakłóceń takich jak szумы czy też dryft zera.

8.1.1. Wzmacniacze sygnałowe

Podstawowymi elementami elektronicznymi wykorzystywanymi do przetwarzania sygnałów analogowych są *wzmacniacze operacyjne*. Wytwarza się je w postaci układów scalonych (często po kilka wzmacniaczy w jednej obudowie). Symbol graficzny wzmacniacza operacyjnego przedstawiono na rysunku 8.1, przy czym znak „+” oznacza wejście nieodwracające zaś „-” wejście odwracające wzmacniacza realizującego zależność:

$$U_{wy} = K_u(U_1 - U_2). \quad (8.1)$$



Rys. 8.1. Symbol graficzny wzmacniacza operacyjnego

Dobry wzmacniacz operacyjny powinien mieć jak największe wzmocnienie napięciowe K_u (powyżej 10^5) oraz charakteryzować się możliwie dużą rezystancją wejściową i małą rezystancją wyjściową. Ponadto powinien on być niewrażliwy na zmiany temperatury, a także mieć niewielkie szумы oraz pełzanie zera.

Dzięki temu, że wzmacniacz pracuje jako różnicowy można wzmacniać bardzo małe różnice napięć na tle dużego napięcia wspólnego dla obydwu wejść. Jest to jedna z ważniejszych cech wzmacniacza i dlatego bardzo istotne jest również, aby zapewniał on dużą wartość *współczynnika tłumienia sygnału wspólnego (CMRR)*, definiowanego jako:

$$CMRR = \frac{K^-}{K^+} \quad (8.2)$$

gdzie: K^- – wzmocnienie różnicy napięć wejściowych,
 K^+ – wzmocnienie sygnału wspólnego.

Wyjście wzmacniacza operacyjnego pracującego bez sprzężenia zwrotnego będzie przyjmowało jedynie stan maksymalny lub minimalny gdyż przy tak dużym wzmocnieniu nawet niewielkie różnice technologiczne w wejściach wzmacniacza wywołują powstanie sygnału niezrównoważenia powodującego nasycenie się układu. Dobierając odpowiednie sprzężenie zwrotne można przy użyciu wzmacniacza realizować różne funkcje, takie jak np. sumatora, integratora, mnożnika, generatora, filtru, itp.

Wzmacniacze operacyjne zapewniają bardzo duże wzmocnienie, którego wartość nie jest jednak dokładnie znana, a ponadto nierzadko ulega ona zmianom pod wpływem czynników zewnętrznych. *Wzmacniacze instrumentalne* (zwane też *wzmacniaczami pomiarowymi*) będące rozwinięciem wzmacniaczy operacyjnych zapewniają dużą wartość wzmocnienia, która jest dokładnie znana, precyzyjnie ustawiana (elementem zewnętrznym), stała w czasie i niewrażliwa na zakłócenia. Ponadto układy te charakteryzuje wielka impedancja

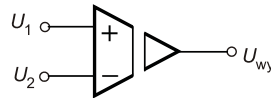
wejściowa (ponad $10^9 \Omega$), wejściowy prąd niezrównoważenia rzędu nA (dla wejść polowych nawet pA), pełzanie zera poniżej $1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ i szумы poniżej $10 \text{ nV}/\text{Hz}$. Błąd od nielineowości dla tego typu układów osiąga wartości 0,01%, a nawet do 0,0001%.

Czasami występuje sytuacja, w której trzeba mierzyć małe sygnały różnicowe na tle dużych sygnałów wspólnych – rzędu 400 V, a nawet większych. W takich przypadkach z uwagi na niebezpieczeństwo ludzi i sprzętu mogące powstać w stanach awaryjnych należy zastosować oddzielenie galwaniczne wyjścia od wejścia układu pomiarowego. Coraz częściej stosuje się w tym celu wzmacniacze izolujące, w których zaciski wejściowe i wyjściowe są fizycznie od siebie oddzielone. Symbol graficzny takiego wzmacniacza przedstawiono na rysunku 8.2. Izolację wejścia/wyjścia opisuje w takich wzmacniaczach *współczynnik tłumienia sygnału izolacji (IMRR)*, wynikający z zależności:

$$U_{wy} = K_u \left(U_{we} + \frac{U_{ws}}{CMRR} \right) + \frac{E_{is}}{IMRR} \quad (8.3)$$

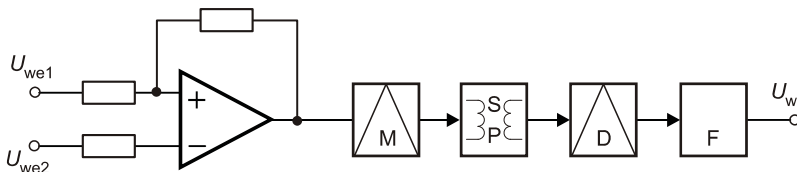
gdzie: U_{ws} – napięcie wspólne,

E_{is} – napięcie między wejściem i wyjściem wzmacniacza.



Rys. 8.2. Symbol graficzny wzmacniacza izolacyjnego

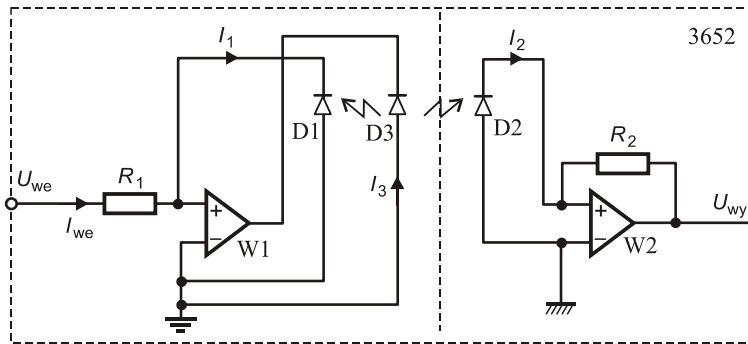
Do rozdzielenia galwanicznego obwodów we wzmacniaczach izolacyjnych najczęściej wykorzystuje się miniaturowe transformatory. Aby taki wzmacniacz mógł przenosić sygnały wolnozmiennne trzeba zmodulować sygnał nośny o większej częstotliwości sygnałem wejściowym. Po stronie wtórnej następuje operacja odwrotna – sygnał jest zdemodulowany i odfiltrowany. Na wyjściu otrzymuje się sygnał odpowiadający różnicowemu sygnałowi wejściowemu. Schemat blokowy takiego układu przedstawiono na rysunku 8.3.



Rys. 8.3. Schemat blokowy wzmacniacza izolującego z transformatorem separującym:

M – modulator, SP – transformator separujący, D – demodulator, F – filtr

Innym ciekawym rozwiązaniem jest wzmacniacz z optoizolacją opracowany przez firmę Burr-Brown pokazany na rysunku 8.4. Na wyjściu przetwornika wejściowego napięcie/prąd zastosowano diodę LED ($D3$), która oświetla dwie identyczne fotodiody $D1$ i $D2$. Dioda $D2$ umieszczona jest w obwodzie przetwornika wyjściowego prąd/napięcie zaś $D1$ tworzy obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego, znacząco poprawiającego liniowość układu. Fotodiody $D1$ i $D2$ są oświetlone identycznie, a więc zachodzi warunek $I_2 = I_1 = I_{we}$ czyli $U_{wy} = U_{we} (R_2/R_1)$.

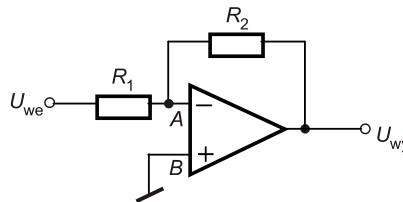


Rys. 8.4. Schemat funkcjonalny wzmacniacza z optoizolacją opracowanego przez firmę Burr-Brown (model 3652) [1]

Występują również inne specjalistyczne wzmacniacze, np. do pomiaru bardzo małych sygnałów stałych (wzmacniacze z autozerem) lub przemiennych (wzmacniacze homodynowe) bądź też wzmacniacze o bardzo wielkiej rezystancji wejściowej (elektrometry).

8.1.2. Podstawowe układy ze wzmacniaczami operacyjnymi

Poniżej przedstawiono podstawowe układy pracy wzmacniaczy operacyjnych. Należy zdawać sobie sprawę z tego, iż w rzeczywistości układy realizujące omawiane funkcje są zwykle bardziej złożone.



Rys. 8.5. Wzmacniacz w układzie odwracającym

Jednym z najczęściej występujących układów analogowych jest wzmacniacz odwracający przedstawiony na rysunku 8.5. Po dostarczeniu na wejście układu napięcia U_{we} na jego wyjściu pojawia się napięcie o znaku przeciwnym i takiej wartości, przy której potencjały w punktach A i B układu są sobie równe. Jest to jedyny stan stabilnej pracy takiego układu. Pojawienie się sygnału różnicowego na wejściach układu ($U_A - U_B \neq 0$) powoduje natychmiast zmianę napięcia na wyjściu układu, która poprzez ujemne sprzężenie zwrotne przywraca stan równowagi. Ponieważ punkt B przyłączony jest do masy układu oraz $U_A = U_B$ można przyjąć, że $U_A = 0$. Rezystancja wejściowa wzmacniacza jest tak duża, że można pominąć prąd wpływający do jego wejścia. Prądy płynące przez rezystory R_1 i R_2 są takie same, a więc:

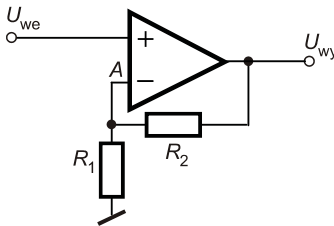
$$\frac{U_{wy}}{R_2} = \frac{-U_{we}}{R_1}. \quad (8.4)$$

Wzmocnienie układu możemy wyznaczyć z powyższej zależności jako:

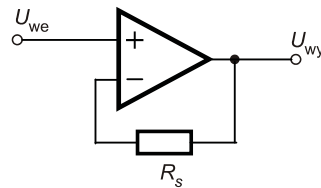
$$K_u = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (8.5)$$

Jeżeli odwrócenie znaku napięcia na wyjściu układu jest niepożądane lub niemożliwe (np. w układach z zasilaniem napięciem jednoznakowym) można zastosować wzmacniacz nieodwracający pokazany na rysunku 8.6. Rozpatrujemy ten układ podobnie jak dla poprzedniego przypadku, a więc:

$$U_A = U_{wy} \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (8.6)$$



Rys. 8.6. Wzmacniacz w układzie nieodwracającym



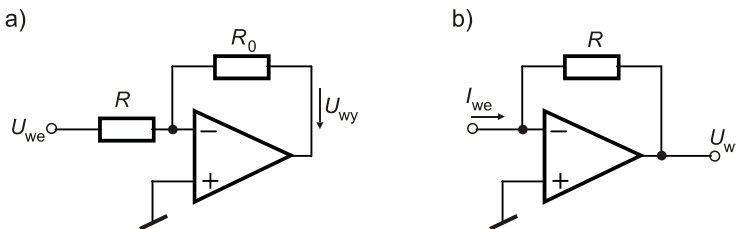
Rys. 8.7. Wtórnik napięcia

Przyjmując, że $U_A = U_{we}$ wzmocnienie wyznaczamy jako:

$$K_u = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (8.7)$$

Niekiedy sygnał ma wystarczającą wartość napięcia jednakże ze źródła sygnału nie można pobrać wymaganej wartości prądu z uwagi na dużą rezystancję wyjściową tego źródła. Wówczas pomocny może być wtórnik napięcia przedstawiony na rysunku 8.7. Układ ten powtarza na wyjściu wartość napięcia wejściowego. Z wyjścia wzmacniacza operacyjnego można pobrać znaczny prąd (dla popularnych układów rzędu 200 mA) nie obciążając źródła sygnału, do którego dołączone jest wejście wzmacniacza o bardzo dużej rezystancji. Dla takiego układu $U_{wy} = U_{we}$ czyli wzmocnienie $K_u = 1$.

Jeśli zachodzi potrzeba dokonania konwersji sygnału napięciowego na postać prądową (lub odwrotnie) można zastosować jeden z pokazanych na rysunku 8.8 przetworników z ujemnym sprzężeniem zwrotnym.

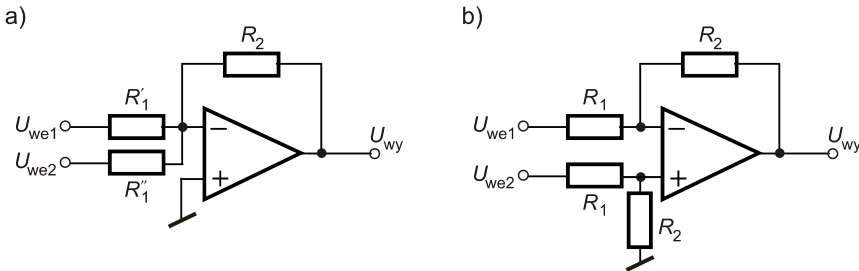


Rys. 8.8. Układy przetworników: a) U/I, b) I/U, wykorzystujące wzmacniacze operacyjne z ujemnym sprzężeniem zwrotnym

Funkcje przetwarzania dla tych układów opisują odpowiednio zależności:

$$I_{wy} = \frac{U_{we}}{R}, \quad U_{wy} = -I_{we}R. \quad (8.8)$$

Układy ze wzmacniaczami mogą również, dzięki zastosowaniu odpowiedniego sprzężenia zwrotnego, realizować pewne funkcje matematyczne. Do najprostszych operacji matematycznych należą dodawanie i odejmowanie sygnałów, które można zrealizować w układach przedstawionych na rysunku 8.9.



Rys. 8.9. Układy realizujące: a) sumowanie, b) odejmowanie sygnałów

Funkcje realizowane w tych układach mają odpowiednio postać:

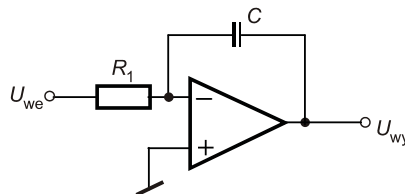
$$U_{wy} = -\left(\frac{R_2}{R_1'}U_{we1} + \frac{R_2}{R_1''}U_{we2}\right), \quad U_{wy} = \frac{R_2}{R_1}(U_{we2} - U_{we1}). \quad (8.9)$$

Układ z rysunku 8.9.a realizuje sumowanie wagowe. Oczywiście dla $R_1' = R_1'' = R_1$ pierwsza z zależności 8.9 przybierze postać $U_{wy} = -(R_2/R_1)(U_{we1} + U_{we2})$.

W układach pomiarowych dosyć często wykorzystywany jest również układ całkujący, pokazany na rysunku 8.10. Integrator jest podstawowym układem wykorzystywanym w całej rodzinie przetworników analogowo-cyfrowych, a także często stosowany jest w układach generacyjnych. Funkcja realizowana ma tutaj postać:

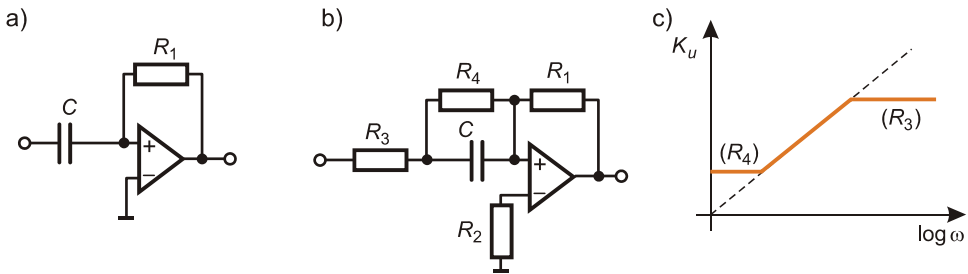
$$u_{wy}(t) = -\frac{1}{R_1C} \int_{t_0}^{t_0+T} u_{we}(t) dt + U_0. \quad (8.10)$$

W układzie integratora napięcie wejściowe całkowane jest ze stałą czasową R_1C w czasie T począwszy od chwili t_0 , przy czym U_0 jest napięciem na kondensatorze w chwili rozpoczęcia całkowania.



Rys. 8.10. Integrator – układ podstawowy

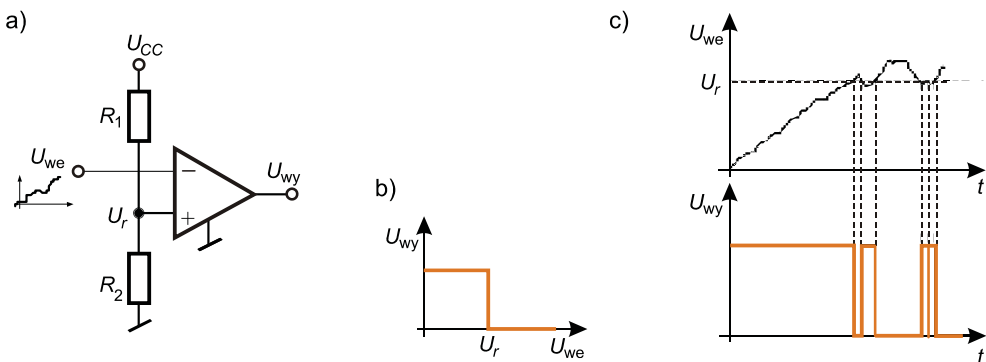
Układy rzeczywiste ze wzmacniaczami są na ogół bardziej złożone od omawianych w tej instrukcji układów podstawowych, zarówno z powodów technologicznych (kompensacja napięcia niezrównoważenia, prądów polaryzujących, itp.) jak i z powodu realizowania często bardziej złożonych zależności. Na rysunku 8.11 pokazano układ różniczkujący w formie podstawowej (a) oraz układ rozbudowany w celu odcięcia charakterystyki (b). Na rysunku 8.11c przedstawiono wpływ rozbudowy układu na charakterystykę częstotliwościową w stosunku do charakterystyki układu podstawowego zaznaczonej linią przerywaną.



Rys. 8.11. Układy różniczkujące: a) układ podstawowy, b) układ rozbudowany, c) charakterystyki częstotliwościowe układów z rys. a) i b)

Wzmacniacze operacyjne stosowane są również do realizacji znacznie bardziej złożonych operacji matematycznych takich jak: funkcji wykładniczej, logarytmowania czy mnożenia. Układy takie są znacznie bardziej skomplikowane i zazwyczaj wykorzystują omawiane powyżej proste układy jako elementy składowe bardziej złożonych struktur.

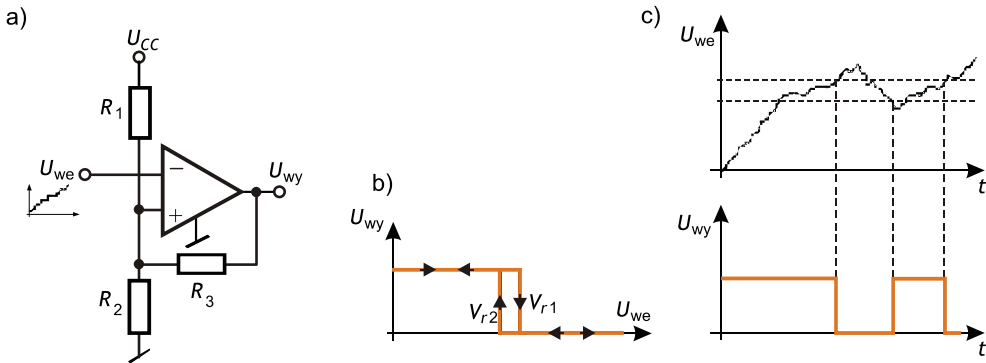
Bardzo duże wartości wzmocnienia umożliwiają również zastosowanie wzmacniaczy operacyjnych do szybkich układów porównujących czyli komparatorów. Wyjście takiego układu przyjmuje tylko dwa stany: wysoki lub niski – w zależności od tego czy napięcie wejściowe jest mniejsze czy większe od napięcia referencyjnego U_r . Na rysunku 8.12a przedstawiono układ komparatora ze wzmacniaczem zasilanym napięciem jednoznakowym oraz z napięciem referencyjnym wytwarzanym na dzielniku z napięcia zasilania U_{CC} .



Rys. 8.12. Komparator: a) układ, b) charakterystyka wejściowo-wyjściowa, c) przełączanie stanu wyjścia przy wolnozmiennej zmianie sygnału wejściowego

Jak pokazano na rysunku 8.12c przy powolnych lecz „niejednostajnych” zmianach sygnału wejściowego może dojść do sytuacji wielokrotnego, w krótkim czasie, przekraczania

nia przez sygnał wejściowy wartości referencyjnej. Powoduje to przełączanie komparatora w postaci „paczek” impulsów. Jest to zazwyczaj stan niepożądany, szczególnie wówczas gdy sygnał wyjściowy z komparatora steruje jakimś elementem wykonawczym (np. otwiera/zamyka zawór). Poprawę sytuacji w takich przypadkach może dać zastosowanie przerzutnika Schmidta, czyli komparatora z histerezą, pokazanego na rysunku 8.13.



Rys. 8.13. Przerzutnik Schmidta: a) układ, b) charakterystyka wejściowo-wyjściowa, c) przełączanie stanu wyjścia przy wolnozmiennej wartości wejściowej

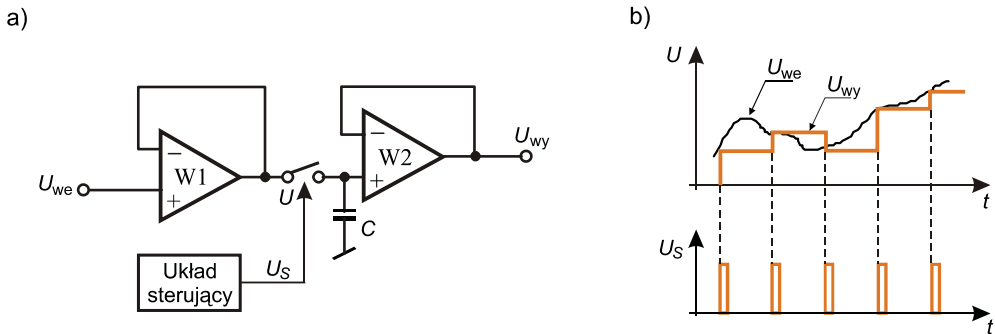
Układ ten różni się od poprzednio omawianego jedynie tym, że wprowadzono dodatkowe sprzężenie zwrotne poprzez rezystor R_3 . Wyjście tego układu przyjmuje jedynie stan wysoki bliski napięciu zasilania lub stan niski – bliski zeru. W momencie pierwszego przełączenia wyjścia, sprzężenie zwrotne powoduje przełączenie napięcia referencyjnego o niewielką wartość, tak że układ pracuje z dwoma progami referencyjnymi określonymi wzorami:

$$V_{r1} \cong U_{cc} \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3}}, \quad V_{r2} \cong U_{cc} \frac{\frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}}{R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}}. \quad (8.11)$$

W efekcie wprowadzenia dodatkowego sprzężenia zwrotnego charakterystyka wejściowo-wyjściowa przybiera postać jak na rysunku 8.13b, zaś efektem końcowym jest unikanie wielokrotnych przełączeń, co widać na rysunku 8.13c.

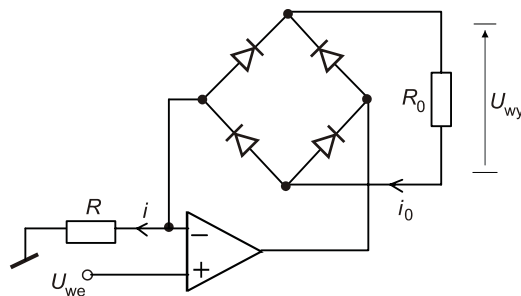
Przy pracy z sygnałami o zmiennej wartości czasami należy zapamiętywać ich wartość chwilową w wybranym momencie. Można do tego celu zastosować układ próbkująco-pamiętający, którego zasadę działania przedstawiono na rysunku 8.14.

W układzie tym wzmacniacz $W1$ pracuje jako wtórnik napięciowy. Na czas pobrania próbki zamyka się sterowany napięciem U_s klucz elektroniczny powodując bardzo szybkie naładowanie kondensatora C do aktualnej wartości napięcia U_{we} . Po rozłączeniu klucza napięcie na kondensatorze pozostaje na stałym poziomie, gdyż obciąża go jedynie wtórnik napięciowy ze wzmacniaczem $W2$ o bardzo dużej rezystancji wejściowej, który jednocześnie powtarza zapamiętane na kondensatorze napięcie na wyjściu układu.



Rys. 8.14. Układ próbkująco-pamiętający: a) zasada działania, b) pobieranie próbek napięcia wejściowego

Układy tego typu są powszechnie stosowane np. na kartach pomiarowych do komputerów, które umożliwiają równoległy pomiar wielu sygnałów. W rzeczywistości wartości wszystkich sygnałów są zapamiętywane w jednym momencie w kilku przetwornikach próbkująco-pamiętających, po czym jednym przetwornikiem A/C, mierzone są kolejno wartości zapamiętane w poszczególnych kanałach i przekazywane do pamięci komputera.



Rys. 8.15. Prostownik dwupołkowy ze wzmacniaczem operacyjnym

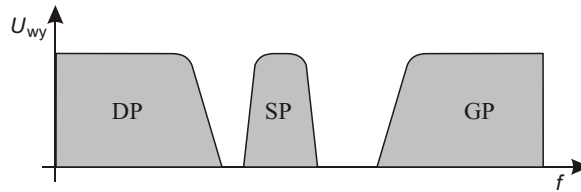
Osobne zagadnienie stanowi przetwarzanie przemiennych sygnałów okresowych. Dla takich sygnałów wyznacza się różne parametry, przy czym najczęściej interesuje nas wartość średnia wyprostowana lub wartość skuteczna sygnału przemiennego. Na rysunku 8.15 pokazano jeden z najprostszych układów prostownika ze wzmacniaczem operacyjnym. Wzmacniacz w tym układzie pozwala wyeliminować błąd przetwarzania wynikający ze spadków napięć na diodach. Jest on szczególnie istotny przy prostowaniu sygnałów o małych wartościach.

Problemy związane z pomiarami sygnałów przemiennie-prądowych (sinusoidalnych i odkształconych) dokładniej zostały omówione w instrukcji do ćwiczenia nr 6.

8.1.3. Filtry analogowe

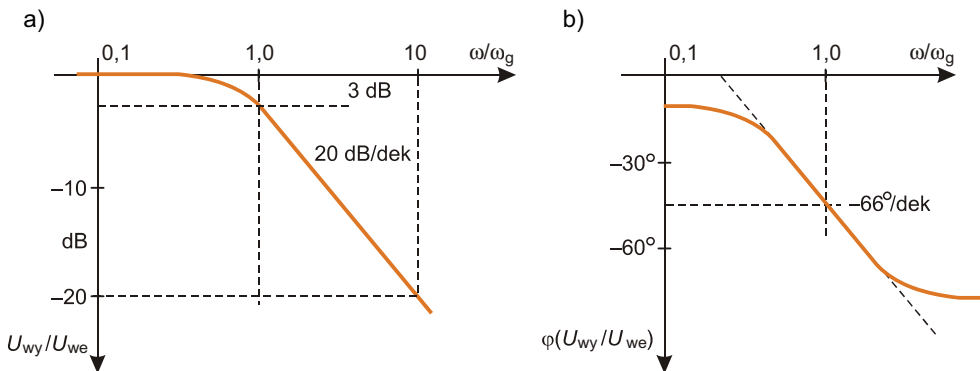
Filtracja analogowa jest metodą wydzielenia z sygnału zawierającego składowe o bardzo różnych częstotliwościach jedynie tych składowych, które mieszczą się w określonym paśmie częstotliwości. Rozróżnia się filtrację dolnoprzepustową (wyższe harmoniczne są tłumione), filtrację górnoprzepustową (składowa stała i niższe częstotliwości są

tłumione) pasmowoprzepustową (lub pasmowozaporową) i wreszcie filtrację selektywną lub selektywnie-zaporową (nie tłumiony lub tłumiony jest jedynie sygnał o wybranej częstotliwości). Charakterystyki częstotliwościowe typowych filtrów pokazano na rysunku 8.16.



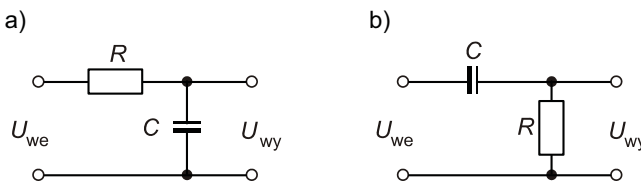
Rys. 8.16. Charakterystyki częstotliwościowe typowych filtrów analogowych:
DP – dolnoprzepustowego, SP – środkowoprzepustowego (pasmowo przepustowego),
GP – górnoprzepustowego

Pożądanę jest, aby charakterystyki filtrów miały płaski przebieg w paśmie przepustowym oraz strome przejście od pasma przepustowego do zaporowego. Te dwie cechy stanowią głównie o jakości filtru. Oprócz tłumienia filtry wprowadzają przesunięcie fazowe między sygnałami na wejściu i wyjściu. Podstawowe właściwości każdego filtra można przedstawić za pomocą charakterystyk częstotliwościowych: amplitudowej i fazowej, pokazanych na rysunku 8.17.



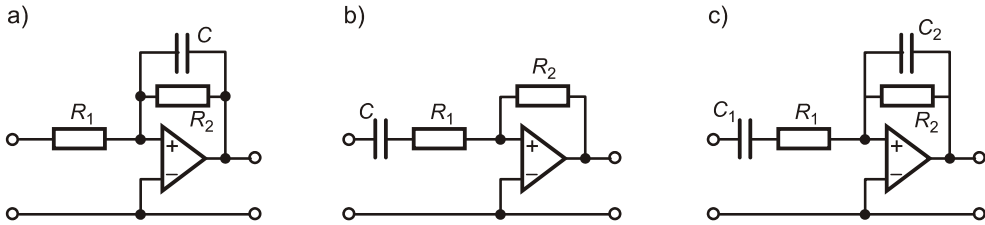
Rys. 8.17. Przykładowe charakterystyki filtru dolnoprzepustowego: a) amplitudowa, b) fazowa

Najprostsze w realizacji są filtry bierne RC, których przykłady pokazano na rysunku 8.18, jednakże skuteczność ich jest ograniczona z uwagi na pewne tłumienie również sygnału użytecznego oraz bardzo łagodne przechodzenie od działania przepustowego do zaporowego.



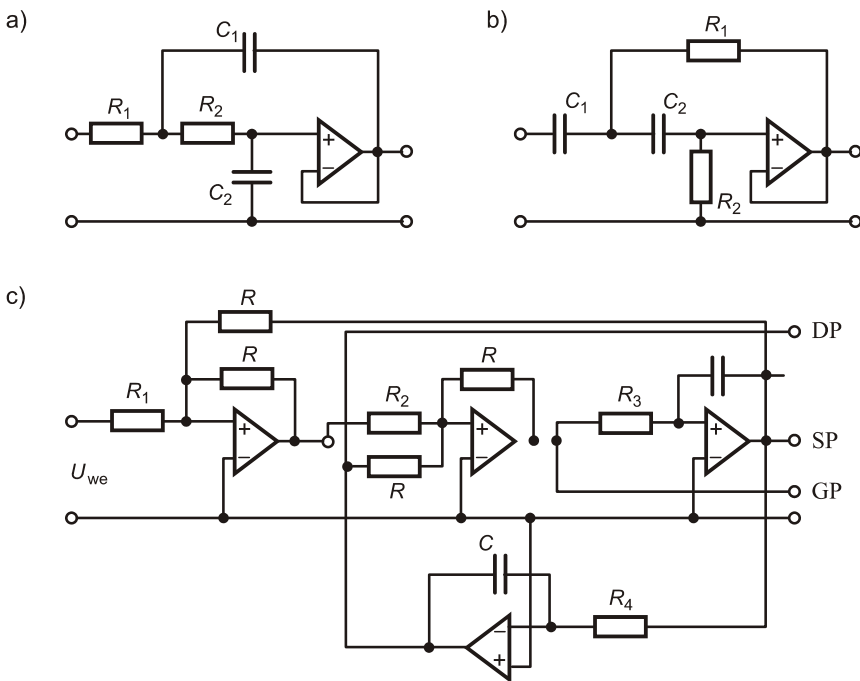
Rys. 8.18. Przykładowe najprostszych filtrów biernych RC: a) dolnoprzepustowego,
b) górnoprzepustowego

Pewną poprawę jakości filtrów RC można uzyskać poprzez wprowadzenie do nich wzmacniaczy operacyjnych, jak to pokazano na rysunku 8.19. W takich rozwiązaniach nie ma już utraty wartości sygnału użytecznego, jednak przejście od stanu przepustowego do zaporowego nadal jest dosyć łagodne.



Rys. 8.19. Przykładowe filtry RC ze wzmacniaczami: a) dolnoprzepustowy, b) górnoprzepustowy, c) pasmowoprzepustowy

Znacznie lepsze parametry uzyskuje się w filtrach aktywnych. Przykłady takich filtrów przedstawiono na rysunku 8.20.

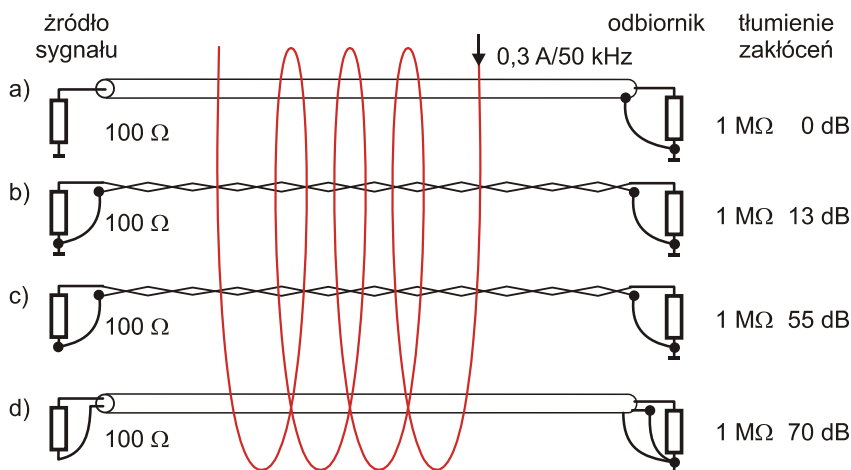


Rys. 8.20. Przykładowe filtry aktywne: a) dolnoprzepustowy, b) górnoprzepustowy, c) uniwersalny

Najbardziej rozpowszechnionymi filtrami są: *filtr Butterwortha* – zapewniający najbardziej płaską charakterystykę w paśmie przenoszenia, *filtr Czybyszewa* – wyróżniający się najbardziej stromym przejściem od pracy przepustowej do zaporowej (ale o niezbyt płaskiej części przepustowej charakterystyki) oraz *filtr Bessela* – charakteryzujący się najmniejszymi zniekształceniami fazowymi (ale o ograniczonej stromości przejścia między stanami pracy).

8.1.4. Eliminacja zakłóceń

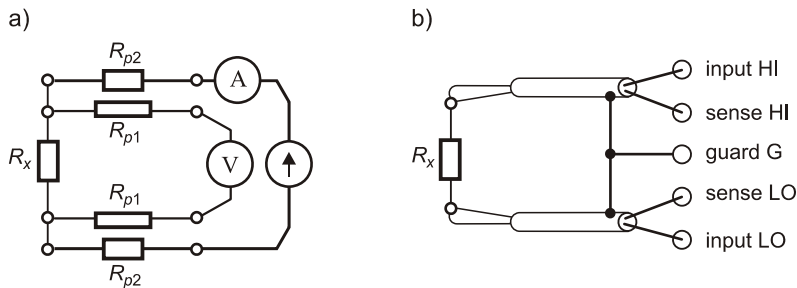
Wiele zakłóceń przedostaje się do obwodu poprzez przewody doprowadzające sygnały pomiarowe. Aby tego uniknąć, stosuje się zazwyczaj przewody ekranowane lub tzw. *skrućkę* czyli parę przewodów skręconych ze sobą. Bardzo istotne może być również połączenie uziemień źródła sygnału i odbiornika. Często występującym błędem jest łączenie ekranu kabla sygnałowego do uziemień na obu jego końcach. Takie połączenie zamiast chronić sygnał pomiarowy, może przewodzić prąd wyrównawczy i wprowadzać do układu dodatkowe zakłócenia. Zasadą jest, aby ekran uziemiać wyłącznie z jednej strony. Skuteczność różnych sposobów doprowadzania sygnału pomiarowego ilustruje rysunek 8.21.



Rys. 8.21. Tłumienie zakłóceń elektromagnetycznych w zależności od sposobu doprowadzenia sygnału pomiarowego

Uziemienie zarówno źródła jak i odbiornika sygnału zawsze rodzi niebezpieczeństwo występowania prądów wyrównawczych i związanych z tym zakłóceń. Najbardziej skuteczne jest doprowadzenie do sytuacji, w której źródło sygnału jest odizolowane od masy, a ekran dołączony jest do masy odbiornika (rys. 8.21d). Często nie mamy jednak możliwości odizolowania źródła od masy. Wówczas należy zastosować układ wzmacniacza z *plwającym zerem* czyli wejściem odizolowanym od masy.

Przy pomiarach bardzo małych rezystancji lub małych napięć, problemem mogą być również dodatkowe spadki napięcia na przewodach doprowadzających, które sumują się z sygnałem użytecznym. W takim przypadku należy zastosować układ czteroprzewodowy – doprowadzenie sygnału z oddzieleniem obwodów prądowych od napięciowych. Zasadę połączenia tego rodzaju oraz praktyczny sposób doprowadzania sygnału do przyrządu pomiarowego pokazano na rysunku 8.22. *Guard* oznacza tu dodatkowy ekran wewnętrzny izolowany od masy przyrządu pomiarowego stosowany często w urządzeniach pomiarowych wysokiej klasy.



Rys. 8.22. Czteroprzewodowe pobieranie sygnału pomiarowego: a) zasada połączenia, b) praktyczny sposób doprowadzenia sygnału do miernika

8.2. Przebieg ćwiczenia

Do wykonania ćwiczenia wykorzystywane jest stanowisko, na którym umieszczono kilka wzmacniaczy operacyjnych różnego typu. Niektóre z tych wzmacniaczy zasilane są symetrycznie (± 12 V) inne jednoznaczowo ($+12$ V), niektóre mają wejścia bipolarne a jeszcze inne – polowe. Do każdego ze wzmacniaczy można dołączać wymienne moduły (podukłady) o uniwersalnym złączu, zarówno w układzie wejścia odwracającego lub nieodwracającego jak i w sprzężeniu zwrotnym. Dołączane moduły kształtują charakterystyki układów ze wzmacniaczami. Układy poszczególnych wzmacniaczy można łączyć ze sobą, a także dołączać do ich wejść i wyjść urządzenia zewnętrzne takie jak: zasilacz, generator, miernik, oscyloskop, itp.

W ramach wykonania ćwiczenia należy:

1. Wskazane przez prowadzącego wzmacniacze operacyjne zbadać w układzie z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego (wyznaczyć wejściowe napięcie niezrównoważenia oraz dolne i górne napięcie nasycenia). Następnie należy połączyć te wzmacniacze w wybranym przez prowadzącego układzie podstawowym (np. wzmacniacza odwracającego) i przebadać je (wyznaczyć charakterystykę wejściowo-wyjściową, określić błędy względne oraz pasmo przenoszenia). Wyciągnąć wnioski.
2. Połączyć wskazany wzmacniacz w układzie komparatora i dobrać dla niego napięcie referencyjne, a następnie uzupełnić układ o sprzężenie zwrotne (zmodyfikować do postaci przerzutnika Schmidta) i zbadać wpływ stopnia sprzężenia zwrotnego na działanie układu. Wyznaczyć zależność szerokości pętli histerezy od rezystancji sprzężenia zwrotnego.
3. Zbudować tor pomiarowy z kilku wzmacniaczami realizujący wskazaną przez prowadzącego funkcję (np. generatora przebiegu trójkątnego, wzmacniacza z odcięciem charakterystyki, itp.). Zbadać charakterystykę wejściowo-wyjściową ewentualnie zarejestrować na oscyloskopie działanie wykonanego toru pomiarowego.
4. Zbadać charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe dwóch prostych filtrów RC (biernych lub ze wzmacniaczem operacyjnym). Następnie należy dokonać modyfikacji filtru przez połączenie szeregowo prostych filtrów biernych (filtr kaskadowy) albo poprzez rozbudowę układów wejściowych lub sprzężenia zwrotnego wzmacniacza. Analogicznie jak uprzednio zbadać charakterystykę filtru i wyciągnąć wnioski.
5. Miernikiem wskazanym przez prowadzącego zmierzyć rezystancję rezystora wzorcowego o małej wartości (np. $0,1 \Omega$) przy użyciu przewodów: krótkich i długich, ekranowanych i nieekranowanych, w połączeniu dwuprzewodowym i czteroprzewodowym. Porównać wyniki i wyciągnąć wnioski.

8.3. Dyskusja wyników

1. Porównać parametry przebadanych wzmacniaczy operacyjnych w układzie otwartym oraz w wybranym układzie podstawowym ze sprzężeniem zwrotnym.
2. Porównać działanie wzmacniacza w układzie komparatora oraz w układzie przerzutnika Schmidta. Jak wartość rezystancji sprzęgającej wpływa na właściwości przerzutnika Schmidta?
3. Porównać działanie filtrów prostych i rozbudowanych. Uzasadnić różnice w charakterystykach tych filtrów.
4. Przeanalizować wpływ sposobu doprowadzenia sygnału do miernika na błąd pomiaru rezystancji o małej wartości.

8.4. Pytania kontrolne

1. Jakie zadania można realizować poprzez analogowe przetwarzanie sygnałów?
2. Jakie są podstawowe rodzaje wzmacniaczy scalonych i czym się charakteryzują?
3. Zasada działania wzmacniacza napięcia w układzie odwracającym i nieodwracającym.
4. Układy ze wzmacniaczami realizujące podstawowe operacje matematyczne.
5. Zasada i układy do komparacji sygnałów wolnozmiennych.
6. Zasada działania i cel stosowania przetwornika próbkująco-pamiętającego.
7. Ogólny podział i charakterystyki opisujące właściwości filtrów analogowych.
8. Podstawowe układy filtrów RC biernych i ze wzmacniaczem, dolno i górnoprzepustowych.
9. Zasady doprowadzania sygnałów od źródła do wzmacniacza w środowisku zakłóconym elektromagnetycznie.

Literatura

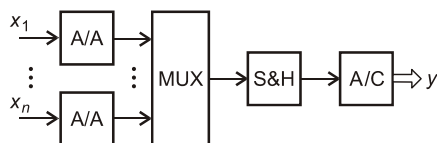
- [1] Tumański S.: Technika pomiarowa. Warszawa, WNT 2007.
[2] Horowitz P., Hill W.: Sztuka elektroniki. Warszawa, WKiŁ 2006.

Komputerowe przetwarzanie sygnałów pomiarowych

9.1. Wprowadzenie teoretyczne

9.1.1. Akwizycja sygnałów pomiarowych

Zadaniem bloku akwizycji sygnałów pomiarowych jest pobieranie próbek wartości chwilowych sygnałów pomiarowych i przetwarzanie ich na postać cyfrową. Na rys. 9.1 przedstawiona jest podstawowa konfiguracja bloku akwizycji sygnałów pomiarowych. W jego skład wchodzi przełącznik kanałów, układy formujące, układy próbkująco-pamiętające i przetworniki analogowo-cyfrowe.



Rys. 9.1. Konfiguracja bloku akwizycji sygnałów pomiarowych: A/A – układy formujące, MUX – przełącznik kanałów, S&H – układ próbkująco-pamiętający, A/C – przetwornik analogowo-cyfrowy

Przełącznik kanałów (MUX) służy do przyłączenia do wyjścia jednego z kanałów wejściowych, w zależności od stanu sygnału sterującego. Zadaniem układu formującego (A/A) jest wstępna obróbka i normalizacja sygnału wejściowego (kondycjonowanie sygnału). Jako układy formujące stosuje się m.in. wtórniki napięciowe, wzmacniacze, filtry dolnoprzepustowe.

Układ próbkująco-pamiętający (S&H) (ang. *sample & hold*) służy do pobrania wartości chwilowej sygnału napięcia wejściowego i zapamiętania jej na określony czas. Układy S&H stosuje się, gdy szybkość zmian mierzonego napięcia jest większa od dopuszczalnej dla przetwornika analogowo-cyfrowego. Układ zabezpiecza przed błędami, jakie mogą wystąpić, gdy w trakcie przetwarzania analogowo-cyfrowego zmienia się napięcie na wejściu przetwornika.

Głównym elementem układu akwizycji sygnałów pomiarowych jest przetwornik analogowo-cyfrowy. Zachodzi w nim konwersja sygnału analogowego na kod cyfrowy.

W przedstawionej konfiguracji każdy kanał posiada własny układ formujący, dlatego może być ona wykorzystana przy różnym wzmocnieniu sygnału wejściowego w różnych kanałach. W konfiguracji tej stosowane jest sekwencyjne zbieranie sygnałów (z rozdziałem czasowym), dlatego nie może być wykorzystywana, gdy wymagane jest jednoczesne zbieranie sygnałów z kilku kanałów.



Rys. 9.2. Przykładowy moduł akwizycji z interfejsem USB

Układy akwizycji sygnałów pomiarowych wykonywane są najczęściej w postaci modułów (kart pomiarowych), które można umieścić bezpośrednio w komputerze (z magistralą PCI lub PCI Express) lub łączone z komputerem za pomocą interfejsu USB (rys. 9.2).

9.1.2. Częstotliwość próbkowania

Ważnym parametrem karty pomiarowej jest częstotliwość próbkowania wejścia analogowego (ang. *sampling rate*). Do pomiaru parametrów sygnału o dużej częstotliwości należy wykorzystać kartę pomiarową o dużej maksymalnej częstotliwości próbkowania. Obecnie produkowane karty pomiarowe posiadają maksymalną częstotliwość próbkowania od kilkudziesięciu kiloherców do kilku megaherców. Częstotliwość próbkowania określa, ile próbek jest pobieranych w jednostce czasu.

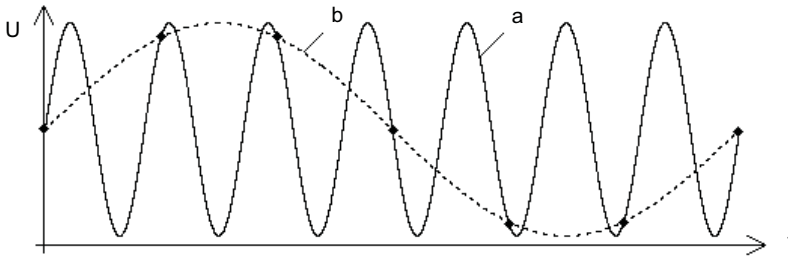
Podawana przez producentów maksymalna częstotliwość próbkowania odnosi się do jednego kanału. Wykonując pomiar w kilku kanałach, otrzymamy maksymalną częstotliwość próbkowania proporcjonalnie mniejszą. Przykładowo dla karty o maksymalnej częstotliwości próbkowania 100 kHz, przy wykorzystaniu czterech kanałów częstotliwość ta zmniejsza się do 25 kHz.

Jeżeli w próbkowanym sygnale występują składowe o częstotliwości większej od połowy częstotliwości próbkowania f_s , to część mocy z pasma powyżej $f_s/2$ zostaje „przesunięta” do zakresu częstotliwości mniejszych od $f_s/2$. W rezultacie składowe te nałożą się na składowe występujące wcześniej w tym zakresie, powodując deformację kształtu mierzonego sygnału.

Jeżeli w wyniku próbkowania z częstotliwością f_s częstotliwość sygnału, którego parametry są mierzone została zinterpretowana jako f ($0 < f < f_s/2$), to przy nieodpowiednio dobranej częstotliwości próbkowania nie jesteśmy w stanie określić, czy mierzony sygnał miał rzeczywiście częstotliwość f , czy częstotliwość większą: $f_s \pm f$, $2f_s \pm f$, ..., $nf_s \pm f$ (gdzie n jest liczbą naturalną) (rys. 9.3).

Zgodnie z twierdzeniem Shannona-Kotelnikowa dla uniknięcia zjawiska nakładania się widm (ang. *aliasing*) częstotliwość próbkowania musi być co najmniej dwa razy większa od maksymalnej częstotliwości występującej w mierzonym sygnale.

Jeżeli częstotliwości składowych występujących w sygnale są większe od częstotliwości próbkowania, należy zastosować filtr dolnoprzepustowy.



Rys. 9.3. Zjawisko nakładania się widm przy próbkowaniu z częstotliwością $f_s = 6$ kHz:
a – sygnał mierzony o częstotliwości $f = 7$ kHz, b – sygnał odtworzony o błędnie zinterpretowanej częstotliwości $f_s - f = 1$ kHz

9.1.3. Analiza Fouriera

Sygnały pomiarowe analizowane są zwykle w dziedzinie czasu lub w dziedzinie częstotliwości. W przypadku gdy sygnał składa się z wielu składowych o różnych częstotliwościach, użyteczniejszą metodą jest analiza w dziedzinie częstotliwości.

Przejście z dziedziny czasu do dziedziny częstotliwości można wykonać za pomocą przekształcenia Fouriera. Opiera się ono na założeniu, że każdy sygnał w dziedzinie czasu można przedstawić jako sumę szeregu sygnałów o różnych częstotliwościach:

$$x(t) = \frac{1}{2}A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \cos(n\omega_0 t) + B_n \sin(n\omega_0 t)]. \quad (9.1)$$

Współczynniki składowych harmonicznych wyznacza się dokonując przekształcenia funkcji czasu w funkcję częstotliwości zgodnie z zależnością:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt. \quad (9.2)$$

W przypadku, gdy wykorzystywane są sygnały dyskretne, dla ciągu $x(kT_s)$ złożonego z N próbek odległych między sobą o okres próbkowania T_s , transformata Fouriera ma postać:

$$X\left(\frac{nf_s}{N}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} x(kT_s) \cdot e^{-j2\pi k / N} \quad (9.3)$$

gdzie: $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$; $f_s = 1/T_s$

Dyskretna transformata Fouriera DFT (*Discrete Fourier Transform*) przekształca N punktowy ciąg dyskretny w dziedzinie czasu:

$$x(kT_s) = x(0), x(T_s), x(2T_s), \dots, x((N-1)T_s) \quad (9.4)$$

na N punktowy ciąg dyskretny w dziedzinie częstotliwości:

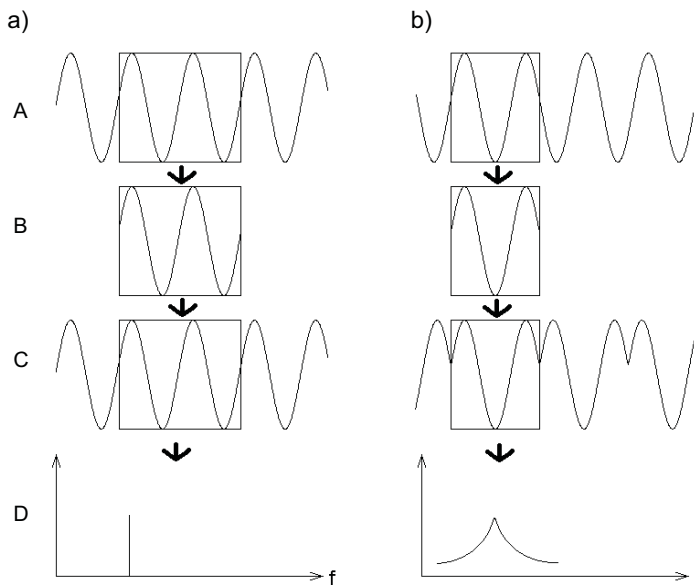
$$X\left(\frac{nf_s}{N}\right) = X(0), X\left(\frac{f_s}{N}\right), X\left(\frac{2f_s}{N}\right), \dots, X\left(\frac{(N-1)f_s}{N}\right). \quad (9.5)$$

W latach sześćdziesiątych pojawił się algorytm szybkiej transformaty Fouriera FFT (ang. *Fast Fourier Transform*). W stosunku do dyskretnej transformaty Fouriera DFT szybka transformata Fouriera FFT jest algorytmem umożliwiającym znaczne zmniejszenie liczby wykonywanych działań arytmetycznych, a więc skrócenie czasu obliczeń. Realizuje się to poprzez podział ciągu N próbek na krótsze ciągi, dla których obliczana jest dyskretna transformata. Liczba próbek, dla których obliczana jest FFT, powinna być potęgą liczby 2. Do obliczenia DFT należy wykonać N^2 mnożeń, w przypadku FFT tylko $N \cdot \lg_2 N$. Przykładowo dla $N = 1024$ daje to przeszło 100-krotne zmniejszenie liczby wykonywanych mnożeń. Wynik uzyskany przy wykonywaniu obliczeń DFT i FFT jest taki sam.

9.1.4. Okno czasowe i wygładzające

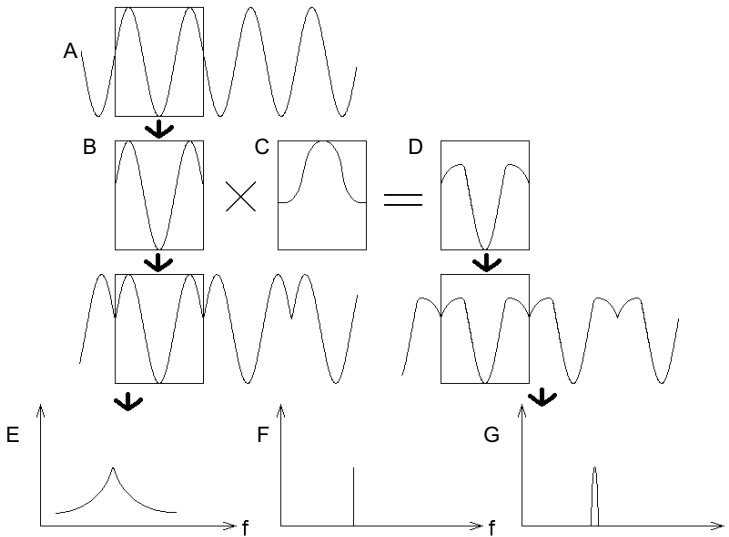
Dla obliczenia transformaty Fouriera konieczne jest ograniczenie długości ciągu $x(kT_s)$, które jest realizowane przez okno czasowe. Powoduje ono zniekształcenie widma, zwane przenikaniem, ponieważ część mocy przenika do obszarów o sąsiednich częstotliwościach.

W przypadku, gdy próbkowany sygnał ciągły jest okresowy, błąd związany z przenikaniem zależy od tego, czy próbki zawierają całkowitą liczbę okresów (rys. 9.4). Jeżeli liczba okresów nie jest całkowita, błąd przenikania powoduje znaczne złagodzenie ostrych przejść w dziedzinie częstotliwości.



Rys. 9.4. Wpływ okna czasowego na postać widma: a) szerokość okna czasowego równa dwóm okresom oryginalnego sygnału, b) szerokość okna czasowego równa niecałkowitej liczbie okresów oryginalnego sygnału, A – sygnał oryginalny, B – wycięty ciąg próbek, C – sygnał przyjęty w obliczeniach, D – obliczone widmo

Zmniejszenie przenikania widma można uzyskać przez zastosowanie okna wygładzającego (rys. 9.5). Znanych jest wiele różnych okien, różniących się charakterystyką. Wybór danego okna zależy od konkretnego zastosowania, np. okno prostokątne nadaje się bardziej do przebiegów nieustalonych, okno Hanninga do sygnałów ciągłych.



Rys. 9.5. Wpływ okna wygładzającego na postać widma: A – sygnał oryginalny, B – wycięty ciąg próbek, C – funkcja okna, D – zmodyfikowany kształt sygnału, E – widmo obliczone bez okna wygładzającego, F – prawdziwe widmo, G – widmo obliczone z oknem wygładzającym

9.1.5. Filtracja cyfrowa

Zadaniem filtracji jest usunięcie niepożądanych składowych z sygnału lub wydzielenie pewnych składników z widma częstotliwościowego. Filtr cyfrowy jest algorytmem lub procesem obliczeniowym powodującym transformację sygnału cyfrowego w inną sekwencję liczb. Filtry cyfrowe w porównaniu z filtrami analogowymi umożliwiają m.in. wyeliminowanie dryftu parametrów, wyeliminowanie problemów związanych z szumami elementów składowych, uzyskanie wysokiej dokładności, łatwość zmiany parametrów.

Do najczęściej spotykanych filtrów cyfrowych należą filtry o ograniczonej odpowiedzi impulsowej (ang. *Finite Impulse Response* – FIR) i filtry o nieskończonej odpowiedzi impulsowej (ang. *Infinite Impulse Response* – IIR).

Algorytm realizujący filtrację cyfrową może być przedstawiony w postaci transmitancji:

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} = \frac{Y(z)}{X(z)} \quad (9.6)$$

gdzie: z – zmienna zespolona.

Na tej podstawie można określić zależność między dyskretnym sygnałem wejściowym (pobudzeniem) $x(n)$ i wyjściowym (odpowiedzią) $y(n)$:

$$y(n) = \sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + \sum_{k=0}^M b_k x(n-k). \quad (9.7)$$

Z zależności tej wynika algorytm obliczeniowy, w którym opóźnione wyrazy pobudzenia mnoży się przez współczynniki b_k , a opóźnione wyrazy odpowiedzi przez współczynniki a_k , a następnie wszystkie iloczyny sumuje się.

W przypadku filtrów IIR przynajmniej jedna wartość a_k we wzorze (9.7) jest różna od zera. W przypadku filtrów FIR wszystkie współczynniki a_k są równe zero. Dlatego wyrażenie (9.7) zostaje zredukowane do postaci:

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) . \quad (9.8)$$

Jeżeli odpowiedź filtru zapiszemy jako $h(n) = b_n$, to powyższa zależność przyjmie postać:

$$y(n) = \sum_{k=0}^M h(k)x(n-k) . \quad (9.9)$$

Wynika z tego, że filtr na pobudzenie pojedynczą próbką daje odpowiedź o ograniczonej długości. Dlatego nazywany jest filtrem o ograniczonej odpowiedzi impulsowej.

Zaletą filtrów FIR jest liniowa charakterystyka fazowa; w zastosowaniach, gdzie wymagana jest liniowa charakterystyka fazowa, należy stosować filtry FIR. Inną zaletą filtrów FIR jest ich stabilność, filtry FIR, nie posiadając biegunów, są zawsze stabilne. Wadą filtrów IIR jest nieliniowa charakterystyka fazowa. Filtr IIR może być niestabilny, zależy to od położenia biegunów. Zaletą filtrów IIR jest to, że dla uzyskania podobnego efektu filtrowania w porównaniu z filtrami FIR działają szybciej i nie wymagają specjalnej pamięci (operacja filtrowania wykonywana jest w tym samym obszarze pamięci).

9.2. Przebieg ćwiczenia

Do portu USB komputera należy podłączyć wskazany przez prowadzącego moduł akwizycji. Na wejście analogowe modułu akwizycji podłączyć sygnał z generatora funkcyjnego. Uruchomić oprogramowanie do realizacji ćwiczenia (rys. 9.6).

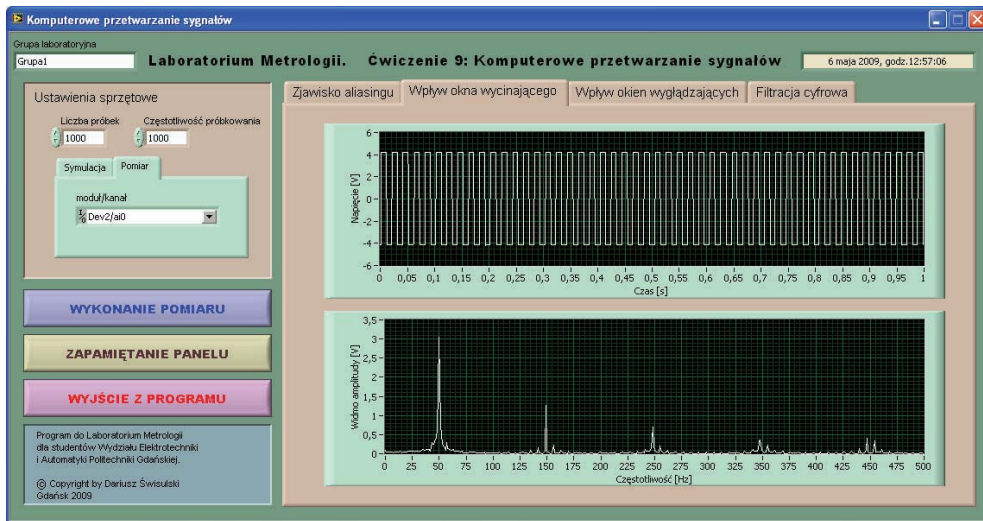
Po uruchomieniu programu należy podać nazwę grupy. W trakcie używania programu nazwa ta może być zmieniona przy wykorzystaniu kontrolki w lewym górnym rogu.

Lewa strona panelu programu umożliwia podanie ustawień sprzętowych: wybór modułu akwizycji i numeru kanału, liczby próbek oraz częstotliwości próbkowania.

W zależności od realizowanego zadania, należy przełączyć się na odpowiednią zakładkę po prawej stronie panelu programu.

Po zmianie nastaw dotyczących parametrów pomiaru lub przetwarzania wyników, nowe nastawy zostaną uwzględnione dopiero w następnym pomiarze, tzn. po naciśnięciu przycisku „Wykonanie pomiaru”.

W każdej chwili można wykonać archiwizację wyników przez zrzut widoku panelu do pliku graficznego. Do tego celu służy przycisk „Zapamiętanie panelu”. Pliki graficzne w formacie JPG zapisywane są w folderze C:\Laboratorium\rrrr_mm_dd\nazwa_grupy, gdzie rrrr, mm, dd to rok, miesiąc i dzień, natomiast nazwa_grupy jest podaną nazwą. Zapisywane w tym folderze pliki mają automatycznie nadawane kolejne numery.



Rys. 9.6. Panel programu do cyfrowej analizy sygnałów

9.2.1. Badanie wpływu aliasingu

Celem zadania jest sprawdzenie, jaką częstotliwość uzyskamy z pomiaru, dla stałej częstotliwości próbkowania i różnych częstotliwości mierzonego sygnału. Pomiaru należy wykonać np. dla liczby próbek $N = 1000$ oraz częstotliwości próbkowania $f_s = 1000$ Hz.

Częstotliwość f_p uzyskaną z pomiaru określamy jako stosunek liczby k okresów zliczonych na wykresie w przedziale czasu τ do wartości tego przedziału: $f_p = k/\tau$. Czas τ odczytujemy na osi wykresu. Jeżeli liczba okresów jest tak duża, że niemożliwe jest ich policzenie, należy kliknąć na ostatnią liczbę na osi czasu i wpisać nową, mniejszą wartość.

Dla nastawionych na generatorze wartości częstotliwości przebiegu sinusoidalnego $f = 10, 200, 450, 550, 800, 900, 1100, 1200, 2200, 5200$ Hz w tabeli zapisać k , τ oraz obliczone wartości częstotliwości f_p . Wyciągnąć wnioski.

9.2.2. Badanie wpływu okna czasowego

Celem zadania jest sprawdzenie, jak okno czasowe wpływa na widmo sygnału. W wyniku pomiaru otrzymujemy ciąg N próbek, przy czym odstęp między sąsiednimi próbkami jest równy okresowi próbkowania $T_s = 1/f_s$. Długość okna wynosi $T_w = NT_s = N/f_s$.

Widmo częstotliwościowe sygnału charakteryzowane jest przez dwa parametry: rozdzielczość i szerokość widma. Rozdzielczość widma f_w określa odległość między dwoma prążkami. Czym mniejsza wartość f_w , tym gęstość prążków jest większa, co pozwala na dokładniejsze wyznaczenie składowych występujących w widmie. Rozdzielczość można wyznaczyć jako odwrotność długości okna czasowego:

$$f_w = \frac{1}{T_w} = \frac{f_s}{N}. \quad (9.10)$$

Szerokość widma f_m określona jest przez największą częstotliwość przedstawioną w widmie sygnału. Liczba składowych w widmie (bez składowej zerowej) wynosi $N/2-1$. Stąd szerokość widma można obliczyć jako iloczyn liczby składowych i rozdzielczości:

$$f_m = \left(\frac{N}{2} - 1\right) f_w = \left(\frac{N}{2} - 1\right) \frac{f_s}{N} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{N}\right) f_s. \quad (9.11)$$

Dla dużej liczby próbek N szerokość widma jest w przybliżeniu równa połowie częstotliwości próbkowania $f_m = f_s/2$.

Sprawdzenie widma sygnału należy wykonać przy sinusoidalnym sygnale z generatora funkcyjnego, o częstotliwości $f = 50$ Hz. Dla stałej częstotliwości próbkowania, dla liczby próbek $N = 50, 100, 200, 500, 1000$ obliczyć długość okna czasowego, rozdzielczość i szerokość widma. Wykonać dla tych wartości pomiary i porównać wyniki obliczeń z wyglądem widma.

Dla stałej liczby próbek $N = 1000$ i częstotliwości próbkowania $f_s = 200, 500, 1000$ Hz obliczyć długość okna czasowego, rozdzielczość i szerokość widma. Wykonać pomiary i porównać z obliczeniami.

Z jaką częstotliwością musimy próbować i ile próbek musimy pobrać, gdy chcemy zmierzyć sygnał w zakresie do 25 kHz z rozdzielczością 0,5 Hz? Nastawić wyznaczone wartości i sprawdzić, czy zrobiono to prawidłowo.

Drugim zadaniem tego punktu jest sprawdzenie, jak na kształt i wysokość prążka w widmie częstotliwościowym wpływa to, czy liczba okresów w oknie czasowym próbkowanego sygnału jest całkowita.

Pomiary wykonać np. dla liczby próbek $N = 1000$, częstotliwości próbkowania $f_s = 1000$ Hz i częstotliwości sygnału sinusoidalnego z generatora funkcyjnego w zakresie $f = 9 \dots 11$ Hz. Dla poszczególnych częstotliwości f na podstawie przebiegu w dziedzinie czasu określić dokładnie liczbę okresów, a z widma amplitudy określić kształt prążka i jego wysokość. Wyciągnąć wnioski.

9.2.3. Badanie wpływu okna wygładzającego

Celem zadania jest sprawdzenie wpływu zastosowanego okna wygładzającego na widmo amplitudy. Pomiary wykonać np. dla liczby próbek $N = 1000$, częstotliwości próbkowania $f_s = 1000$ Hz i dla takiej częstotliwości sygnału sinusoidalnego z generatora funkcyjnego $f \approx 50$ Hz, przy której występuje rozmycie widma.

Następnie wykonać pomiary porównując widmo uzyskane przy zastosowaniu okna prostokątnego oraz okna Hanninga (Hanna), Hamminga i trójkątnego (Bartletta). Różnice będą lepiej widoczne po przełączeniu na logarytmiczną skalę amplitudy. Powtórzyć pomiary dla innych kształtów sygnałów z generatora (prostokątny, trójkątny) oraz dla innych częstotliwości. Wyciągnąć wnioski.

9.2.4. Badanie działania filtrów cyfrowych

Na wejście modułu akwizycji podać sygnał prostokątny z generatora funkcyjnego. Za pomocą wybranego filtru odfiltrować wyższe harmoniczne przebiegu. Porównać zastosowanie do tego celu różnych rodzajów filtrów (Butterwortha, Czebyszewa, eliptyczny, Bessela), różnych typów (dolnoprzepustowy, górnoprzepustowy, pasmowoprzepustowy, pasmowozaoparowy), rzędu filtru oraz różnej wartości dolnej i górnej częstotliwości granicznej.

Powtórzyć dla sygnału sinusoidalnego odfiltrowując podstawową harmoniczną (przy małym poziomie widma odfiltrowanego sygnału kliknąć na górną liczbę zakresu i wpisać nową, mniejszą wartość). Wyciągnąć wnioski.

9.3. Dyskusja wyników

1. Kiedy występuje zjawisko aliasingu i czym się objawia w praktyce?
2. W jaki sposób okno czasowe wpływa na widmo sygnału?
3. W jaki sposób wpływa na widmo sygnału zastosowanie okna wygładzającego i jego rodzaj?
4. Czym w praktyce charakteryzuje się działanie różnych rodzajów filtrów cyfrowych?

9.4. Pytania kontrolne

1. Przedstawić budowę modułu akwizycji sygnałów pomiarowych.
2. Kiedy występuje i czym się objawia zjawisko nakładania się widm?
3. Na czym polega transformacja Fouriera?
4. Porównać dyskretną transformatę Fouriera DFT z szybką transformatą Fouriera FFT.
5. Na czym polega zjawisko przenikania przy zastosowaniu okna czasowego?
6. W jakim celu stosuje się okno wygładzające?
7. Co to jest filtr cyfrowy?
8. Przedstawić zalety filtrów cyfrowych w porównaniu z analogowymi.
9. Porównać wady i zalety filtrów o ograniczonej i nieskończonej odpowiedzi impulsowej.
10. Jak częstotliwość próbkowania i liczba próbek wpływa na długość okna czasowego, szerokość i rozdzielczość widma?

Literatura

- [1] Lesiak P., Świsulski D.: Komputerowa technika pomiarowa w przykładach. Warszawa, Agenda Wydawnicza PAK 2002.
- [2] Zieliński P. T.: Cyfrowe przetwarzanie sygnałów. Od teorii do zastosowań. Warszawa, WKŁ 2005.

Pomiary podstawowych wielkości nieelektrycznych metodami elektrycznymi

– odległość i przemieszczenie, temperatura

10.1. Wiadomości wstępne

Metody elektryczne pomiaru wielkości nieelektrycznych mają liczne zalety. Pozwalają na wzmocnienie i przetwarzanie sygnału pomiarowego, jego filtrację czy przesłanie na odległość. Pozwalają także na sterowanie przy jego wykorzystaniu urządzeniami wykonawczymi (silniki, akтуatory, zawory itd.)

Wykonując pomiar dowolnej wielkości nieelektrycznej metodą elektryczną, przetwarza się wielkość badaną na wielkość elektryczną, przy czym wynikowa wielkość elektryczna może być zarówno analogowa jak i cyfrowa. Zadanie to spełniają przetworniki pomiarowe opisane w rozdziale 8 i 9. Niezależnie jednak od nich, w zależności od badanej wielkości nieelektrycznej stosuje się odpowiednie przetworniki pierwotne – czujniki. Różne ich rodzaje pozwalają na pomiar wielu wielkości, m.in.:

- odległość i przemieszczenie,
- prędkość obrotowa i położenie kątowe,
- przyspieszenie,
- siła, ciśnienie,
- prędkość, przepływ płynów,
- temperatura,
- promieniowanie.

Czujniki dzielimy na parametryczne i generacyjne. Czujnik parametryczny to taki, w którym pod wpływem wielkości nieelektrycznej ulega zmianie parametr elektryczny taki jak: oporność, indukcyjność, pojemność. Czujnik generacyjny to taki, w którym pod wpływem zjawisk fizycznych powstają siły elektromotoryczne, których wartość jest proporcjonalna do mierzonej wielkości. Rodzaj zastosowanego czujnika decyduje o układzie pomiarowym przetwornika. W zależności od zastosowania stosuje się układy mostkowe, kompensacyjne, różnicowe i wiele innych [1].

Dokładność pomiaru wielkości nieelektrycznej zależy od dokładności przetwornika oraz stopnia zniekształcenia wielkości mierzonej przez zastosowany czujnik.

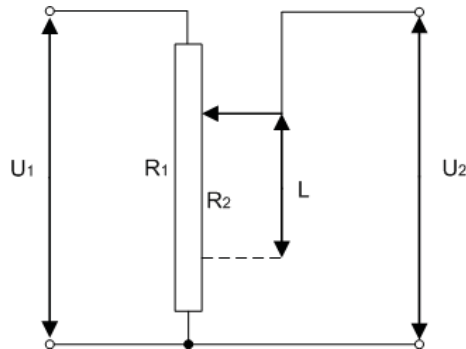
Czujnik wraz z przetwornikiem, przystosowany do bezpośredniego podłączenia do miernika, analogowego lub cyfrowego, nazywa się niekiedy sensorem [2].

Poniżej przedstawiono wybrane metody pomiaru wybranych wielkości nieelektrycznych: odległości i przemieszczenia oraz temperatury.

10.2. Pomiar odległości i przemieszczenia

10.2.1. Czujniki potencjometryczne

Najprostszymi czujnikami odległości lub przemieszczenia są czujniki potencjometryczne. Ze względu na trudności w wykonaniu dokładnych czujników tego typu, stosuje się głównie do pomiaru dużych wielkości przemieszczeń lub odległości. Należy zauważyć, że czujniki takie mogą być stosowane także do określenia położenia kąтового. Zasada działania czujnika potencjometrycznego liniowego przedstawiona została na rysunku 10.1.



Rys. 10.1. Zasada działania czujnika potencjometrycznego liniowego [3]

Precyzyjnie wykonany opornik drutowy o ruchomym styku ślizgowym zapewnia powtarzalną zależność rezystancji od liniowego (lub kąтового) położenia styku L . Jeżeli napięcie U_1 jest stabilne, wtedy:

$$U_2 = U_1 k L, \quad (10.1)$$

gdzie: k – stała czujnika.

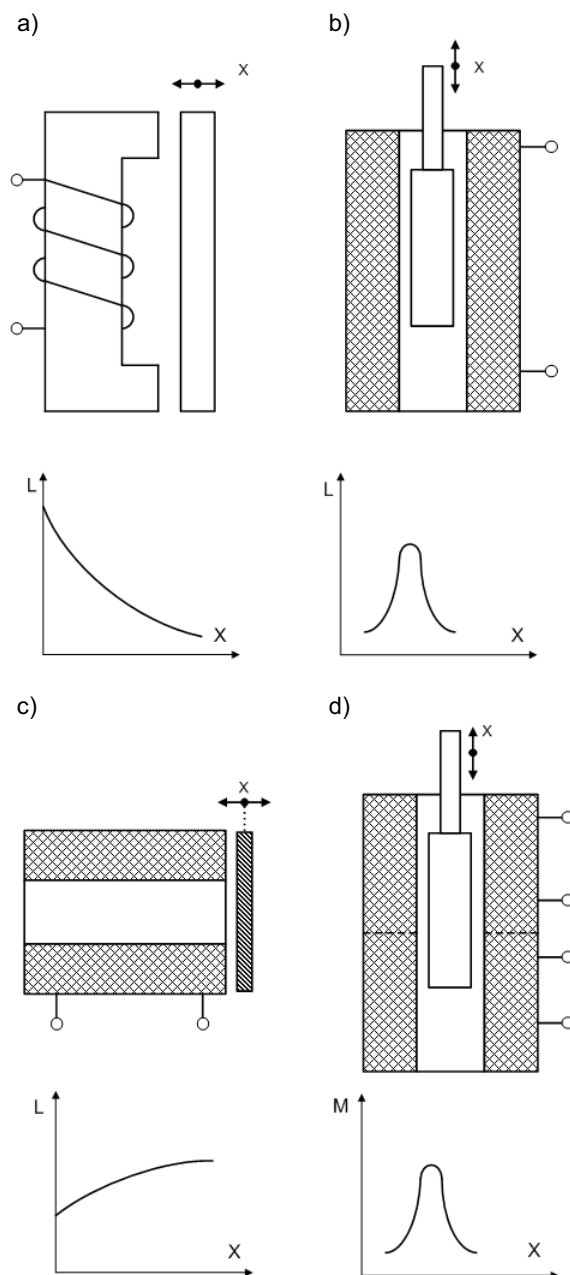
10.2.2. Czujniki indukcyjne

Czujniki indukcyjne są najbardziej rozpowszechnionymi czujnikami odległości i przemieszczenia. Wykorzystuje się w nich zmianę indukcyjności własnej lub wzajemnej obwodu elektrycznego pod wpływem zmiany odległości lub przemieszczenia. Podstawowe typy czujników indukcyjnych przedstawiono na rysunku 10.2.

W czujnikach dławikowych przesunięcie x powoduje zmianę długości szczeliny powietrznej, a więc w efekcie zmianę indukcyjności własnej czujnika.

Przesunięcie rdzenia ferromagnetycznego wewnątrz cewki czujnika solenoidalnego wpływa na zmianę strumienia magnetycznego skojarzonego z tą cewką.

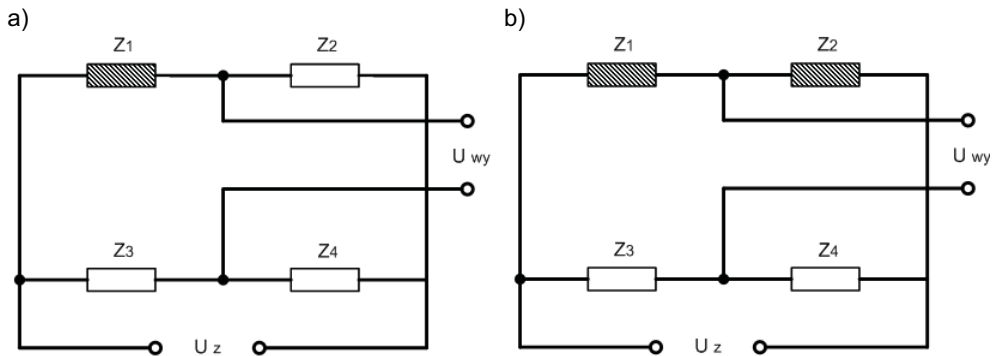
Prądy wirowe indukowane w niemagnetycznym ekranie metalowym wytwarzają pole magnetyczne osłabiające pole magnetyczne cewki czujnika wiroprądowego. Zbliżenie ekranu do cewki, zmniejszy wypadkowy strumień magnetyczny, a tym samym indukcyjność własną czujnika.



Rys. 10.2. Zasada działania i charakterystyki przetwarzania podstawowych czujników indukcyjnych: a) różnicowego; b) solenoidalnego; c) wiroprądowego; d) transformatorowego [1]

Przesuwanie rdzenia czujnika transformatorowego powoduje zmianę indukcyjności wzajemnej obwodu pierwotnego i wtórnego, co przy stałej wartości napięcia pierwotnego wpływa na zmianę napięcia wtórnego. W czujnikach tych na zaciskach uzwojenia wtórnego

uzyskuje się bezpośrednio napięcie w funkcji mierzonej wielkości, pozostałe typy czujników indukcyjnych pracują najczęściej w układzie mostka nierównoważonego (rys. 10.3).



Rys. 10.3. Układ mostka nierównoważonego: a) z pojedynczym czujnikiem; b) z dwoma czujnikami [1]

Układ z pojedynczym czujnikiem stosowany jest rzadko ze względu na znaczną nieliniowość charakterystyki, niską czułość oraz wyraźny wpływ czynników zewnętrznych.

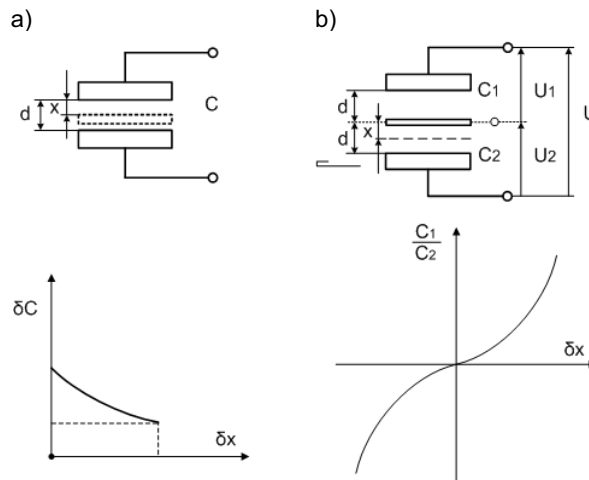
Napięcie wyjściowe U_{wy} mostka nierównoważonego opisuje zależność:

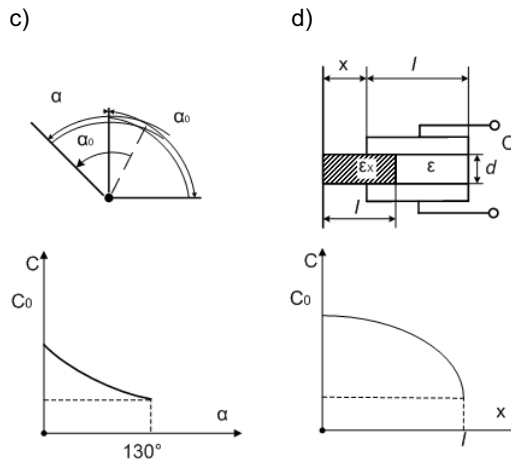
$$U_{wy} = U_z S (\partial Z_1 - \partial Z_2 - \partial Z_3 + \partial Z_4), \quad (10.2)$$

gdzie: U_z – napięcie zasilania mostka, S – współczynnik proporcjonalności (czułość mostka), ∂Z – względna zmiana impedancji czujnika ($\partial Z = \Delta Z / Z$).

10.2.3. Czujniki pojemnościowe

Czujniki pojemnościowe to, zaraz po czujnikach indukcyjnych, najczęściej stosowane czujniki do pomiaru odległości i przemieszczenia. Podstawowe typy czujników pojemnościowych oraz ich charakterystyki przetwarzania przedstawiono na rysunku 10.4.





Rys. 10.4. Zasada działania i charakterystyki przetwarzania czujników pojemnościowych:
 a) o zmiennej odległości elektrod; b) różnicowego o zmiennej odległości elektrod;
 c) o zmiennej powierzchni czynnej elektrod; d) o zmiennym położeniu dielektryka [1]

Czujniki te działają na zasadzie pomiaru zmiany pojemności układu elektrod tworzących kondensator poprzez zmianę ich wzajemnego położenia (rys. 10.4a, b) lub położenia dielektryka wewnątrz kondensatora (rys. 10.4d), przy czym dielektrykiem może być np. badany obiekt. Do pomiaru dużych przemieszczeń stosuje się czujniki, w których następuje zmiana powierzchni czynnej elektrod (rys. 10.4c).

10.3. Pomiar temperatury

10.3.1. Czujniki termorezystancyjne

Do pomiaru temperatury wykorzystuje się bardzo często czujniki działające w oparciu o zjawisko zmiany rezystywności przewodników lub półprzewodników pod wpływem temperatury, czyli czujniki termorezystancyjne. Zalicza się do nich termorezystory (metale) oraz termistory (półprzewodnikowe).

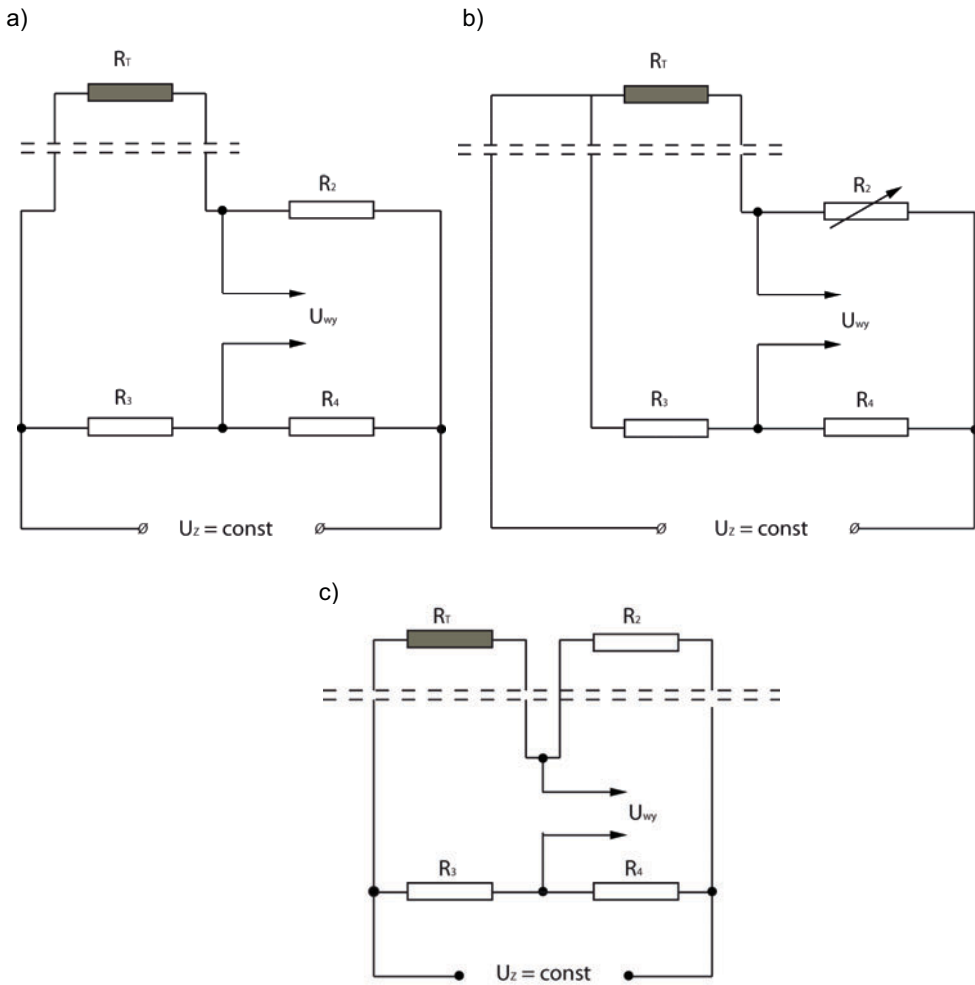
Rezystancja metali stosowanych jako termorezystory jest powtarzalną funkcją temperatury:

$$R(T) = R_0 \left[1 + \alpha(T - T_0) + \beta(T - T_0)^2 + \dots \right], \quad (10.3)$$

gdzie: R_0 – rezystancja w temperaturze T_0 ,

α, β – temperaturowe współczynniki rezystancji zależne od rodzaju materiału.

Metale charakteryzują się dodatnimi współczynnikami temperaturowymi, tzn. ich rezystancja rośnie wraz ze wzrostem temperatury. Najczęściej używane termorezystory to rezystory platynowe (Pt), niklowe (Ni) i miedziane (Cu), przy czym termorezystory platynowe odgrywają najważniejszą rolę, gdyż umożliwiają dokładne odtworzenie międzynarodowej skali temperatury. Czujniki miedziane są liniowe w dużym zakresie temperatur, są jednak mało powtarzalne. Rezystory niklowe mają wyraźnie nieliniową charakterystykę.



Rys. 10.5. Pomiar metodą mostkową: a) układ 2-przewodowy; b) układ 3-przewodowy; c) układ 4-przewodowy [2]

Termistory, czyli czujniki półprzewodnikowe, wykonane są najczęściej z tlenków żelaza, niklu, litu i tytanu. Rezystancja termistorów maleje wykładniczo ze wzrostem temperatury:

$$R(T) = R_0 e^{B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)}, \quad (10.4)$$

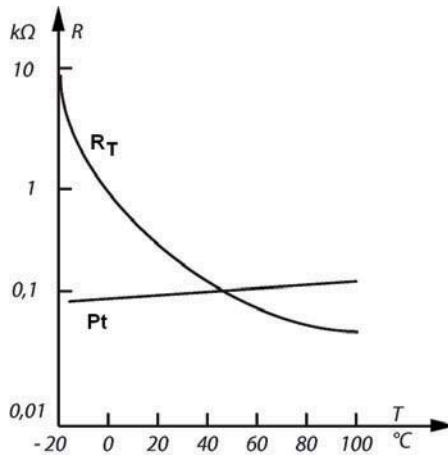
gdzie: R_0 – rezystancja w temperaturze T_0 ,
 B – stała zależna od rodzaju materiału.

Pewną odmianą termistorów są pozystory, które charakteryzują się bardzo znacznym przyrostem rezystancji w niewielkim przedziale temperatury.

Pomiary termorezystancyjne wykonuje się najczęściej przy wykorzystaniu mostków pomiarowych (rys. 10.5) stosując układy z 2, 3 lub 4 przewodami łączącymi. Przy wyborze

typu połączenia bierze się pod uwagę wpływ rezystancji przewodów łączących, która zmienia się w zależności od temperatury, na pomiar, a więc odległość czujnika od układu pomiarowego i wymagana dokładność. Układ 4-przewodowy eliminuje całkowicie wpływ przewodów na pomiar.

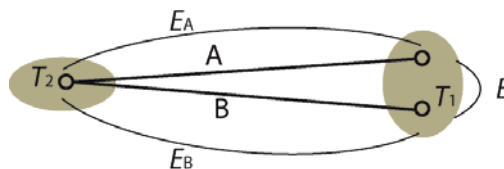
Przykładowe charakterystyki temperaturowe termorezystorów przedstawiono na rysunku 10.6.



Rys. 10.6. Przykładowe charakterystyki temperaturowe czujnika termorezystancyjnego platynowego Pt oraz termistora R_T [3]

10.3.2. Czujniki termoelektryczne

Drugą często stosowaną do pomiaru temperatury grupę czujników stanowią czujniki oparte o termoogniwa, tzn. termoelementy. Działanie tego typu czujników opiera się na zjawisku termoelektrycznym Seebecka – w obwodzie zawierającym dwa metale lub półprzewodniki, gdy ich złącza znajdują się w różnych temperaturach T_1 i T_2 (rys. 10.7), powstaje siła elektromotoryczna E zwana także siłą termoelektryczną (STE).



Rys. 10.7. Zjawisko Seebecka [2]

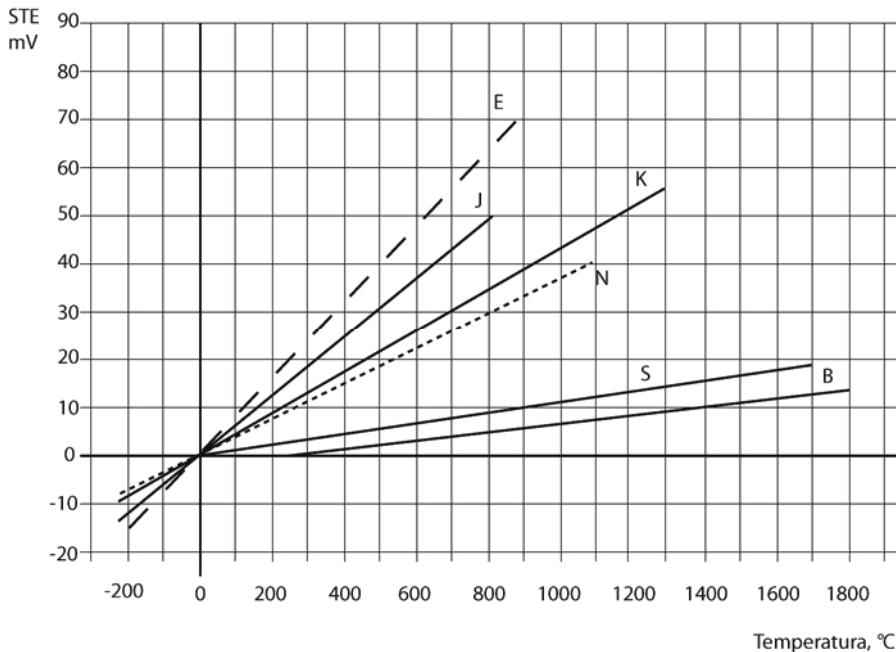
Siła ta zależy od współczynnika Seebecka, różnego w zależności od zastosowanego materiału i temperatury. W sytuacji jak na rysunku 10.7, przy założeniu, że współczynniki Seebecka obu materiałów są różne i niezależne od temperatury:

$$E = E_A + E_B = \int_{T_1}^{T_2} S_A dT + \int_{T_1}^{T_2} S_B dT = (S_A - S_B)(T_2 - T_1), \quad (10.5)$$

W powyższej zależności nie uwzględniono wpływ występującego podczas przepływu prądu przez przewodnik zjawiska Peltiera, odwrotnego do zjawiska Seebecka. Aby zjawisko to nie wpływało na wyniki pomiaru temperatury, podczas pomiaru napięcia na końcach przewodów czujnika należy użyć przyrządu o odpowiednio dużej rezystancji wewnętrznej.

Nie uwzględniono także wpływu temperatury na współczynnik Seebecka – aby możliwe było takie założenie, elektrody czujników termoelektrycznych wykonuje się z materiałów o dużym i mało zależnym od temperatury współczynniku Seebecka. Materiał dobiera się odpowiednio do zakresu mierzonej temperatury. Do zakresu temperatury należy dobrać także odpowiedni materiał izolacyjny czujnika.

Ze względów praktycznych, do pomiaru niskich oraz średnich temperatur (do ok. 1600°C), stosuje się tylko kilka rodzajów termoelementów. Ich charakterystyki temperaturowe przedstawiono na rysunku 10.8. Do pomiaru temperatur wysokich oraz bardzo wysokich stosuje się termoelementy nieznormalizowane, przy czym do najbardziej znanych należą termoelementy ze stopów wolframu i renu.

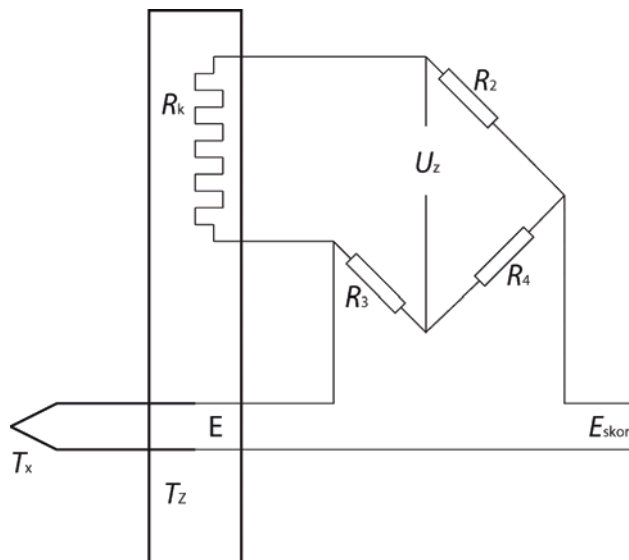


Rys. 10.8. Charakterystyki wybranych termoelementów [2]

Ważnym problemem utrudniającym stosowanie termoelementów jest wpływ temperatury tzw. zimnych końców, tzn. tych, na których mierzone jest napięcie termoelektryczne, na wartość tego napięcia. Istnieją dwa sposoby rozwiązania tego problemu: termostatacja zimnych końców, tzn. utrzymywanie ich w stałej, znanej temperaturze, lub pomiar temperatury zimnych końców i ciągłe wprowadzanie poprawek do pomiaru temperatury.

Termoelement ma ograniczoną długość i z tego względu trudno utrzymać jego końce w stałej temperaturze odniesienia, dlatego też stosuje się przedłużanie za pomocą tzw. przewodów kompensacyjnych. Przewody kompensacyjne powinny mieć taką samą charakterystykę termoelektryczną jak termoelement, ale w ograniczonym zakresie temperatur. W pomiarach laboratoryjnych temperaturę odniesienia utrzymuje się na poziomie 0°C

poprzez zastosowanie kąpieli wodnej z lodem. W warunkach przemysłowych stosuje się elektryczny termostat.



Rys. 10.9. Konstrukcyjna korekcja błędu temperaturowego termoelementów [2]

Są dwa sposoby automatycznej korekcji błędu temperaturowego: konstrukcyjny oraz algorytmiczny, przy czym częściej wykorzystywany jest ten drugi sposób. Do konstrukcyjnej korekcji najczęściej wykorzystuje się układ jak na rysunku 10.9, tzn. mostek termometryczny z termorezystorem o znanej charakterystyce. Napięcie E_{skor} jest sumą napięcia termoelektrycznego oraz napięcia pojawiającego się na przekątnej mostka, przy czym napięcie to można wyznaczyć. Przy stałym napięciu U_z :

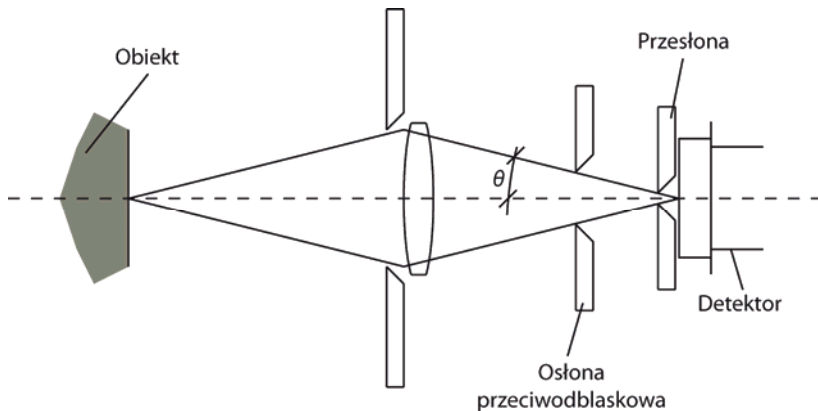
$$E_{skor} = E + U_{kor} = E + 2U_z \frac{R_k R_3 - R_2 R_4}{(R_k + R_2)(R_3 + R_4)}, \quad (10.6)$$

Obecnie w przemyśle stosuje się głównie algorytmiczną korekcję błędu temperaturowego, przy czym błąd obliczany jest najczęściej przez dedykowany układ scalony lub mikrokontroler na podstawie pomiaru temperatury zimnych końców różnymi metodami.

10.3.3. Pomiar zdalny i termografia

Podczas pomiarów temperatury każdy wprowadzony do obiektu czujnik powoduje błąd pomiaru, gdyż narusza stan badanego ośrodka i zmienia jego charakterystykę termiczną. Wyjątkiem są pomiary termograficzne za pomocą pirometrów oraz kamer termograficznych.

Termografia to dyscyplina nauki zajmująca się obrazowaniem rozkładu temperatur na obiektach za pomocą pomiaru emitowanego przez nie promieniowania, najczęściej podczerwonego w zakresie długości fali $3\div 5$ oraz $8\div 13$ μm . Zakres obserwowanych temperatur zależy od mierzonego zakresu fal, zastosowanej optyki oraz filtrów i najczęściej wynosi do ok. 1500°C .



Rys. 10.10. Budowa pirometru całkowitego promieniowania [2]

Pirometr jest to urządzenie przeznaczone do punktowego pomiaru temperatury. Wyróżnić można trzy podstawowe grupy pirometrów: całkowitego promieniowania, monochromatyczne oraz bichromatyczne. Podział ten uwzględnia przedział długości fal odbieranych przez detektor promieniowania. Budowę pirometru całkowitego promieniowania przedstawiono na rysunku 10.10. W pirometrach mono- i bichromatycznych w celu uzyskania odpowiedniego pasma długości fal stosuje się najczęściej filtry interferencyjne. Pirometry całkowitego promieniowania odbierają zbyt szeroki zakres fal, aby można nazwać je promieniowaniem chromatycznym. Szerokość stosowanego pasma zależy od zakresu mierzonej temperatury oraz właściwości badanego obiektu, tzn. jego emisyjności widmowej.

Emisyjność widmowa jest miarą stopnia, w jakim emitowane jest promieniowanie z danego zakresu widma z obiektu w stosunku do tego, które byłoby z niego emitowane, gdyby obiekt ten był ciałem doskonale czarnym. Współczesne pirometry są wyposażone w układy korekcyjne, które wprowadzają poprawki w zależności od określonego współczynnika emisyjności widmowej. Zastosowanie błędnego współczynnika emisyjności widmowej powoduje duży błąd pomiaru.

Na błąd pomiaru pirometrem wpływa także temperatura otoczenia, a dokładnie promieniowanie emitowane przez atmosferę znajdującą się pomiędzy układem optycznym pirometru oraz badanym obiektem. Dlatego też współczesne pirometry wymagają podania także temperatury otoczenia lub posiadają wbudowane układy jej pomiaru.

Rozszerzeniem możliwości pirometrów jest zastosowanie termografu. Wyróżnia się 3 rodzaje termografów w zależności od zastosowanego układu detektorów:

- z punktowym detektorem skanującym,
- z linijkowym detektorem skanującym lub stałym,
- z matrycowym detektorem (zwane też kamerą termograficzną).

Termograf z punktowym detektorem jest wyposażony w odpowiedni układ zwierciadeł o zmiennym nachyleniu, który pozwala na skanowanie badanego obiektu punkt po punkcie. Termograf z linijkowym detektorem stałym przeznaczony jest do obserwacji obiektów w ruchu, np. taśmy produkowanej blachy.

Stosowane detektory promieniowania można podzielić na dwie grupy: termiczne oraz fotoelektryczne. Do detektorów termicznych należą bolometry (w uproszczeniu są to bardzo małe termorezystory) oraz termostopy (baterie małych, szeregowo ze sobą połączonych

nych, w celu zwiększenia czułości, termoelementów). Bolometry są najczęściej stosowanymi detektorami w kamerach termograficznych. Stosowane detektory fotoelektryczne to fotodiody, fototranzystory oraz fotorezystory o odpowiedniej czułości widmowej.

10.4. Przebieg ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z wybranymi sposobami pomiarów wielkości nieelektrycznych metodami elektrycznymi.

Podczas przebiegu ćwiczenia należy:

1. Zbadać charakterystyki statyczne napięcia/prądu wyjściowego w funkcji odległości/przesunięcia wskazanych przez prowadzącego czujników odległości i przesunięcia za pomocą dostępnych na stanowisku wzorcowych przyrządów pomiarowych. Zbadać należy także charakterystyki przestrzenne badanych czujników. Instrukcja obsługi czujników dostępna jest na stanowisku laboratoryjnym.
2. Wykorzystując czujnik termorezystancyjny Pt100 oraz układ jak na rysunku 10.5 zmierzyć temperaturę otoczenia. Wykorzystując dostępny na stanowisku piec zbadać charakterystykę dynamiczną stygnięcia czujnika. Jako przyrząd wzorcowy potraktować dostępny na stanowisku miernik temperatury wyposażony w termoelement. Instrukcja obsługi miernika temperatury oraz tablice zależności rezystancji czujnika Pt100 od temperatury znajdują się na stanowisku laboratoryjnym.
3. Wykorzystując zbadaną temperaturę otoczenia dokonać pomiarów wskazanych przez prowadzącego elementów otoczenia za pomocą pirometru. Przy pomocy wzorcowego miernika temperatury spróbować określić współczynnik emisyjności widmowej wskazanych przez prowadzącego elementów. W tym celu należy wybrać punkt odniesienia i zmierzyć jego temperaturę przy wykorzystaniu termoelementu. Następnie należy zmienić ustawienia emisyjności w pirometrze tak, aby mierzona temperatura była zgodna z odczytem z termoelementu. Ustawiona emisyjność będzie równa emisyjności obiektu.

10.5. Dyskusja wyników

1. Dla badanych czujników odległości i przesunięcia należy wykreślić odpowiednie charakterystyki. Przeprowadzić analizę metrologiczną uzyskanych charakterystyk.
2. Dla czujnika Pt100 wykreślić charakterystykę stygnięcia. Określić stałą czasową stygnięcia czujnika. Wykreślić charakterystykę stygnięcia pieca i określić stałą czasową stygnięcia.
3. Przeprowadzić analizę wyników pomiarów pirometrem.

10.6. Pytania kontrolne

1. Jaka jest różnica pomiędzy czujnikiem generacyjnym a parametrycznym?
2. Przedstaw budowę i zasadę działania potencjometrycznych czujników przemieszczenia i odległości.
3. Przedstaw budowę i zasadę działania indukcyjnych czujników przemieszczenia i odległości.

4. Przedstaw budowę i zasadę działania pojemnościowych czujników przemieszczenia i odległości.
5. Przedstaw zasadę działania czujników termorezystancyjnych.
6. Przedstaw zjawisko Seebecka.
7. Przedstaw metodę konstrukcyjną kompensacji błędów temperaturowych termoelementów.
8. Co to jest pirometr?
9. Co to jest emisyjność widmowa?
10. Jakie detektory promieniowania stosuje się w termografach?

Literatura

- [1] Roskosz R.: Miernictwo elektryczne. Laboratorium. Gdańsk, Wyd. Politechniki Gdańskiej, 2004.
- [2] Piotrowski J.: Pomiary. Czujniki i metody pomiarowe wybranych wielkości fizycznych i składu chemicznego. Warszawa, WNT 2009.
- [3] Chwaleba A, Poniński M., Siedlecki A.: Metrologia elektryczna. Warszawa, WNT 2003.

Pomiary rezystancji uziemienia i impedancji pętli zwarciowej

11.1. Wstęp

Przewodnik metalowy stykający się bezpośrednio z ziemią nosi w elektrotechnice nazwę uziomu. Celowo wykonane metaliczne połączenie tego uziomu z wybranym punktem obwodu elektrycznego lub obudowy aparatury nazywa się uziemieniem. Jako uziomy można wykorzystać obiekty, których głównym celem są inne zastosowania jak np. rury wodociągowe ułożone w ziemi lub konstrukcje metalowe budynków i nazywa się je uziomami naturalnymi. W przypadku braku takich uziomów wykonuje się uziomy sztuczne z prętów, rur, lub taśm stalowych ocynkowanych.

Uziemienia mogą pełnić różne funkcje w urządzeniach elektrycznych i dzieli się je na uziemienia ochronne, robocze, odgromowe i pomocnicze. Zadaniem uziemień ochronnych i roboczych jest odprowadzanie do gruntu prądów o częstotliwości sieciowej. Właściwości uziemień w pełni charakteryzuje więc rezystancja statyczna wyznaczana przy częstotliwościach technicznych (ok. 50 ... 150 Hz).

Uziemienia ochronne są jednym ze środków dodatkowej ochrony przeciwporażeniowej w sieciach niskiego napięcia o układzie TT oraz IT. Stanowią one również podstawę do właściwego działania innych środków ochrony przeciwporażeniowej takich jak sieć ochronna czy układ ochronny różnicowoprądowy. Uziemienie ochronne wykonuje się poprzez połączenie części przewodzących dostępnych urządzenia elektrycznego normalnie niebędących pod napięciem z uziomem o rezystancji uziemienia dobranej do charakterystyki zwarciowej zabezpieczenia tego urządzenia. Uziemienie ochronne jest skuteczne jako środek ochrony przeciwporażeniowej dodatkowej, jeżeli w przypadku uszkodzenia izolacji między fazą a uziemioną częścią przewodzącą dostępną odbiornika jak np. metalowa obudowa, doziemny prąd zwarcia spowoduje odpowiednio szybkie zadziałanie zabezpieczeń odbiornika i odłączenie go od sieci. W tym celu musi być spełniony warunek:

$$R_1 I_w \leq U_L \quad (11.1)$$

gdzie: R_1 – rezystancja statyczna uziemienia,

U_L – napięcie graniczne dopuszczalne wynoszące w zależności od warunków środowiskowych 50 lub 25 V,

I_w – prąd zadziałania urządzeń zabezpieczających zapewniających odpowiednio szybkie wyłączenie zasilania.

Uziemienia robocze zapewniają prawidłową pracę urządzeń elektroenergetycznych w warunkach zwykłych i zakłóceńowych. Spełniają wiele istotnych zadań m. in. zabezpieczają obwody niskiego napięcia i ludzi od skutków przerzucenia się do tych obwodów wysokiego napięcia, zapobiegają utrzymywaniu się asymetrii napięć podczas zwarc do-

ziemnych z pominięciem przewodu PE, czy też ograniczają napięcia pojawiające się na przewodach PEN (PE) podczas zwarć jednofazowych. W sieciach niskiego napięcia typu TN i TT punkt gwiazdowy transformatora jest bezpośrednio uziemiony poprzez uzziemienie robocze. Jest to warunek stosowania uzziemienia ochronnego lub samoczynnego szybkiego wyłączenia zasilania w sieciach niskiego napięcia. Rezystancja uzziemienia roboczego powinna być możliwie mała i zgodnie z przepisami nie może przekraczać wartości 5Ω .

Uziemienia pomocnicze stosuje się w układach pomiarowych lub urządzeniach zabezpieczających dla zapewnienia prawidłowego działania układu. Rezystancja takich uzemień może być przy tym dość znaczna i może wynosić nawet kilkaset omów.

Rolą uzemień ogromnych jest utrzymanie niskich wartości spadków napięć w trakcie odprowadzania do gruntu prądów piorunowych o czasach narastania rzędu pojedynczych mikrosekund. Powstające w takich warunkach spadki napięcia wynikają nie tylko z wartości rezystancji, ale również z indukcyjności uzziemienia zależnej od jego budowy. Miarą skuteczności uzziemienia ogromowego jest więc wartość jego impedancji udarowej uwzględniającej wpływ zarówno rezystancji jak i indukcyjności uzziemienia.

W sieciach niskiego napięcia z bezpośrednio uziemionym punktem neutralnym jako środek dodatkowej ochrony przeciwporażeniowej stosuje się powszechnie samoczynne szybkie wyłączenie zasilania. Ochrona ta polega na połączeniu części przewodzących urządzenia elektrycznego z przewodem ochronnym PE lub przewodem ochronno – neutralnym PEN. Podczas zwarcia obwód, w którym nastąpiło uszkodzenie powinien zostać odpowiednio szybko odłączony przez poprzedzające zabezpieczenie zwarciove. Dla zapewnienia szybkiego wyłączenia zwarcia jednofazowego spodziewany prąd zwarciovy I_z powinien osiągnąć co najmniej wartość prądu wyłączającego I_w , najbliższego zabezpieczenia zwarciovego. Szybkie wyłączenie zwarcia nastąpi wówczas, gdy prąd zwarciovy $I_z = U/Z \geq I_w$, a więc gdy impedancja pętli zwarciovej spełnia warunek:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \leq \frac{U}{I_w} = \frac{U}{kI_{nb}} \quad (11.2)$$

gdzie: I_{nb} – znamionowy prąd zabezpieczenia,

k – współczynnik zależny od rodzaju zabezpieczenia (np. $k = 5, 10$ i 20 dla wyłączników typu B, C i D),

U – napięcie fazowe.

Warunek (11.2) musi być spełniony dla każdego punktu zabezpieczonego obwodu, dlatego pomiar impedancji pętli zwarciovej powinien być przeprowadzony możliwie daleko od zabezpieczenia zwarciovego, aby zarejestrować sytuację najbardziej niekorzystną, w której szukana impedancja ma największą wartość. Przy sprawdzaniu skuteczności takiej ochrony szczególnie niebezpieczne są ujemne błędy pomiaru, ponieważ urządzenie o nieskutecznej ochronie może zostać dopuszczone do ruchu i może stać się przyczyną porażenia elektrycznego.

11.2. Pomiary parametrów uzemień

Właściwie wykonywany pomiar parametrów uzemień, jest istotny pod względem zapewnienia bezpieczeństwa obsługi oraz poprawnej pracy urządzeń elektrycznych i elektronicznych we wszelkich obiektach wyposażonych w uzziemienia ochronne i robocze, bądź też narażonych na działanie wyładowań atmosferycznych.

Wybór metody pomiarowej jest zależny od rodzaju badanego uziemienia. W przypadku badania uziemień ochronnych lub roboczych parametrem decydującym o skuteczności takiego uziemienia jest jego rezystancja statyczna lub impedancja w przypadku uziemień rozległych. W przepisach rezystancję statyczną określa się jako rezystancję pomiędzy uziomem a ziemią odniesienia zmierzoną przy przepływie prądu przemiennego o częstotliwości technicznej. Zatem częstotliwości stosowane przy wyznaczaniu rezystancji statycznej zwykle zawierają się w granicach ok. 50÷150 Hz. Do pomiaru rezystancji statycznej uziemienia wykorzystuje się zwykle metodę kompensacyjną lub jedną z odmian metody technicznej.

Zadaniem uziemień odgromowych jest utrzymanie niskich wartości spadków napięć w trakcie odprowadzania do gruntu prądów piorunowych o czasach narastania rzędu pojedynczych mikrosekund. Miarą skuteczności uziemienia odgromowego jest wartość jego impedancji udarowej uwzględniającej wpływ zarówno rezystancji jak i indukcyjności uziemienia. Z tego powodu wynikają różnice w technice wykonywania pomiarów statycznych i udarowych. Duża stromość narastania prądów piorunowych powoduje wzrost wartości impedancji (rezystancji) udarowej w stosunku do rezystancji statycznej. Efekt ten występuje na skutek wzrostu składowej indukcyjnej impedancji uziemienia (zależnej od długości uziomu), a także pojawienia się (dla uziomów długich) zjawisk falowych. Do wyznaczania impedancji (rezystancji) udarowej uziemień odgromowych dobrymi właściwościami charakteryzuje się metoda udarowa. Impedancja udarowa uziemienia jest wyznaczana tą metodą w warunkach zbliżonych do tych, jakie panują podczas odprowadzania prądu piorunowego do ziemi. Określa się ją przy impulsie prądowym o bardzo krótkim czasie narastania czoła, który zazwyczaj mieści się w granicach 4 μ s.

11.2.1. Warunki poprawnego pomiaru rezystancji statycznej uziemienia

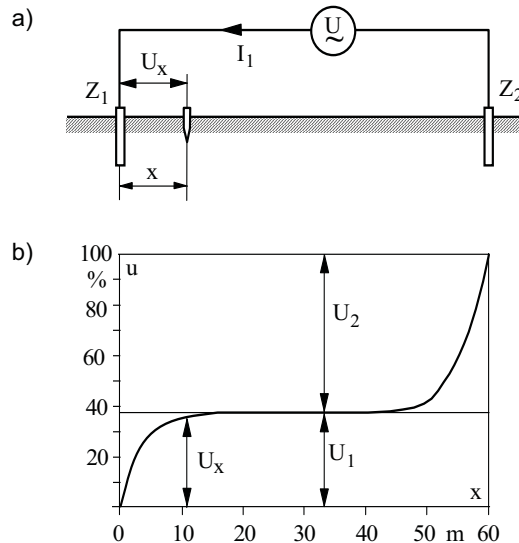
Rezystancję statyczną uziemienia wyznacza się z prawa Ohma ze stosunku spadku napięcia U_1 między badanym uziomem a ziemią odniesienia do przepływającego przez to uziemienie prądu I_1 . Żeby zmierzyć taką rezystancję należy zatem zbudować układ pomiarowy wyposażony w źródło napięcia wymuszające prąd pomiarowy o częstotliwości technicznej. Można w tym celu wykorzystać generator lub transformator potrzeb własnych stacji. Zadaniem transformatora jest odizolowanie obwodu pomiarowego od sieci, co zwiększa bezpieczeństwo obsługi i ogranicza wpływ prądów upływowych na wynik pomiaru. Nie jest wskazane przeprowadzanie pomiaru dla prądu stałego. Wynik pomiaru może być wówczas obarczony błędem związanym z występowaniem siły elektromotorycznej polaryzacji, powstającej przy zetknięciu metalowych elementów uziomu z elektrolitem gruntu. Prąd pomiarowy może popłynąć, jeżeli zostanie zamknięty obwód prądowy. Do tego celu wykorzystuje się dodatkowy uziom pomocniczy – sondę prądową. Prąd elektryczny I_1 płynący ze źródła napięcia U napotyka na drodze przepływu na pomijalną rezystancję doprowadzeń i metalicznych części badanego uziomu oraz na znaczną rezystancję gruntu i obwód zamyka się poprzez sondę prądową. W pobliżu obu uziomów (rys. 11.1a) prąd elektryczny ma stosunkowo dużą gęstość, w wyniku czego spadki napięcia osiągają znaczne wartości. W miarę wzrostu odległości od obu uziomów przepływająca struga prądu rozszerza się na coraz to większy przekrój napotykając na swej drodze coraz to mniejszą rezystancję. Przy wzroście odległości od uziomów maleć będzie jednostkowy spadek napięcia. Rozkład napięcia między dwoma uziomami Z_1 oraz Z_2 w przypadku gruntu jednorodnego przedstawiony jest na rys. 11.1b. Do wyznaczenia rezystancji uziemienia potrzebna jest znajomość spadku napięcia między badanym uziomem a ziemią odniesienia. W tym

celu trzeba zastosować dodatkowy uziom pomocniczy – sondę napięciową, która powinna być umieszczona w ziemi odniesienia. Spadek napięcia U_x między uziomem badanym Z_1 a sondą napięciową S początkowo wzrasta silnie wraz ze wzrostem odległości x . Przy dostatecznie dużej odległości od obu uziomów spadek napięcia osiąga wartość praktycznie stałą. W pobliżu sondy prądowej Z_2 wzrasta on ponownie. Poziomy przebieg krzywej rozkładu napięcia występuje już w odległości 15 metrów od pojedynczego uziomu rurowego. Wynika stąd, że punkty na powierzchni ziemi odległe powyżej 15 metrów od pojedynczego uziomu można uważać jako punkty o potencjale stałym i jest to tzw. ziemia odniesienia. Rezystancję uziemienia oblicza się z zależności:

$$R_1 = \frac{U_1}{I_1} \quad (11.3)$$

gdzie: U_1 – spadek napięcia między uziomem Z_1 a sondą S umieszczoną w strefie potencjału ustalonego,

I_1 – prąd płynący przez uziom badany.



Rys. 11.1. Rozkład napięć między dwoma uziomami rurowymi [4]

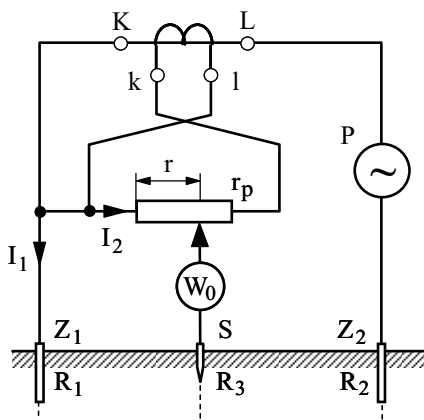
Pomiar rezystancji statycznej uziemienia jest prawidłowy, jeżeli:

- wykonany jest prądem zmiennym w celu wyeliminowania SEM polaryzacji w miejscu zetknięcia uziomu z gruntem;
- punkt o potencjale ustalonym jest przyjęty w miejscu dostatecznie odległym od uziomu badanego i pomocniczego. Zalecana przy pomiarach odległość powinna wynosić co najmniej 20 metrów od każdego z uziomów;
- pomiaru nie zakłócają prądy błądzące.

11.2.1.1. Pomiar rezystancji statycznej uziemienia metodą kompensacyjną

Metoda kompensacyjna jest wciąż popularna pomimo obecności na rynku od dłuższego czasu przyrządów charakteryzujących się lepszymi właściwościami metrologicznymi i użytkowymi. Przykładem przyrządu krajowego opartego o tą metodę jest miernik IMU.

Schemat układu przedstawiono na rys. 11.2. Układ składający się z uziomu badanego Z_1 i pomocniczego Z_2 jest zasilany z prądnicy P. Prąd I_1 przepływający przez uziom badany o rezystancji R_1 wywołuje na nim spadek napięcia $U_1 = I_1 R_1$. Prąd I_2 płynący przez potencjometr r_p wywołuje na rezystancji r spadek napięcia $I_2 r$.



Rys. 11.2. Zasada pomiaru rezystancji uziemienia metodą kompensacyjną [4]

Przy zmianie położenia styku potencjometru prąd wskaźnika W_0 zanika, gdy rezystancja $r = r_1$. Zachodzi wtedy równość napięć $I_1 R_1 = I_2 r_1$. Stąd:

$$R_1 = \frac{I_2}{I_1} r_1 \quad (11.4)$$

W układzie pomiarowym potencjometr zasilany jest z uzwojenia wtórnego transformatora prądowego T_p o znanej przekładni $\vartheta_i = I_1/I_2$ wówczas rezystancja mierzona wynosi:

$$R_1 = \frac{r_1}{\vartheta_i} \quad (11.5)$$

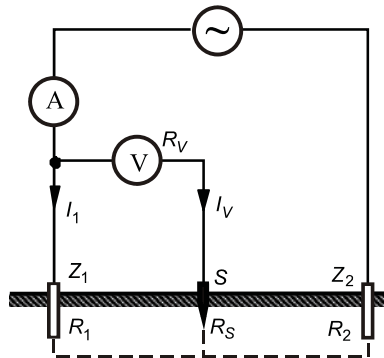
11.2.1.2. Pomiar rezystancji statycznej uziemienia metodą techniczną

Większość produkowanych obecnie mierników rezystancji statycznej uziemienia realizuje różne odmiany metody technicznej. W kraju rozpowszechnionym przyrządem tego typu jest miernik MRU.

W metodzie technicznej rezystancja statyczna uziemienia jest wyznaczana (rys. 11.3) na podstawie zmierzonego natężenia prądu przepływającego przez obwód złożony z uziomu badanego Z_1 i pomocniczego Z_2 , oraz spadku napięcia między uziomem badanym a ziemią odniesienia. Voltmierz połączony jest więc jednym zaciskiem do uziomu badanego, drugim do sondy S umieszczonej w strefie potencjału ustalonego. Na dokładność pomiaru napięcia uziomowego wpływa stosunek rezystancji woltmierzera R_V i sondy napię-

ciowej R_S . Rezystancje te są połączone szeregowo i tworzą dzielnik napięciowy. Woltmierz reaguje na spadek napięcia U_V na jego rezystancji wewnętrznej R_V . Napięcie U_V opisuje zależność:

$$U_V = \frac{R_V}{R_V + R_S} U_1. \quad (11.6)$$



Rys. 11.3. Zasada pomiaru rezystancji uziemienia metodą techniczną [4]

Rezystancję uziemienia oblicza się z zależności:

$$R_{1Z} = \frac{U_V}{I_1}. \quad (11.7)$$

Rezystancję uziemienia określa natomiast ściśle zależność (11.3). Względny błąd pomiaru rezystancji uziemienia δR_{1S} spowodowany rezystancją sondy napięciowej można obliczyć ze wzoru:

$$\delta R_{1S} = -\frac{R_S}{R_V + R_S} 100\% \quad (11.8)$$

Z wzoru (11.8) wynika, że błąd δR_{1S} jest ujemny i rośnie ze wzrostem rezystancji sondy napięciowej R_S . Błąd wynikający z pominięcia spadku napięcia na rezystancji sondy napięciowej można zaniedbać, jeżeli $R_V \geq 100 \text{ k}\Omega$. Najlepiej w tym celu wykorzystać woltmierz elektroniczny o bardzo dużej rezystancji wewnętrznej. Zwykle wymaga się, aby rezystancja sondy napięciowej R_S nie przekraczała 200 do 3000 Ω .

Metoda techniczna jest stosowana, gdy pomiar należy przeprowadzać przy dużych wartościach prądu zasilającego np. przy pomiarze impedancji statycznej uziemień rozległych. Duże wartości prądu pomiarowego należy stosować m. in. w celu ograniczenia wpływu prądów błądzących. Błąd pomiaru, przy założeniu braku prądów błądzących, jest rzędu 5%.

11.2.2. Pomiar impedancji (rezystancji) udarowej uziemienia

Metoda udarowa charakteryzuje się najlepszymi właściwościami przy wyznaczaniu impedancji udarowej uziemień, ponieważ pomiar jest wykonywany w warunkach zbliżonych do tych, jakie panują podczas odprowadzania prądu piorunowego do ziemi. W oparciu o tą metodę działa miernik udarowy uziemień WG 407. Miernik ten wykorzystuje konfigu-

rację sondy prądowej i napięciowej podobną do występującej w miernikach rezystancji statycznej uziemień opisanej w rozdziale 11.2.1. Długość przewodów pomiarowych do podłączenia sondy prądowej i napięciowej wynosi odpowiednio 40 i 30 m. Aby uniknąć sprzężeń między przewodami pomiarowymi przewody łączące miernik z sondami pomocniczymi powinny być rozstawione pod kątem nie mniejszym niż 60° (optymalnie 90...180°).

Miernik oblicza impedancję udarową z zależności (11.9) przy impulsie prądowym o czasie narastania czoła równym 4 μ s.

$$Z_{UD} = \frac{U_{\max}}{I_{\max}} \quad (11.9)$$

gdzie: I_{\max} – wartość maksymalna impulsu prądowego,

U_{\max} – wartość maksymalna spadku napięcia na uziemieniu.

Pomiary impedancji (rezystancji) udarowej wykonuje się bez rozłączania zacisków probierczych, zatem wynik pomiaru odzwierciedla wartość wypadkową impedancji udarowej systemu uziemień odgromowych w miejscu pomiaru. W warunkach rzeczywistych prąd piorunowy odprowadzany jest ze zwodu przede wszystkim przez przewód odprowadzający znajdujący się najbliżej miejsca uderzenia pioruna. Jednakże część prądu piorunowego odpływa również do uziomów przez sąsiednie przewody odprowadzające, przy czym im dalej od miejsca wyładowania znajduje się dany przewód, tym mniejszą część prądu odprowadza. Zazwyczaj część prądu piorunowego odprowadzana jest do gruntu także poprzez fundament obiektu, na konstrukcji którego zamontowana jest instalacja odgromowa. Dokonując pomiaru w danym punkcie wyznacza się wynik pomniejszony, w stosunku do wyniku, jaki uzyskano by przy rozwartym zacisku probierczym, o wpływ równoległe połączonych sąsiednich przewodów odprowadzających.

Wyraźny udział składowej indukcyjnej w impedancji udarowej powoduje, iż wpływ równoległych przewodów odprowadzających jest tym mniejszy im większa jest odległość danego przewodu od miejsca wykonywania pomiaru. Wpływ odległych części instalacji odgromowej na wynik pomiaru jest zupełnie pomijalny.

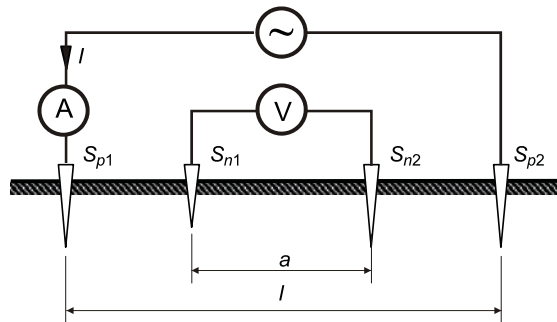
11.3. Pomiar rezystancji właściwej (rezystywności) gruntu

Parametry uziomów są w znacznym stopniu uzależnione od właściwości gruntu, które powinny zostać uwzględnione przy ich budowie i eksploatacji. Jedną z wielkości charakteryzujących grunt jest jego rezystywność, na którą wpływa wiele różnych czynników takich jak: zwartość, ziarnistość, zasolenie, zawartość związków chemicznych, a przede wszystkim temperatura i wilgotność.

Istnieją różne metody pomiaru rezystywności gruntu. W Polsce stosowana jest głównie metoda czterouziomowa. W metodzie tej zgodnie z rysunkiem 11.4, można wyróżnić obwód prądowy składający się ze źródła prądu przemiennego, połączonego z dwiema sondami prądowymi Z_{SP1} i Z_{SP2} i włączonym szeregowo amperomierzem. Pomiędzy sondami prądowymi są umieszczone dwie sondy napięciowe, do których jest podłączony woltomierz.

Na podstawie napięcia U_{rez} i prądu I_{rez} zmierzonego przyrządami wyznacza się rezystywność gruntu z zależności:

$$\rho = k_{rez} \frac{U_{rez}}{I_{rez}} \quad (11.10)$$



Rys. 11.4. Zasada pomiaru rezystywności gruntu metodą czterouziomową

Współczynnik układu pomiarowego k_{rez} jest zależny od odległości pomiędzy sondami. Sondy pomiarowe są zwykle wykonywane w postaci prętów o długości ok. 1 m i wbijanych w grunt na głębokość od 0,5 do 0,7 m. Jednym ze stosowanych układów pomiarowych jest układ Wennera, w którym odległości między sąsiednimi sondami są równe i wynoszą a . Przy takim układzie sond współczynnik $k_{rez} = 2\pi a$.

11.4. Pomiar impedancji pętli zwarciowej

11.4.1. Zasada pomiaru

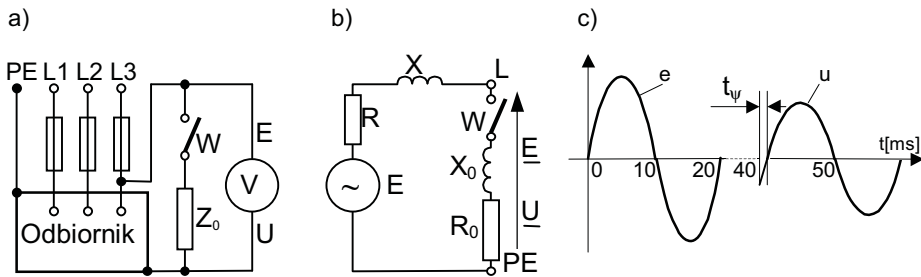
Wartość impedancji pętli zwarciowej jest istotna z praktycznego punktu widzenia, ponieważ charakteryzuje warunki zwarciove oraz warunki napięciowe w systemie elektroenergetycznym. Pomiar impedancji pętli mają szczególne znaczenie dla wyznaczenia prądu zwarcia jednofazowego, zwłaszcza pod kątem sprawdzenia warunku samowylączenia, który jest podstawowym kryterium oceny skuteczności ochrony przeciwporażeniowej w sieciach niskiego napięcia.

W praktyce powszechnie stosowane są metody i przyrządy pomiarowe oparte na zasadzie tzw. sztucznego zwarcia (zasada Thevenina), w której impedancję wyznacza się na podstawie pomiaru spadku napięcia występującego na elementach pętli przy przepływie prądu pomiarowego. Zgodnie z zasadą Thevenina obiekt badany z miejsca pomiaru jest widziany w postaci szeregowego połączenia źródła napięcia oraz impedancji pętli zwarciowej. Zakłada się, że badaną impedancję można przedstawić przy pomocy szeregowego połączenia liniowej rezystancji R oraz reaktancji indukcyjnej X .

Na rysunku 11.5. przedstawiona jest zasada pomiaru impedancji pętli zwarciowej $Z = R + jX$ w przypadku wykonania sztucznego zwarcia przez impedancję obciążenia pomiarowego $Z_0 = R_0 + jX_0$. Mierzona wartość impedancji Z otrzymuje się na podstawie pomiaru dwóch wartości napięcia: E – przy otwartym łączniku W , oraz U – przy zamkniętym łączniku. Zamknięcie łącznika W powoduje włączenie obciążenia pomiarowego o znanej wartości impedancji Z_0 .

Mierzona impedancję pętli określa ściśle zależność zespolona:

$$Z = \frac{E - U}{I} = Z_0 \frac{E - U}{U} = Z_0 \left(\frac{E}{U} - 1 \right). \quad (11.12)$$



Rys. 11.5. Zasada pomiaru impedancji pętli zwarciowej w sieci niskiego napięcia: a) układ pomiarowy, b) uproszczony schemat obwodu badanego, c) przebiegi czasowe napięć [4]

W celu dokładnego wyznaczenia impedancji pętli na podstawie zależności (11.12) obwód badany powinien spełniać następujące warunki: sinusoidalny kształt krzywej napięcia źródła E o stałej amplitudzie, możliwość pomiaru geometrycznej różnicy obu napięć, liniowy obwód badany jest w stanie nieobciążonym aby mierzone napięcie \underline{E} było napięciem na zaciskach źródła, napięcie \underline{U} na impedancji \underline{Z}_0 mierzone w stanie ustalonym.

Żąda się również, aby prąd pomiarowy miał możliwie dużą wartość. Ma to na celu wykrycie złych połączeń i zbliżenie pomiaru do rzeczywistych warunków zwarcia.

Spełnienie powyższych warunków natrafia w praktyce na trudności techniczne i klasyczne metody pomiaru impedancji pętli Z wykorzystują zależność przybliżoną, w której fazory mierzonych napięć są zastąpione przez ich moduły:

$$Z_p = \frac{E - U}{I} = Z_0 \frac{E - U}{U} = Z_0 \left(\frac{E}{U} - 1 \right). \quad (11.13)$$

11.4.2. Metody i mierniki impedancji pętli zwarciowej

Stosowane obecnie metody i mierniki impedancji pętli zwarciowej charakteryzują się różnorodnością rozwiązań układów pomiarowych, ale w większości bazują na metodzie sztucznego zwarcia. Nowoczesne mierniki, zawierające łączniki półprzewodnikowe pozwalają uzyskać krótkotrwały prąd pomiarowy o dużej wartości. Jako obciążenie pomiarowe najczęściej wykorzystywane są rezystory. Krótkotrwały prąd pomiarowy wpływa korzystnie na gabaryty i masę przyrządu, w związku z nagrzewaniem rezystora sztucznego zwarcia. Wynik pomiaru otrzymuje się najczęściej w oparciu o zmierzone i zapamiętane maksymalne wartości napięć E_m i U_m oraz znaną wartość rezystancji obciążenia R_0 .

11.4.3. Czynniki wpływające na dokładność pomiaru

Wymagania dotyczące dokładności, jakim powinien sprostać przyrząd do wyznaczenia impedancji pętli zwarciowej nie są wygórowane, ponieważ przepisy dopuszczają duży, bo 30% błąd roboczy. Jedną z przyczyn dopuszczenia tak dużej wartości błędu jest niedeterministyczny charakter sieci elektrycznej, która jest źródłem wielu przypadkowych i trudnych do wyeliminowania czynników zakłócających pomiar, do których należą: odchylenia i wahania napięcia sieci, pracujące podczas pomiaru obciążenia robocze, wyższe harmoniczne w napięciu sieci.

Istotnym źródłem błędu jest również miernik. O jego dokładności decydują takie czynniki jak: błąd pomiaru napięć, niedopasowanie argumentów badanego obwodu oraz obciążenia pomiarowego, stany przejściowe wywołane załączeniem obciążenia pomiarowego.

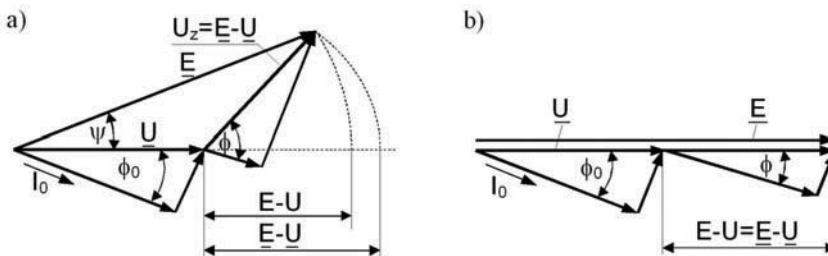
Jeden z głównych błędów pomiaru impedancji pętli zwarciowej powstaje na skutek zastąpienia fazorów mierzonych napięć przez ich moduły we wzorze (11.13). Błąd fazowy opisany zależnością (11.14), będący rezultatem takiego uproszczenia, ma znak ujemny i wynika z przesunięcia ψ między napięciami \underline{E} i \underline{U} .

$$\delta Z_f = \frac{Z_p - Z}{Z} = \frac{\sqrt{1 + S^2 + 2S \cos(\phi - \phi_0)} - 1}{S} \quad (11.14)$$

gdzie: $S = Z/Z_0$.

Błąd fazowy w zwykłych przypadkach nie przekracza wartości -50% i ma wartość równą zero, kiedy argument impedancji pętli ϕ jest równy argumentowi obciążenia pomiarowego ϕ_0 , ponieważ wówczas różnica geometryczna napięć $\underline{E} - \underline{U}$ jest równa ich różnicy algebraicznej $E - U$. Błąd pomiaru impedancji pętli zwarciowej miernikami powinien mieścić się w dopuszczalnych granicach przy pomiarach w różnych miejscach systemu elektroenergetycznego. W zależności od miejsca wykonywania pomiaru impedancja pętli zwarciowej może przyjmować wartości od pojedynczych miliomów do kilku omów przy argumentach od kilku do kilkudziesięciu stopni.

Błąd fazowy można ograniczyć, jeżeli zachowując stałą wartość modułu impedancji obciążenia Z_0 zmienia się jej argument ϕ_0 tak, aby podczas pomiaru uzyskać największą różnicę mierzonych napięć, co odpowiada przypadkowi idealnego dopasowania argumentów $\phi = \phi_0$.



Rys. 11.6. Wpływ różnicy $\phi - \phi_0$ na błąd fazowy: a) przypadek ogólny $\phi \neq \phi_0$,
b) przypadek idealny $\phi = \phi_0$ [4]

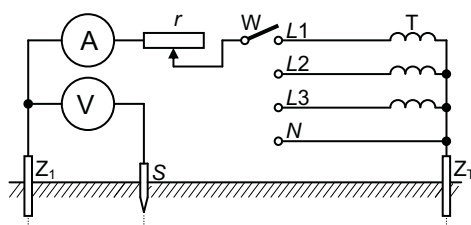
Znaczącą przyczyną błędów pomiaru są wahania napięcia sieci wywołane przez odbiory niespokojne. Klasyczny sposób ograniczenia wpływu wahań napięcia polega na wykonaniu kilku pomiarów w tym samym punkcie i zastosowaniu możliwie dużego prądu pomiarowego w celu zwiększenia różnicy napięć $E - U$. Efektywne usunięcie tego wpływu stosowane w nowoczesnych miernikach polega na skróceniu czasu, jaki mija między chwilami wyznaczenia jednego i drugiego napięcia.

11.5. Przebieg ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest nauka pomiaru: rezystancji statycznej i udarowej uziemienia oraz impedancji pętli zwarciowej.

11.5.1. Pomiar rezystancji statycznej uziemienia metodą kompensacyjną i techniczną

Pomiary metodą kompensacyjną należy wykonać za pomocą miernika uziemień IMU dla wskazanego uziemienia oraz znanych odległości sondy od uziomu badanego. Miernik podłączyć do badanego uziemienia zgodnie z instrukcją dołączoną do przyrządu.



Rys. 11.7. Pomiar rezystancji uziemienia metodą techniczną, A – Amperomierz, V – woltomierz, r – rezystor regulacyjny [4]

Zbudować układ pomiarowy zgodnie z rysunkiem 11.7. Należy zastosować układ z poprawnie mierzonym napięciem ze względu na niewielkie wartości mierzonej rezystancji uziemienia. Jako uziom pomocniczy wykorzystano uziemienie robocze transformatora T znajdującego się w podstacji dzielnicowej. W zależności od położenia sondy napięciowej zapisywać wskazania woltomierza i amperomierza. Przedstawić na wykresie rozkład napięcia w zależności od odległości między uziomem badanym i sondą napięciową.

Dla wskazanego przez prowadzącego modelu uziemienia oraz znanych odległości sondy napięciowej od uziomu badanego przeprowadzić pomiary miernikiem MRU-101 opartym o metodę techniczną. Miernik podłączyć do badanego uziemienia zgodnie z instrukcją dołączoną do przyrządu.

Podłączyć szeregowo z woltomierzem rezystor dekadowy wskazany przez prowadzącego ćwiczenie (badanie wpływu rezystancji sondy napięciowej). Dla wskazanej przez prowadzącego odległości między uziomem a sondą napięciową zmierzyć rezystancję uziemienia dla kilku przyjętych wartości rezystancji sondy napięciowej. Badania takie należy wykonać dla wszystkich metod pomiarowych rezystancji statycznej uziemienia.

11.5.2. Pomiar impedancji udarowej uziemienia

Dla wskazanego przez prowadzącego modelu uziemienia przeprowadzić pomiary miernikiem WG 407 opartym o metodę udarową. Miernik podłączyć do badanego uziemienia zgodnie z instrukcją dołączoną do przyrządu. Na tym samym modelu uziemienia przeprowadzić pomiar jego rezystancji statycznej miernikiem MRU-101. Porównać uzyskane wyniki obydwoma przyrządami i wyciągnąć wnioski.

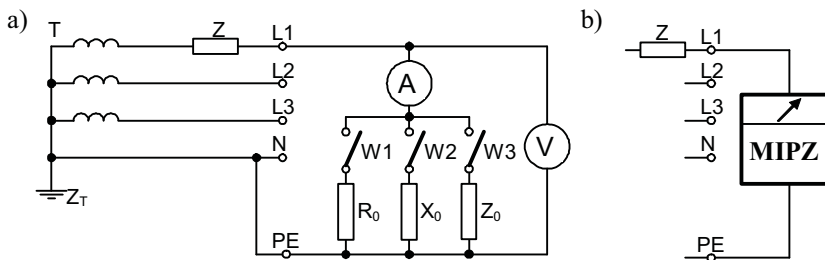
11.5.3. Pomiar impedancji pętli zwarciowej

Układ do pomiaru impedancji pętli zwarciowej metodą techniczną pokazany jest na rys. 11.8a. W metodzie tej badaną sieć obciąża się kolejno rezystancją R_0 , a następnie reaktancją X_0 , jednocześnie mierzy się prądy I_{R0} i I_{X0} oraz odpowiadające im spadki napięcia ($E-U_{R0}$) i ($E-U_{X0}$). Mierzone wartości rezystancji R_P i reaktancji X_P oraz moduł impedancji Z_P pętli wyznacza się z następujących zależności:

$$R_P = \frac{E - U_{R0}}{I_{R0}} \quad X_P = \frac{E - U_{X0}}{I_{X0}} \quad Z_P = \sqrt{R_P^2 + X_P^2} \quad (11.15)$$

Przy obciążeniu badanej sieci impedancją o znanej wartości Z_0 i pomiarze spadku napięcia ($E-U_{Z0}$) oraz prądu I_{Z0} , impedancję pętli wyznacza się z następującej zależności:

$$Z_P = \frac{E - U_{Z0}}{I_{Z0}} \quad (11.16)$$



Rys. 11.8. Pomiaru impedancji pętli zwarciowej: a) metodą techniczną, b) miernikiem impedancji pętli zwarciowej, V – woltomierz, A – amperomierz, R_0 – rezystor, X_0 – dławik, Z_0 – impedor, MIPZ – miernik impedancji pętli zwarciowej [4]

Pomiary impedancji pętli i jej składowych należy przeprowadzić również różnymi typami mierników (MIPZ). Do zasilania podłączyć szeregowo impedor modelujący pętlę zwarciową o stosunkowo dużej wartości modułu 10Ω (w celu ograniczenia wpływu impedancji sieci zasilającej na wynik pomiaru) i argumentem ustawianym w zakresie od 0° do 75° co 5° . Przeprowadzić pomiar dla argumentów pętli $\phi = 0^\circ, 15^\circ, 45^\circ$ oraz 75° i zapisać zmierzoną wartość impedancji. Na podstawie uzyskanych wyników obliczyć względny błąd pomiaru impedancji i narysować jego wykres w funkcji argumentu pętli ϕ .

11.6. Dyskusja wyników

1. Przedstawić na wykresie rozkład napięcia w zależności od odległości między uziomem badanym i sondą napięciową przy pomiarze rezystancji uziemienia metodą techniczną. Narysować przebieg zmienności zmierzonej rezystancji w zależności od odległości między uziomem, a sondą dla wszystkich badanych metod pomiarowych. Wyjaśnić, który z uzyskanych wyników należy traktować jako rezystancję badanego uziemienia.

2. Zestawić w tabeli wyniki pomiarów rezystancji statycznej uziemienia wszystkimi metodami pomiarowymi dla różnych wartości rezystancji sondy napięciowej. Wyciągnąć wnioski dotyczące wrażliwości badanych metod na wartość rezystancji sondy napięciowej.
3. Dla wskazanego przez prowadzącego modelu uziemienia przeprowadzić pomiary miernikiem WG 407 opartym o metodę udarową. Na tym samym modelu uziemienia przeprowadzić pomiar jego rezystancji statycznej miernikiem MRU-101. Porównać uzyskane wyniki obydwoma przyrządami i wyciągnąć wnioski.
4. W oparciu o metodę techniczną obliczyć impedancję pętli zwarciowej na podstawie pomiaru odpowiednich prądów i napięć z zależności (11.15) lub (11.16). Przy badaniu mierników impedancji pętli przedstawić na wykresie względny błąd pomiaru znanej impedancji i narysować jego wykres w funkcji argumentu pętli ϕ . Ocenić przydatność badanych mierników pod kątem zakresu argumentów impedancji pętli, dla którego błąd pomiaru mieści się w dopuszczalnych granicach.

11.7. Pytania kontrolne

1. Podać definicje uziomu i uziemienia.
2. Rodzaje uziemień stosowanych w urządzeniach elektroenergetycznych.
3. Uziemienie ochronne, cel stosowania, dopuszczalna wartość rezystancji.
4. Uziemienie robocze, cel stosowania, dopuszczalna wartość rezystancji.
5. Uziemienia odgromowe, cel ich stosowania.
6. Samoczynne szybkie wyłączenie zasilania, cel stosowania, dopuszczalna wartość impedancji pętli zwarciowej.
7. Rozpływ prądów i rozkład spadków napięcia między dwoma uziomami, strefa potencjału ustalonego.
8. Wymagania dla prawidłowego pomiaru rezystancji uziemień.
9. Pomiar rezystancji statycznej uziemień metodą kompensacyjną.
10. Pomiar rezystancji statycznej uziemień metodą techniczną.
11. Pomiar impedancji udarowej uziemień metodą udarową.
12. Zasada pomiaru impedancji pętli zwarciowej
13. Błąd fazowy pomiaru impedancji pętli zwarciowej.
14. Czynniki wpływające na dokładność pomiaru impedancji pętli zwarciowej.

Literatura

- [1] Markiewicz H.: Bezpieczeństwo w elektroenergetyce. Warszawa, WNT 1999.
- [2] Roskosz R.: Nowe rozwiązania pomiaru impedancji pętli zwarciowej przy odkształceniu krzywej napięcia w miejscu badania. Zesz. Nauk. Polit. Gdańskiej 1995, nr 527, Elektryka Nr 79.
- [3] Wojtas S., Wołoszyk M., Galewski M.: Badania udarowe uziemień odgromowych, Elektroinstalator nr 10(60), 1999.
- [4] Praca zbiorowa, red. R. Roskosz: Miernictwo elektryczne. Laboratorium Gdańsk, Wyd. Politechniki Gdańskiej 2007.

Pomiary wybranych wielkości magnetycznych

12.1. Wstęp

Pomiary magnetyczne znajdują zastosowanie w przemyśle, systemach militarnych, archeologii, geologii (znajdowanie złóż bogactw naturalnych) i innych dziedzinach. W tablicy 12.1 zestawiono jednostki magnetyczne używane na świecie.

Tablica 12.1

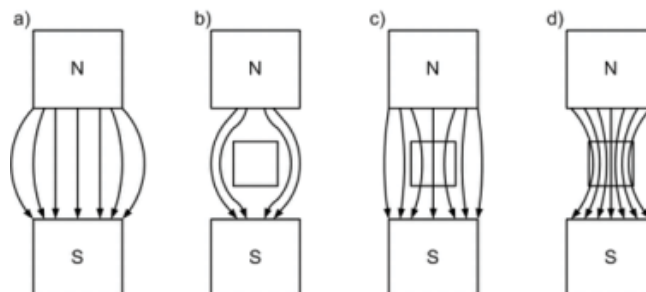
Jednostki magnetyczne wraz z ich współczynnikami konwersji dla próżni ($B = \mu_0 H$)

Jednostki	Tesla [T]	A/m	Gaus [G]	Oersted [Oe]
A/m	$1,256 \cdot 10^{-6}$	1	$12,56 \cdot 10^{-3}$	$12,56 \cdot 10^{-3}$
Oe	10^{-4}	79,6	1	1
T	1	$7,96 \cdot 10^5$	10^4	10^4
G	10^{-4}	79,6	1	1

W Polsce obowiązuje układ jednostek SI, a więc indukcję magnetyczną mierzy się w Teslach a natężenia pola magnetycznego w A/m.

12.2. Materiały magnetyczne

Materiały magnetyczne dzielą się na dwie główne grupy. Takie, które zawierają trwałe dipole magnetyczne – należą do nich: paramagnetyki, ferromagnetyki, antyferromagnetyki i materiały ferrimagnetyczne; oraz takie które ich nie zawierają – są to diamagnetyki.



Rys. 12.1. Zachowanie się materiałów o różnych własnościach magnetycznych w polu magnetycznym: a) pole magnetyczne, b) diamagnetyk, c) paramagnetyk, d) ferromagnetyk

Dla zastosowań w elektrotechnice najbardziej użyteczną grupą są ferromagnetyki. Należą do nich przede wszystkim żelazo (Fe), nikiel (Ni) i kobalt (Co). Ferromagnetyki zbudowane są z domen ferromagnetycznych, czyli spontanicznie namagnesowanych obszarów, w których występuje uporządkowanie momentów magnetycznych. Ferromagnetyki dzielą się na materiały magnetyczne miękkie oraz twarde.

Ferromagnetyki twarde mają zastosowanie przede wszystkim jako magnesy trwałe – charakteryzują się szeroką pętlą histerezy, przez co doskonale „pamiętają” pole magnetyczne jakim zostały pierwotnie namagnesowane. Owa „pamięć” spowodowana jest dużą liczbą defektów w strukturze krystalicznej materiału, przez co domeny magnetyczne, po uprzednim uporządkowaniu polem magnesującym, nie mogą powrócić do pierwotnego, chaotycznego położenia – o namagnesowaniu przypadkowym bliskim zeru.

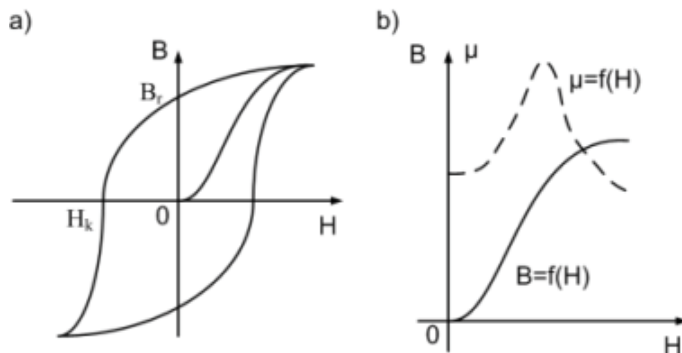
Ferromagnetyki miękkie są powszechnie stosowane w maszynach elektrycznych (rdzenie transformatorów, pakiety blach stojanów silników indukcyjnych, itd.). Ze względu na to, że pole magnetyczne wnika do ferromagnetyków, ich podstawowe zastosowanie to magnetowody do transportu pola magnetycznego oraz nabiegunniki, kształtujące pole magnetyczne w szczelinach magnetycznych maszyn elektrycznych. Charakteryzuje je wąska pętla histerezy oraz duża przenikalność magnetyczna.

12.2.1. Pętla histerezy i krzywa magnesowania

Pętla histerezy (rys. 12.2a) jest podstawową krzywą charakteryzującą materiał ferromagnetyczny. Na osi odciętych znajduje się wartość natężenia pola magnesującego (H), a na osi rzędnych wartość indukcji magnetycznej (B) w badanej próbce materiału, przy czym spełniona jest zależność:

$$B = \mu H = \mu_0 \mu_r H, \quad (12.1)$$

gdzie: μ – przenikalność magnetyczna,
 μ_0 – przenikalność magnetyczna próżni¹⁾,
 μ_r – względna przenikalność magnetyczna.



Rys. 12.2. Charakterystyki magnesowania stali: a) pętla histerezy, b) normalna (komutacyjna) krzywa magnesowania oraz normalna przenikalność magnetyczna

¹⁾ Warto zapamiętać, że $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m.

Dla próżni $\mu_r = 1$, dla ferromagnetyków $\mu_r \gg 1$, dla paramagnetyków $\mu_r > 1$ (bliskie jedynce), a dla diamagnetyków $\mu_r < 1$ (bliskie jedynce).

Podczas pierwszego magnesowania próbki, zwiększając zewnętrzne pole H próbka magnesuje się według komutacyjnej krzywej magnesowania (rys. 12.2b) – indukcja magnetyczna w próbce rośnie aż do stanu nasycenia (wszystkie domeny zostały uporządkowane zgodnie z kierunkiem pola magnesującego). Gdy zaczniemy zmniejszać pole magnesujące, indukcja magnetyczna nie będzie maleć zgodnie z normalną krzywą magnesowania, tylko wolniej, tak by przy $H = 0$ osiągnąć wartość B_r (tzw. remanencja magnetyczna). By ponownie osiągnąć zerowe namagnesowanie próbki ($B = 0$) należy przyłożyć zewnętrzne pole magnetyczne o natężeniu H_k (tzw. koercja magnetyczna lub inaczej natężenie powściągające) i kierunku przeciwnym niż uprzednio. W ten sposób zmienia się punkt pracy na krzywej histerezy magnetycznej. W celu zdefiniowania pętli histerezy podaje się cztery wartości charakterystyczne: remanencję magnetyczną, koercję magnetyczną oraz pole i indukcję nasycenia.

12.2.1.1. Wyznaczanie pętli histerezy metodą oscyloskopową

Rysunek 12.3 przedstawia schemat układu do pomiaru pętli histerezy metoda oscyloskopową. Pętlę histerezy otrzymujemy załączając na płytki poziome oscyloskopu napięcie proporcjonalne do chwilowej wartości natężenia pola (równanie (12.2)), a na płytki pionowe napięcie proporcjonalne do chwilowej wartości indukcji.

$$H(t) = \frac{i_m z_1}{l}, \quad (12.2)$$

gdzie: l – średnia długość drogi strumienia magnetycznego,
 z_1 – liczba zwojów uzwojenia magnesującego,
 i_m – prąd magnesujący.

Stąd $i_m = H(t)l/z_1$, zatem napięcie doprowadzone do płytek poziomych jest równe:

$$u_H = i_m R_1 = \frac{l R_1}{z_1} H(t) = k_H H(t). \quad (12.3)$$

Pionowe płytki oscylografu przyłączamy do członu całkującego po wtórnej stronie próbki. Będzie ono proporcjonalne do napięcia:

$$u_B = \frac{1}{C} \int_0^t i_2 dt, \quad (12.4)$$

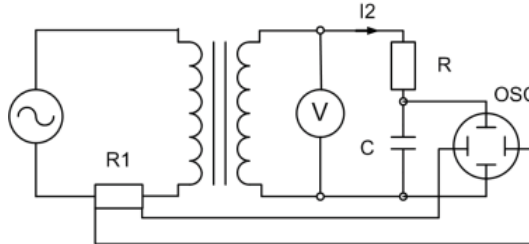
Przez największą reaktancję (pojemnościową) przepływa podstawowa harmoniczna prądu, dla której:

$$i_2 = \frac{e_2}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = \frac{e_2}{R \sqrt{1 + \left(\frac{X_C}{R}\right)^2}}. \quad (12.5)$$

Jeżeli $X_C/R = 1/\omega CR = 1/\omega\tau < 0,1$, czyli pod warunkiem, że stałą czasową τ członu całkującego będzie $\tau > 10/\omega$, otrzymamy z błędem poniżej 0,5%:

$$i_2 \approx \frac{e_2}{R} = \frac{Sz_2}{R} \frac{dB(t)}{dt}, \quad (12.6)$$

gdzie: S – przekrój poprzeczny próbki,
 z_2 – liczba zwojów uzwojenia wtórnego.



Rys. 12.3. Układ do pomiaru pętli histerezy metodą oscyloskopową

Podstawiając równanie (12.6) do wzoru (12.4) otrzymujemy:

$$u_B = \frac{S}{C} \frac{z_2}{R} B(t) = k_B B(t). \quad (12.7)$$

Zgodnie ze wzorem (12.7), chwilowa wartość napięcia na kondensatorze będzie proporcjonalna do chwilowej wartości indukcji w próbce.

12.2.1.2. Wyznaczanie normalnej krzywej magnesowania metodą techniczną

Metoda techniczna umożliwia pomiar jedynie normalnej krzywej magnesowania. Natężenie pola przy prądzie przemiennym oblicza się ze wzoru (12.2), gdzie i_m wyraża maksymalną wartość prądu. Wyznaczenie maksymalnej wartości prądu komplikuje się przy większych nasyceniach, gdyż prąd magnesujący jest silnie odkształcony. Przyczyną zniekształcenia jest zakrzywienie normalnej krzywej magnesowania. Odkształcony prąd magnesujący wobec symetrii pętli histerezy charakteryzuje się tym, że: $I_t = -I_{t+T/2}$ oraz tym, że nie zawiera harmonicznych parzystych, a jedynie nieparzyste. Maksymalną wartość takiego prądu można zmierzyć za pomocą transformatora powietrznego i woltomierza prostownikowego. Po stronie wtórnej transformatora powietrznego powstaje napięcie proporcjonalne do szczytowej wartości krzywej prądu odkształconego $u_2 = M di_0/dt$. Jego średnia wartość wynosi:

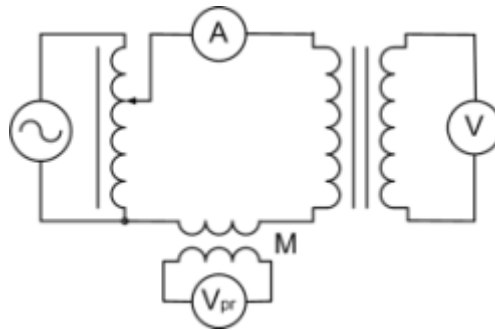
$$U_{2sr} = \frac{2M}{T} \int_{t_1}^{t_1+T/2} \frac{di_0}{dt} dt = \frac{2M}{T} i_0 \Big|_{t_1}^{t_1+T/2} = \frac{2M}{T} \left(i_0(t_1) - i_0(t_1 + \frac{T}{2}) \right) = \frac{4M}{T} I_{0m}. \quad (12.8)$$

gdzie: M – indukcyjność wzajemna uzwojeń transformatora,
 T – okres podstawowej harmonicznej prądu.

Stąd:

$$I_{0m} = \frac{U_{2sr}}{4Mf} = C_V \alpha, \quad (12.9)$$

gdzie: C_V – stała pomiaru,
 α – odchylenie woltomierza prostownikowego



Rys. 12.4. Układ do pomiaru normalnej krzywej magnesowania metodą techniczną

Stałą pomiaru C_V można określić przepuszczając przez transformator powietrzny prąd sinusoidalny o znanej wartości skutecznej I_{sk} . Wtedy: $I_m = \sqrt{2}I_{sk} = C_V \alpha$, stąd: $C_V = \sqrt{2}I_{sk} / \alpha$. Maksymalną wartość indukcji magnetycznej w rdzeniu wyznacza się na podstawie pomiaru napięcia strony wtórnej. Indukcja ta jest równa:

$$B_m = \frac{E_2}{4,44Sfz_2} . \quad (12.10)$$

12.2.2. Straty w ferromagnetykach

Ferromagnetyki stosowane są przede wszystkim w urządzeniach prądu przemiennego o częstotliwości 50 Hz i wyższej, w których występuje zmienne pole magnetyczne. Materiał ferromagnetyczny jest w takich urządzeniach na przemian magnesowany i rozmagasowany, wymuszając w ten sposób ciągły ruch domen magnetycznych. Ruch ten jest źródłem strat energii – wydzielania ciepła. Straty te określa się mianem strat na histerezę.

Drugi rodzaj strat występujących w materiałach magnetycznych, to straty na prądy wirowe. Prądy wirowe powstają na skutek zmian strumienia magnetycznego. Ich kierunek jest zgodny z regułą Lenz'a. Prądy wirowe indukowane są zawsze tak, by wytwarzane wtórne pole magnetyczne przeciwdziało zmianom strumienia magnetycznego (tzw. zasada przekory). Energia strat to ciepło Joule'a spowodowane przepływem prądów wirowych. W celu zmniejszenia strat na prądy wirowe elementy maszyn elektrycznych wykonuje się z cienkich izolowanych od siebie blach oraz stosuje się materiały magnetyczne o minimalnej konduktywności. Grubość blach dobrana jest do poziomu pola magnetycznego oraz częstotliwości jego zmian. Istnieją również elementy ferromagnetyczne wykonane ze spieków proszków metali ziem rzadkich – tzw. ferryty.

12.2.3. Wyznaczanie stratności magnetycznej blach elektrotechnicznych

Stratnością magnetyczną nazywamy straty mocy występujące w rdzeniu przy okresowym przemagnesowaniu odniesione do 1 kg masy rdzenia. Jednostką stratności jest W/kg. Do jej pomiaru przy częstotliwości przemysłowej 50 Hz stosowane są metody woltmierzowe z aparatem Epsteina. Stosowane bywają aparaty Epsteina: 50 cm, przystosowany do badania próbek ramowych o masie 10 kg, oraz aparat Epsteina 25 cm, który jest przeznaczony do badania próbek o masie 2 kg. Zasada pomiaru z użyciem obu typów aparatów jest ta sama, jednak układ pomiarowy oraz przebieg pomiaru dla aparatu 25 cm jest dużo bar-

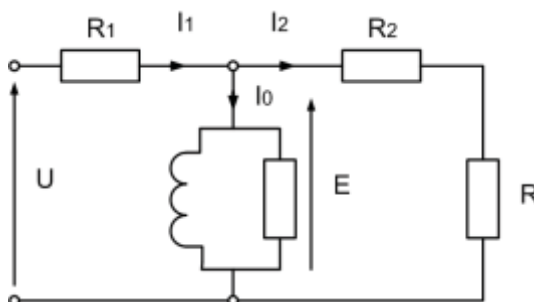
dziej skomplikowany. Pozwala on jednak wyznaczyć dynamiczną krzywą magnesowania z większą dokładnością niż dla wersji 50 cm. Poniżej przedstawiona zostanie metoda pomiaru z użyciem aparatu Epsteina 50cm.

12.2.3.1. Przygotowanie próbek blachy

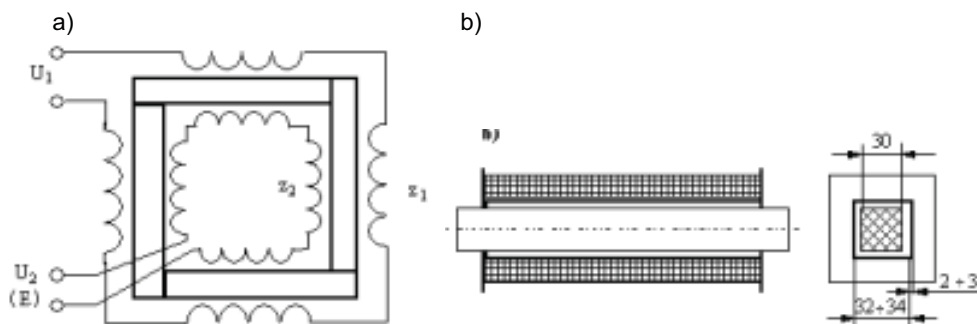
Próbki przygotowuje się w postaci pasków o wymiarach 3x50 cm, wyciętych z arkusza blachy w 50% wzdłuż i w 50% w poprzek kierunku walcowania, tak aby wyznaczyć średnie właściwości blachy. Tak przygotowaną wiązkę dzieli się na cztery wiązki o jednakowej liczbie blach i masie około 2,5 kg (dokładność do 10g).

12.2.3.2. Aparat Epsteina 50 cm – budowa

Aparat Epsteina zbudowany jest z czterech jednakowych cewek, ustawionych w kwadrat i umieszczonych na płycie izolacyjnej. Każda cewka posiada dwa uzwojenia po 150 zwojów każde. Połączenie uzwojeń cewek w szereg daje 600 zwojów uzwojenia pierwotnego (zewnętrzne, magnesujące, o rezystancji $0,3 \div 0,5 \Omega$) oraz 600 zwojów uzwojenia wtórnego (wewnętrzne, pomiarowe, o rezystancji $1 \div 1,5 \Omega$). Do każdej cewki wkłada się jedną wiązkę przygotowanych wcześniej blach przedzielonych przekładkami izolacyjnymi. Za pomocą specjalnych uchwytów blachy zostają ściśnięte tak, że tworzą zamknięty, kwadratowy rdzeń, praktycznie bez szczeliny powietrznej.



Rys. 12.6. Schemat zastępczy aparatu Epsteina jako transformatora: R – obciążenie



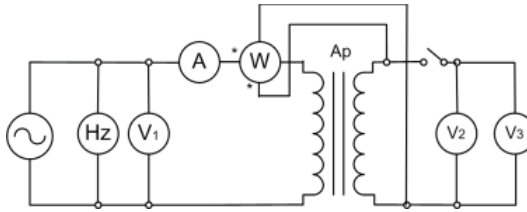
Rys. 12.7. Aparat Epsteina: a) schemat, b) cewka z rdzeniem

12.2.3.3. Układ pomiarowy

Układ pomiarowy przedstawiono na rysunku 12.8.

Napięcie zasilania powinno być sinusoidalne o współczynniku kształtu w granicach $1,11 \pm 1\%$. Woltomierze V_2 i V_3 po stronie wtórnej wskazują: $U_2 = kE_{sr}$ oraz $U_3 = 1,11E_{sr}$. Ich jednakowe wskazania świadczą o sinusoidalnym przebiegu indukcji w rdzeniu. Na podstawie ich wskazań można wyznaczyć współczynnik kształtu $k = 1,11U_2 / U_3$. Źródłem zasilania może być autotransformator lub prądnica synchroniczna. Przyrządy pomiarowe powinny odpowiadać następującym wymaganiom:

- watomierz (W) – elektrodynamiczny klasy 0,2 o znamionowym współczynniku mocy $\cos\varphi_n = 0,1 \div 0,3$;
- woltomierz wartości skutecznej (V_2) – elektrodynamiczny klasy 0,2;
- woltomierz wartości średniej wyskalowany w wartościach skutecznych (V_3) – magneto-elektryczny z prostownikiem klasy 0,5;
- amperomierz (A) – elektromagnetyczny klasy 0,5.



Rys. 12.8. Układ pomiarowy aparatu Epsteina 50 cm

Cewkę napięciową watomierza załącza się na napięcie wtórne w celu wyeliminowania strat w miedzi uzwojenia pierwotnego. Wtedy pomiar zaburzony jest jedynie stratami mocy w cewce napięciowej watomierza, ponieważ woltomierze V_2 i V_3 odłącza się w czasie pomiaru wyłącznikiem W_2 . Dzięki temu do odczytanej z watomierza mocy strat można wprowadzić współczynnik korekcji.

$$P_p = P_w - \frac{U_2^2}{R_{cn}}, \quad (12.11)$$

gdzie: P_p – skorygowana wartość strat,
 P_w – wskazanie watomierza,
 R_{cn} – rezystancja cewki napięciowej watomierza.

12.2.3.4. Rozdział strat

Straty w stali są sumą strat na histerezę i na prądy wirowe.

$$P = \frac{P}{m} = p_h + p_w \quad [\text{W/kg}], \quad (12.12)$$

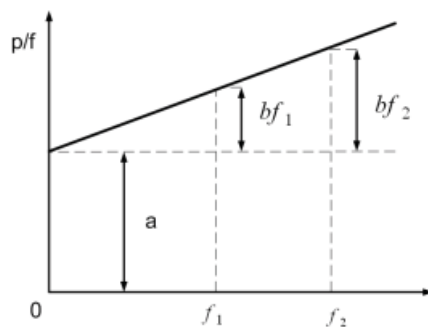
gdzie: p_h – straty na histerezę,
 p_w – straty na prądy wirowe.

Stratność wyznacza się zwykle w warunkach odniesienia dla częstotliwości $f = 50$ Hz, maksymalnej indukcji $B = 1$ T i grubości blach $d_0 = 0,5$ mm. Jeśli warunki się zmieniają, to stratność na histerezę i prądy wirowe wyznaczyć można ze wzorów:

$$p_h = k_h \frac{f}{50} B^2, \quad p_w = k_w \left(\frac{d}{0,5} \frac{f}{50} B \right)^2. \quad (12.13)$$

Najdokładniejszy sposób podziału stratności stali na histerezę i prądy wirowe polega na ich różnej zależności od częstotliwości:

$$P = \frac{P}{m} = p_h + p_w = af + bf^2. \quad (12.14)$$



Rys. 12.9. Metoda graficzna podziału strat w ferromagnetyku ($k = 1,11$, $B = \text{const.}$)

Dokonując pomiaru strat przy dwóch częstotliwościach f_1 i f_2 można rozdzielić straty występujące wskutek histerezy i wskutek prądów wirowych. Stosownie do wzoru (12.14) dla dwóch częstotliwości otrzymujemy układ równań:

$$\begin{cases} p_1 = af_1 + bf_1^2 \\ p_2 = af_2 + bf_2^2 \end{cases}, \quad (12.15)$$

z którego można obliczyć współczynniki a i b . Linearyzacja równania (12.14) pozwala na wyznaczenie współczynników a i b za pomocą regresji liniowej:

$$\frac{P}{f} = a + bf. \quad (12.16)$$

W tym celu należy wykonać więcej niż dwa pomiary. Rysunek 12.9 przedstawia graficznie równanie (12.16).

12.2.4. Czujniki indukcyjne do pomiarów indukcji magnetycznej

Czujnik indukcyjny jest najprostszy w budowie i najbardziej uniwersalny ze wszystkich czujników magnetycznych. Składa się z cewki powietrznej oraz układu wyjściowego. Zasada działania opiera się na prawie indukcji Faradaya (1831r.). Prawo to mówi, że

zmienny w czasie strumień magnetyczny przechodzący przez cewkę, indukuje w niej siłę elektromotoryczną e o wartości:

$$e = -z \frac{d\Phi}{dt} = -z \frac{d(B \circ S)}{dt}, \quad (12.17)$$

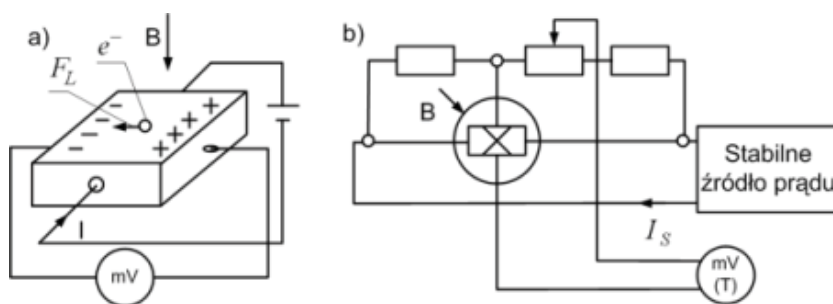
gdzie: z – liczba zwojów,
 Φ – strumień magnetyczny,
 B – indukcja magnetyczna,
 S – pole przekroju cewki,
 t – czas.

Stała przetwarzania czujnika indukcyjnego zależy jedynie od liczby zwojów, przekroju powierzchni i częstotliwości zmian pola magnetycznego (dla pól przemiennych) lub częstotliwości wymuszającej ruch czujnika (dla pól stałych). Ruch czujnika może być wymuszany np. przy użyciu silniczka – wprawianie czujnika w ruch obrotowy o stałej prędkości obrotowej lub przy użyciu przetwornika kwarcowego, który wprowadza czujnik w drgania o stałej częstotliwości.

Czujnik indukcyjny nie posiada elementów ferromagnetycznych ani nie wymaga prądu wzbudzenia, co pozwala na pomiary bezinwazyjne (czujnik nie powoduje zakłócenia mierzonego pola). Do wad czujnika należą przede wszystkim mała czułość (w porównaniu z innymi czujnikami) oraz fakt, że napięcie wyjściowe zależy od pochodnej indukcji magnetycznej dB/dt – determinuje to zastosowanie członów całkujących na wyjściu, które mogą wprowadzać dodatkowe błędy, szczególnie przy przebiegach odkształconych.

12.2.5. Hallotrony

Hallotrony są elementami produkowanymi w milionach sztuk. W większości nie są stosowane jako czujniki pola magnetycznego, ale jako tanie elementy sygnałowe.



Rys. 12.10. Mechanizm zjawiska Halla (a), schemat teslomierza hallotronowego (b)

Zasada działania hallotronu opiera się na zjawisku Halla – generacja poprzecznego napięcia w płycie pod wpływem pola magnetycznego (rys. 12.10). Mechanizm opiera się na działaniu siły Lorentz'a opisanej wzorem:

$$\vec{F}_L = q(\vec{v} \times \vec{B}) \quad (12.18)$$

gdzie: q – ładunek,
 v – prędkość poruszania się ładunku.

Siła ta powoduje poprzeczny ruch elektronów, dzięki czemu powstaje poprzeczne pole elektryczne E_H równe:

$$\vec{E}_H = \frac{\vec{J} \times \vec{B}}{nq}, \quad (12.19)$$

gdzie: n – koncentracja nośników,
 J – gęstość prądu.

Pole elektryczne E_H można porównać do pola elektrycznego między okładkami płaskiego kondensatora, wtedy:

$$U_H \cong E_H b, \quad (12.20)$$

gdzie: U_H – napięcie Halla,
 b – szerokość płytki.

Dla $\vec{v} \perp \vec{B}$ przy grubości płytki d (przekrój poprzeczny płytki jest równy $S = db$) mamy:

$$U_H = \frac{IB}{nqd}. \quad (12.21)$$

Często wprowadza się współczynnik (stałą) Halla R_H równą $1/nq$. Wobec czego wyrażenie na napięcie Halla przyjmuje postać:

$$U_H = R_H \frac{IB}{d}. \quad (12.22)$$

Ze wzoru (12.22) wynika, że dobre hallotrony powinny charakteryzować się jak największą wartością współczynnika R_H . Najczęściej wykorzystywane są półprzewodniki domieszko-
 wane takie jak: InSb, InGaAs, Si, GaAs. Czułość hallotronów kształtuje się na poziomie $0,1 - 1V/T$, co determinuje ich zastosowanie do pól silnych, powyżej 1mT. Rozdzielczość ograniczona jest szumami i temperaturowym pełzaniem zera.

Do zalet czujników hallotronowych należą: małe wymiary, prosta konstrukcja i praktycznie bezinwazyjny charakter pomiaru. Co więcej hallotrony już na etapie wytwarzania można zintegrować w jeden układ scalony z urządzeniami dodatkowymi takimi jak: wzmacniacze, układy korekcji czy też koncentratory strumienia.

12.3. Przebieg ćwiczenia

12.3.1. Pomiary stratności magnetycznej blach stalowych aparatem Epsteina 50 cm

Celem ćwiczenia jest pomiar stratności blach elektrotechnicznych z użyciem aparatu Epsteina 50 cm oraz ich rozdział na straty na histerezę i straty na prądy wirowe. Pomiary należy przeprowadzić dla częstotliwości napięcia zasilania: 40, 50 i 60 Hz oraz wartości indukcji magnetycznej w rdzeniu: 0,75, 1 oraz 1,25 T. Badaniu podlega próbka blach transformatorowych „2,3-E3-0,5” o grubości 0,5 mm, i stratności w warunkach znamionowych 2,3 W/kg.

Na rysunku 12.11 przedstawiono schemat układu pomiarowego. Źródło zasilania stanowi 1-fazowa prądnica synchroniczna napędzana obcowzbudnym silnikiem prądu stałego. Częstotliwość napięcia zasilającego regulowana jest prędkością obrotową zespołu silnik-prądnica, natomiast wielkość napięcia reguluje się poziomem napięcia wzbudzenia prądnicy synchronicznej.

By określić wartość indukcji magnetycznej w rdzeniu, posługujemy się wzorem na wartość SEM indukowanej w uzwojeniu wtórnym:

$$E = 4kk_n Bsfz, \quad (12.23)$$

gdzie: k – współczynnik kształtu, wyraża stosunek wartości skutecznej do średniej; dla sinusoidy wynosi 1,11;

k_n – współczynnik niejednorodności strumienia, uwzględnia jego nierównomierność w wiązce blach; dla 1T należy przyjąć $k_n = 1,02$, a dla 1,5T $k_n = 1,025$;

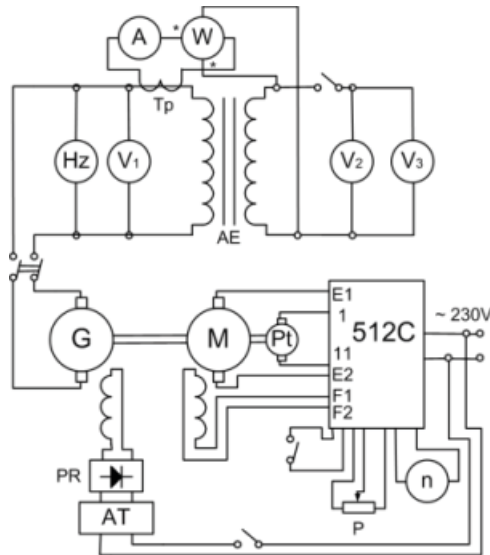
s – przekrój wiązki blach z pomiaru masy i gęstości;

$$m = \rho sl, \quad s = m/\rho l,$$

m – masa,

l – długość (łączna),

ρ – gęstość.



Rys. 12.11. Schemat układu do pomiaru stratności blach elektrotechnicznych aparatem Epsteina:

Tp – przekładnik prądowy, G – generator synchroniczny, M – silnik obcowzbudny prądu stałego,

AT – zespół transformatorów i autotransformatorów regulacji zgrubej i dokładnej napięcia wzbudzenia generatora, PR – prostownik, Pt – tachoprądnica

Dla stanu jałowego wartość skuteczna SEM jest równa wartości skutecznej napięcia po stronie wtórnej, wskazywanej przez woltomierz V_2 . Zatem:

$$U_2 = 4kk_n \frac{m}{\rho l} zfB. \quad (12.24)$$

Podstawiając wartości do równania (12.24) otrzymujemy zależność:

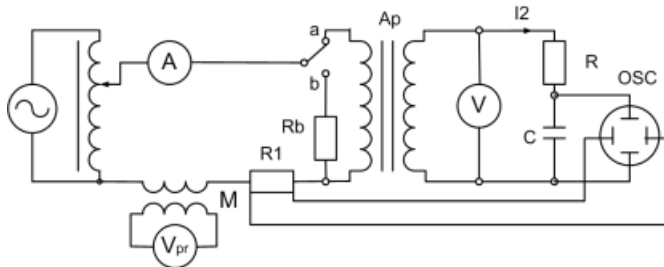
$$U_2 = 4 \cdot 1,11 \cdot 1,02 \cdot \frac{10[\text{kg}]}{7,65 \cdot 10^3 [\text{kg}/\text{m}^3] \cdot 2[\text{m}]} \cdot 600 \cdot f \cdot B = 1,776 fB, \quad (12.25)$$

z której na podstawie zadanych wartości częstotliwości i indukcji można wyliczyć wymagane napięcie strony wtórnej.

Pomiary strat należy wykonać dla wszystkich zadanych wartości f i B , a następnie określić w W/kg stratność badanej próbki wraz z rozdziałem na histerezę i prądy wirowe. Należy pamiętać, by przy odczycie mocy odłączać woltomierze strony wtórnej. Odczytaną z watomierza moc należy poprawić o współczynnik korekcji występujący w równaniu (12.11).

12.3.2. Wyznaczanie pętli histerezy metodą oscyloskopową

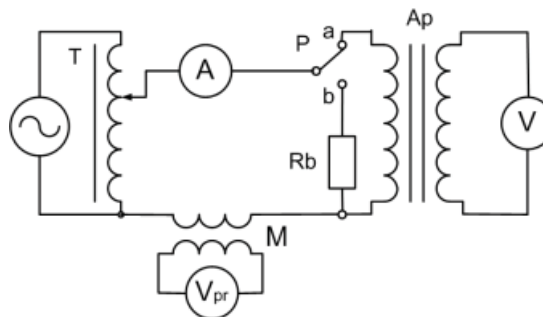
Celem ćwiczenia jest zaobserwowanie pętli histerezy badanej próbki na ekranie oscyloskopu. Należy przerysować bądź zrobić zdjęcie uzyskanego obrazu oraz wyskalować osie układu współrzędnych.



Rys. 12.12. Układ do wyznaczenia pętli histerezy metodą oscyloskopową:
OSC – oscyloskop, RC – człon całkujący

12.3.3. Wyznaczanie normalnej krzywej magnesowania metodą techniczną

Przy sinusoidalnym napięciu zasilania prąd magnesujący próbki jest odkształcony. Maksymalną jego wartość wyznaczamy w układzie przedstawionym na rys. 12.13 za pomocą transformatora powietrznego i woltomierza wartości średniej.



Rys. 12.13. Schemat układu do wyznaczenia normalnej krzywej magnesowania metodą techniczną:
Ap – próbka materiału magnetycznego, M – transformator powietrzny, A – amperomierz elektromagnetyczny, V_{pr} – woltomierz prostownikowy, T – autotransformator, P – przełącznik

Dla przełącznika w pozycji b) w obwodzie płynie prąd sinusoidalny o wartości skutecznej I_b . Wtedy odchylenie woltomierza V_{pr} wynosi α_b i proporcjonalne jest do jego wartości maksymalnej $I_m = C_v \alpha_b$. Uwzględniając fakt, że dla napięcia sinusoidalnego zachodzi zależność: $I_m = \sqrt{2} I_b$ można obliczyć stałą woltomierza V_{pr} ze wzoru:

$$C_v = \frac{\sqrt{2} I_b}{\alpha_b} \quad (12.26)$$

Po przełączeniu układu w poz. a), w obwodzie płynie prąd odkształcony. Woltomierz V_{pr} wskazuje wartość α_a , proporcjonalną do wartości maksymalnej prądu niezależnie od jego kształtu (wyprowadzenie w podpunkcie 12.2.1.2, równanie (12.8)). Przy pomiarze prądu odkształconego będzie zatem: $I_{0m} = C_v \alpha_a$. Po wyznaczeniu stałej pomiaru woltomierz prostownikowy może służyć do pomiaru maksymalnej wartości prądu magnesującego, a łącznie z amperomierzem elektromagnetycznym A – do wyznaczenia współczynnika szczytu krzywej $k_{sz} = I_{max}/I_{sk}$. Podstawiając wartość do wzoru na natężenie pola magnetycznego dla cewki długiej ($H = I_z \cdot z/l$), znajdujemy wartość natężenia pola.

Maksymalną wartość indukcji magnetycznej w rdzeniu wyznacza się na podstawie pomiaru SEM ze wzoru:

$$B_m = \frac{E_2}{4,44 S f z_2} \quad (12.27)$$

Dla danych: $S = 6,54 \text{ cm}^2$, $f = 50 \text{ Hz}$ oraz $z = 600$ zwojów otrzymujemy:

$$B_m = \frac{E_2}{4,44 \cdot 6,54 \cdot 10^{-4} \cdot 50 \cdot 600} = 1,15 \cdot 10^{-2} \cdot E_2 \quad (12.28)$$

W ćwiczeniu należy wyznaczyć normalną krzywa magnesowania badanej próbki.

12.4. Dyskusja wyników

12.4.1. Pomiary strat blach ferromagnetycznych aparatem Epsteina 50 cm

Rozdział strat należy przeprowadzić w oparciu o metodę regresji liniowej. Uzyskane wartości strat odnieść do wartości podanych przez producenta. Tok obliczeń oraz rachunek błędów przedstawić w sprawozdaniu. Wyznaczyć błędy pomiarowe napięć oraz mocy. Wyciągnąć wnioski.

12.4.2. Pomiar pętli histerezy metoda oscyloskopową

Narysować (na *papierze milimetrym*) zmierzoną pętlę histerezy oraz korzystając z równań (12.3) i (12.7) wyskalować osie układu współrzędnych. Przedstawić tok obliczeń współczynników skalowania.

12.4.3. Wyznaczenie normalnej pętli magnesowania metoda techniczną

Wyniki pomiarów stabelaryzować oraz sporządzić wykres z odpowiednio wyskalowanymi osiami współrzędnych. Przedstawić obliczenia współczynników skalowania. Porównać metodę techniczną z metodą oscyloskopową.

12.5. Pytania kontrolne

1. Opisać materiały magnetyczne, szczególną uwagę poświęcając ferromagnetykom.
2. Pętla histerezy i komutacyjna krzywa magnesowania: kształt, charakterystyczne punkty, proces magnesowania.
3. Metoda oscyloskopowa wyznaczania pętli histerezy.
4. Metoda techniczna wyznaczania normalnej krzywej magnesowania.
5. Straty w materiałach magnetycznych, rozdział strat.
6. Budowa i schemat zastępczy (jako transformator) aparatu Epsteina.
7. Opisać czujniki indukcyjne.
8. Opisać czujnik hallotronowy.

Literatura

- [1] Celiński Z.: Materiałoznawstwo elektrotechniczne. Warszawa, Oficyna Wyd. Politechniki Warszawskiej, 2005.
- [2] Chwaleba A, Poniński M., Siedlecki A.: Miernictwo elektryczne. Warszawa, WNT 2003.