

Kierunek: Elektrotechnika
Studia inżynierskie zaoczne
Semestr: V

1. ANALOGOWE PRZETWORNIKI POMIAROWE WIELKOŚCI ELEKTRYCZNYCH

Przetwornik pomiarowy jest to element układu pomiarowego, mający przynajmniej jedno wejście i jedno wyjście, reagujący na doprowadzenie do wejścia sygnału przedstawiającego wielkość fizyczną pojawieniem się na wyjściu sygnału wyjściowego, który może różnić się od sygnału wejściowego wartością, rodzajem wielkości fizycznej, rodzajem nośnika informacji, przy czym wartości sygnału wejściowego i wyjściowego są związane funkcjonalnie w jednoznaczny sposób i z określoną dokładnością.

W ogólnym przypadku rodzaje sygnałów wejściowych i wyjściowych mogą być różne: elektryczne i nieelektryczne, analogowe i cyfrowe. Zależnie od nich mamy do czynienia z przetwornikami wielkości elektrycznych na elektryczne (np. wzmacniacz), nieelektrycznych na elektryczne (np. mikrofon) lub odwrotnie (np. głośnik), jak też analogowo-cyfrowymi, cyfrowo-analogowymi, cyfrowo-cyfrowymi. Wartość (poziom) sygnału wyjściowego (tego samego rodzaju lub nie) zależy oczywiście od wartości sygnału wejściowego, zgodnie ze znaną funkcją przetwarzania i jej dokładnością. Przy sygnałach reprezentujących tę samą wielkość fizyczną (np. napięcie) mogą się one różnić rodzajem nośnika informacji (np. zmiany poziomu napięcia wejściowego będą powodowały na wyjściu zmiany częstotliwości napięcia).

Zgodnie z polską normą PN-90/E-06520 „Przetworniki pomiarowe wielkości elektrycznych” przetwornik pomiarowy wielkości elektrycznych jest to przyrząd służący do przetwarzania wielkości elektrycznej w standardowy sygnał elektryczny ciągły w czasie, z określoną dokładnością, według danej funkcji.

1.1. Dzielniki i przekładniki

1.1.1. Dzielniki

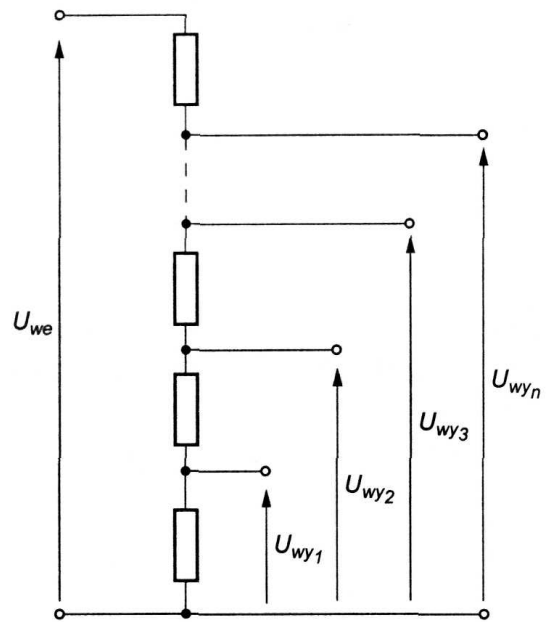
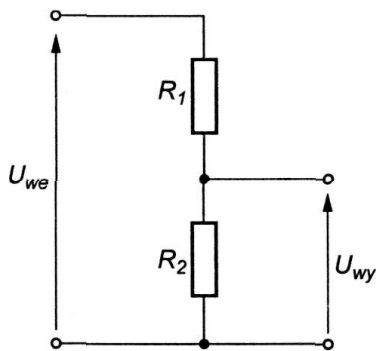
Dzielniki napięcia są przetwornikami napięcia na napięcie. Stosuje się je w celu zmniejszenia mierzonego napięcia, aby umożliwić jego pomiar przez przyrządy, których górna granica zakresu pomiarowego jest niższa od wartości mierzonego napięcia, jak też dla zwiększenia bezpieczeństwa obsługi.

1.1.1.1. Dzielniki rezystancyjne

Schemat najprostszego, jednostopniowego, rezystancyjnego dzielnika napięcia przedstawiono na rys. 1.1. Dla napięcia stałego, w stanie nieobciążonym tzw. **przekładnia dzielnika** wynosi:

$$P_U = \frac{U_{we}}{U_{wy}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (2.1)$$

Rezystancyjne dzielniki napięcia buduje się zwykle jako kilkustopniowe (rys. 1.2) w klasach dokładności od 0,0001 do 0,1 (symbol klasy oznacza maksymalny błąd procentowy w warunkach znamionowych).



Rys. 1.1. Schemat rezystancyjnego dzielnika napięcia.

Rys. 1.2. Schemat wielostopniowego dzielnika napięcia

Dla napięcia przemiennego przekładnia dzielnika będzie:

$$P_U = \frac{U_{we}}{U_{wy}} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2} = 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \quad (2.2)$$

gdzie Z_1 , Z_2 — impedancje zespolone oporników R_1 i R_2 , uwzględniające ich szczytkowe indukcyjności i pojemności pasożytne.

Ich istnienie powoduje, że przekładnia dzielnika jest zależna od częstotliwości napięcia. Konstruując dzielnik tak, by stosunek indukcyjności oporników był równy stosunkowi ich rezystancji i odwrotnie proporcjonalny do stosunku pojemności, można skompensować błąd częstotliwościowy.

PRZYKŁAD

Do wyjścia rezystancyjnego dzielnika napięcia o przekładni $K = 10$ (w stanie nieobciążonym) i całkowitej rezystancji $10 \text{ k}\Omega$ dołączono woltomierz rezystancji $R_v = 100 \text{ k}\Omega$. Jaki błąd przekładni spowodowało dołączenie woltomierza?

Rozwiązanie

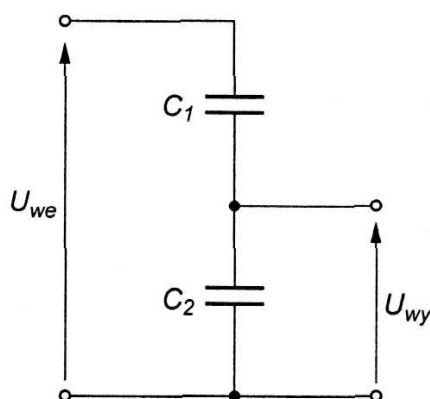
Oporniki dzielnika (patrz rys. 1.1) muszą mieć rezystancje $R_1 = 9 \text{ k}\Omega$ i $1 \text{ k}\Omega$. Dołączenie woltomierza o rezystancji $R_v = 100 \text{ k}\Omega$ równolegle do opornika R_2 powoduje, że przekładnia:

$$K' = 1 + \frac{R_1}{\frac{R_2 \cdot R_v}{R_2 + R_v}} = 10,09$$

$$\delta_K = \frac{K' - K}{K} \cdot 100\% = 0,9\%$$

1.1.1.2. Dzielniki pojemnościowe

Dzielniki pojemnościowe są dzielnikami napięcia przemiennego. Dzielnik tworzy układ połączonych szeregowo kondensatorów (rys. 1.3).



Rys. 1.3. Schemat pojemnościowego dzielnika napięcia.

Przekładnia dzielnika pojemnościowego:

$$P_U = \frac{U_{we}}{U_{wy}} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2} = 1 + \frac{Z_1}{Z_2} = 1 + \frac{j\omega C_1}{\frac{1}{j\omega C_2}} = 1 + \frac{C_2}{C_1} \quad (2.3)$$

Faktycznie na przekładnię mają wpływ rezystancje strat kondensatorów.

PRZYKŁAD

Dzielnik pojemnościowy, składający się z dwóch szeregowo połączonych kondensatorów o pojemnościach $C_1 = 10 \text{ pF}$ i $C_2 = 50 \text{ pF}$, wykorzystano w celu poszerzenia zakresu pomiarowego woltomierza elektrostatycznego. Woltomierz ten o zakresie 0 do 100 V, pojemności własnej $C = 50 \text{ pF}$ i rezystancji, którą można uznać za nieskończenie wielką, dołączono równolegle do kondensatora C_2 . Ilorotnie zwiększono zakres woltomierza?

Rozwiązanie

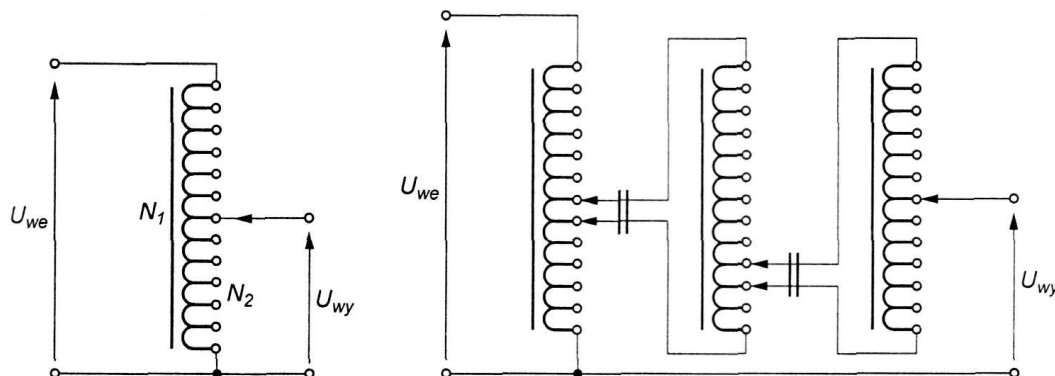
$$\frac{U_x}{U_V} = \frac{C_1 + C_2 + C}{C_1} = 11$$

1.1.1.3. Dzielniki indukcyjnościowe

Pod względem konstrukcyjnym dzielnik indukcyjnościowy napięcia (rys. 1.4) jest precyzyjnym autotransformatorem. Jeżeli zostanie on tak wykonany, aby zwoje miały jednakowy kształt i wymiary, a strumień magnetyczny w rdzeniu, na którym są nawinięte, był jednorodny, to przekładnia dzielnika będzie zależna tylko od stosunku liczby N_1 wszystkich zwojów i liczby N_2 zwojów, wyznaczonej położeniem przełącznika regulującego wartość napięcia wyjściowego:

$$P_U = \frac{U_{we}}{U_{wy}} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.4)$$

Gdyby było możliwe zupełne spełnienie podanych warunków, dzielniki indukcyjnościowe miałyby stuprocentową dokładność, bo liczby zwojów można wyznaczyć bezbłędnie, ale i tak charakteryzują się one stosunkowo małą zależnością przekładni od obciążenia. Rdzenie dzielników zwija się z cienkiej blachy grubości setnych części milimetra, wykonanej z permalloyu (stop o bardzo dużej przenikalności magnetycznej). Stosowane są też wielostopniowe dzielniki kaskadowe (rys. 1.5).



Rys. 1.4. Schemat ideowy indukcyjnościowego dzielnika napięcia.

Rys. 1.5. Schemat wielostopniowego (kaskadowego), indukcyjnościowego dzielnika napięcia.

1.1.2. Przekładniki

Przekładniki są to transformatory pomiarowe, stosowane w celu zmniejszenia w znanym stopniu napięć i prądów o zbyt dużych wartościach, niedogodnych lub niemożliwych do zmierzenia za pomocą mierników o standardowych zakresach. Dodatkowym celem stosowania przekładników jest galwaniczne odseparowanie obwodu kontrolowanego (często o wysokim napięciu) od obwodu pomiarowego.

Przekładniki dzieli się na napięciowe i prądowe. Niezależnie od tego jedne i drugie można podzielić na sieciowe (jednozakresowe, instalowane na stałe w podstacjach energetycznych) oraz laboratoryjne (zwykle wielozakresowe i dokładniejszych klas).

1.1.2.1. Przekładniki napięciowe

Przekładnik napięciowy jest pomiarowym transformatorem napięcia pracującym w warunkach zbliżonych do biegu jałowego, bo jego obciążenie wtórne (woltomierz, ewentualnie obwód napięciowy watomierza lub układy zabezpieczeń i sterowania) nie przekracza w sumie kilkudziesięciu watów.

Zgodnie z normą PN-IEC 186 (z 1994 r.) „Przekładniki napięciowe”, w przekładniku jednofazowym (rys. 1.6) zaciski uzwojenia pierwotnego oznaczają się dużymi literami A, B, natomiast zaciski uzwojenia wtórnego małymi literami a, b. Uzwojenia powinny być tak nawinięte, aby chwilowa polaryzacja par zacisków oznaczonych tymi samymi literami (A i a oraz B i b) była zgodna. Na wielu przekładnikach można spotkać inne oznaczenia zacisków (M, N i m, n), wymagane przez dawną, polską normę, która już nie obowiązuje; oznaczenia te na rys. 1.6 podano w nawiasach.

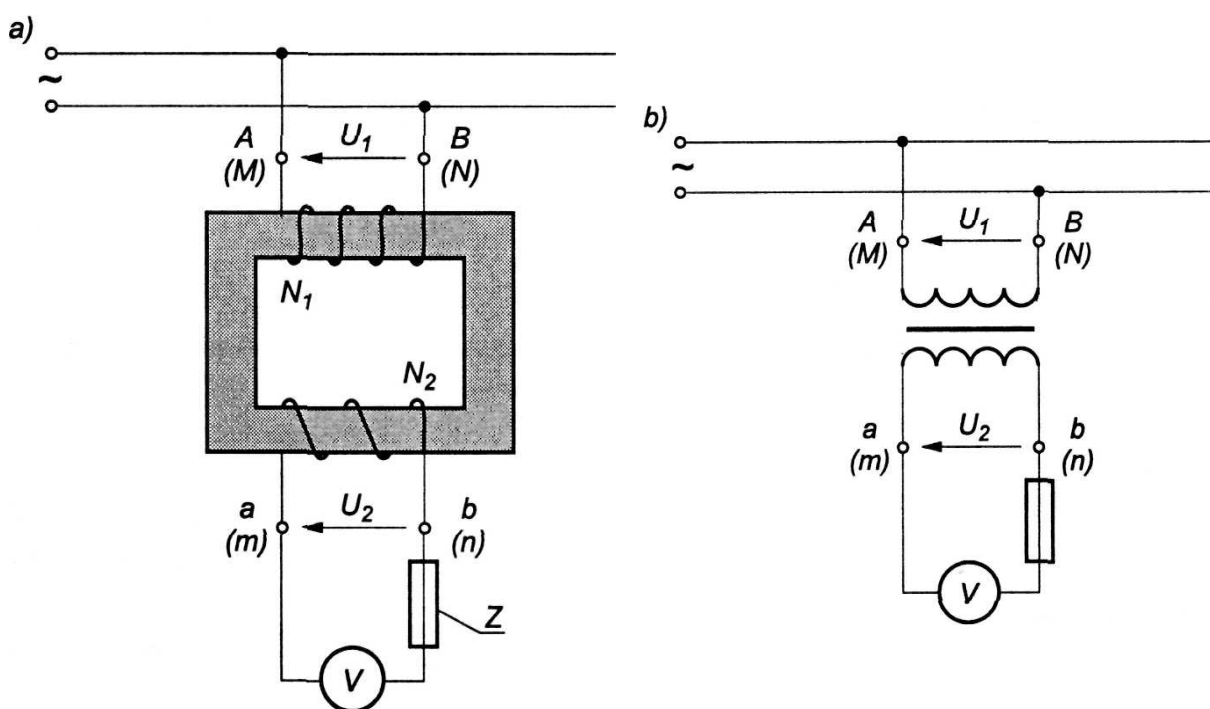
Zaciski przekładników trójfazowych (rys. 1.6) są oznaczane literami A, B, C oraz a, b, c (zaciski zerowe N i n).

Znamionowe napięcie pierwotne U_{1m} , zgodnie z obowiązującą normą może wynosić: 3, 6, 10, 15, 20, 30, 40, 60, 110, 220, 400, 500 kV. Napięcie znamionowe wtórne $U_{2m} = 100$ V (dopuszcza się też 200 V).

Przekładnię znamionową przekładnika napięciowego określa zależność:

$$P_{Uzn} = \frac{U_{1zn}}{U_{2zn}} \approx \frac{N_1}{N_2} \quad (2.5)$$

gdzie: U_{1zn} , U_{2zn} – znamionowe napięcia pierwotne i wtórne przekładnika, N_1 , N_2 – liczby zwojów uzwojenia pierwotnego i wtórnego.

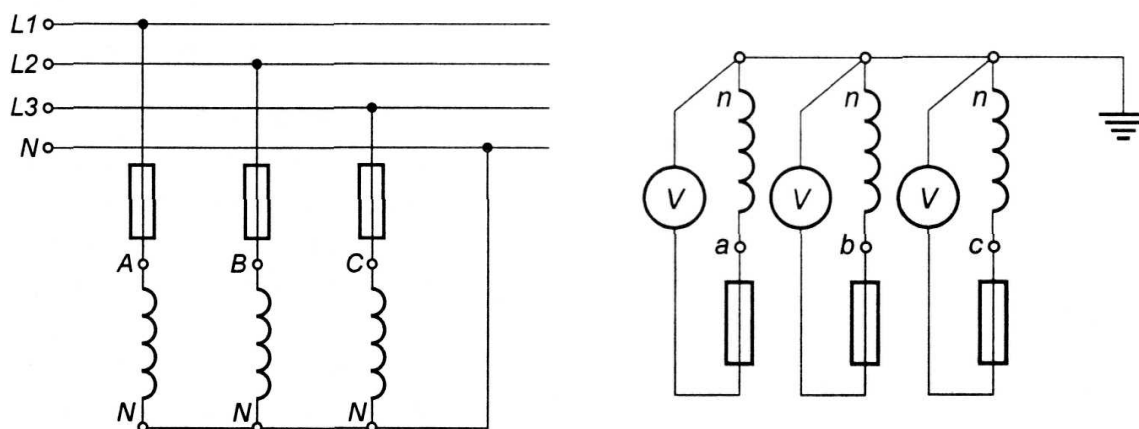


Rys. 1.6. Jednofazowy przekładnik napięciowy: a) układ; b) symbol graficzny; Z - zabezpieczenie obwodu wtórnego (tu bezpiecznik topikowy).

Przekładnię przekładnika trójfazowego, przeznaczonego do pracy na napięcie fazowe (jak np. na rys. 1.7), określa się jako stosunek napięcia pierwotnego fazowego do wtórnego, ale w formie informującej o wartości napięcia międzyprzewodowego, które musi być brane pod uwagę przy określaniu wytrzymałości izolacji przekładnika. Na przykład dla przekładnika na napięcie fazowe pracującego w sieci o napięciu międzyprzewodowym 30 kV przekładnię zapisuje się jako:

$$P_U = \frac{\frac{30000}{\sqrt{3}}}{\frac{100}{\sqrt{3}}}$$

W tym przypadku do wyjścia przekładnika podłącza się woltomierz nie o zakresie 100 V, lecz 66,6 V (co odpowiada 2/3 wartości napięcia międzyfazowego, a więc nieco więcej niż wynosi wartość napięcia fazowego), o podziałce opisanej zgodnie wartościami napięć pierwotnych, a więc od 0 do 20 kV, przy czym przy napięciu pierwotnym równym znamionowemu woltomierz wskaże $30\,000 / \sqrt{3} = 17\,320$ V.



Rys. 1.7. Schemat połączeń trójfazowego przekładnika napięciowego w układzie gwiazdowym.

Znając przekładnię znamionową, szukane napięcie pierwotne określa się, mnożąc zmierzone napięcie wtórne przez tę przekładnię (woltomierz na wyjściu jest zwykle wywzorcowany w wartościach napięcia pierwotnego). Oczywiście przekładnia rzeczywista różni się od znamionowej, co powoduje błąd określany mianem błędu napięciowego przekładnika:

$$\delta = \frac{U_2 \cdot P_{Uzn} - U_1}{U_1} \cdot 100\% \quad (2.6)$$

gdzie U_1 i U_2 - rzeczywiste wartości napięcia pierwotnego i wtórnego.

Błąd napięciowy zmienia się z wartością napięcia.

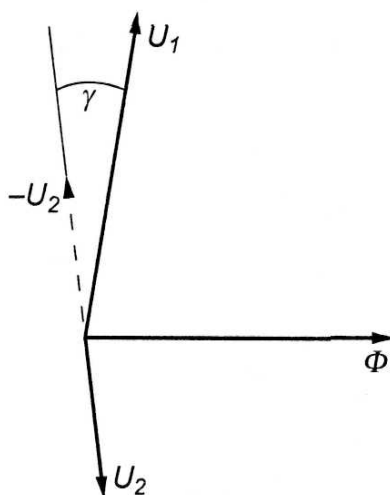
Dzieląc przez U_2 licznik i mianownik wzoru (1.6), uzyskuje się inną jego postać:

$$\delta = \frac{P_{Uzn} - P_U}{P_U} \cdot 100\% \quad (2.7)$$

w której $K_U = U_1 / U_2$ jest rzeczywistą przekładnią przekładnika.

Norma przewiduje 5 klas dokładności napięciowych przekładników pomiarowych: 0,1, 0,2, 0,5, 1 i 3. Symbol klasy jest równy dopuszczalnej wartości błędu napięciowego w procentach napięcia znamionowego. Błąd ten określa się tylko dla zakresu 80 do 120% napięcia, bo napięcie sieci nie zmienia się nawet w takich granicach. Produkowane są też w dwóch klasach dokładności (3P i 6P; błędy odpowiednio do 3 i 6%) przekładniki napięciowe przeznaczone nie do pomiaru napięcia, lecz do zasilania obwodów zabezpieczeniowych i sygnalizacyjnych.

Oprócz błędu napięciowego w przekładnikach występuje również błąd kątowy, będący kątem zawartym między wskazem napięcia pierwotnego, a odwróconym wskazem napięcia wtórnego (rys. 1.8).



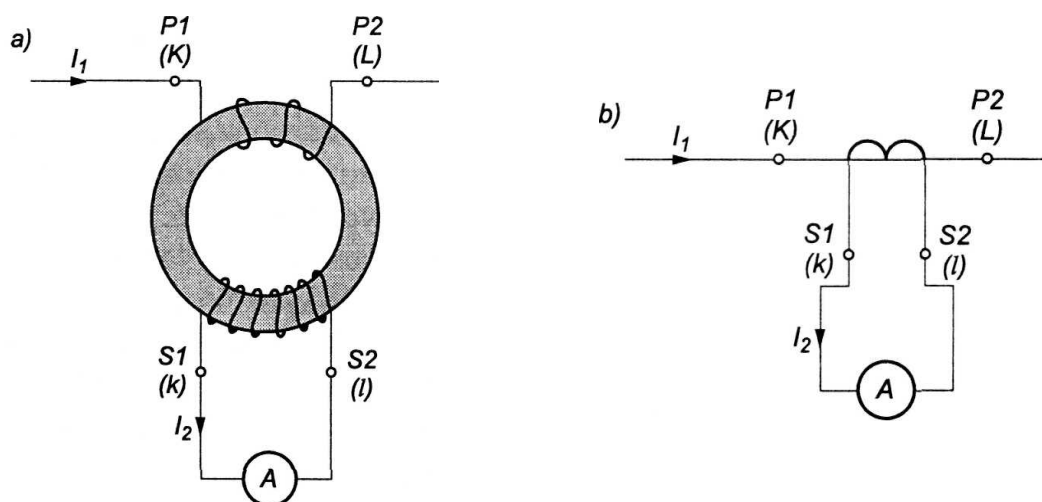
Rys. 1.8. Ilustracja błędu kąowego γ przekładnika napięciowego.

Wynika on z przesunięcia fazowego napięcia wtórnego względem pierwotnego o kąt nieco różniący się od 180° , jak to byłoby w przypadku idealnego transformatora. Dopuszczalna wartość błędu kąowego, określona przez wymagania klasy przekładnika, nie przekracza kilkudziesięciu minut kątowych. Błąd kątowy nie ma znaczenia w przypadku pomiaru napięcia, jednak ma wpływ na wynik pomiaru mocy, jeśli obwód napięciowy watomierza jest zasilany przez przekładnik.

1.2.2. Przekładniki prądowe

Przekładnik prądowy jest pomiarowym transformatorem napięcia, pracującym w warunkach zwarcia, bo jego obciążenie wtórne stanowi amperomierz, ewentualnie obwód prądowy watomierza lub licznika o znikomej rezystancji.

Zgodnie z normą PN-IEC 185 (z 1994 r.) „Przekładniki prądowe” w przekładniku jednofazowym (rys. 1.9) zaciski uzwojenia pierwotnego oznaczają się symbolami P1 i P2, natomiast zaciski uzwojenia wtórnego S1 i S2. Uzwojenia powinny być tak nawinięte, aby chwilowa polaryzacja par zacisków oznaczonych jako P1 i S1 oraz P2 i S2 była zgodna. Na wielu przekładnikach można spotkać inne oznaczenia zacisków (K, L i k, l) wymagane przez dawną, polską normę, która już nie obowiązuje; oznaczenia te na rys. 1.9 podano w nawiasach.



Rys. 1.9. Przekładnik prądowy: a) układ, b) symbol graficzny.

Znamionowy prąd pierwotny I_{1zn} , zgodnie z obowiązującą normą może przyjmować dowolną wartość z szeregu $10^n \cdot [10; (12,5); 15; 20; (25); 30; (40); 50; (60); 75]$, przy czym n oznacza dowolną liczbę całkowitą dodatnią, a wartości w nawiasach okrągłych nie są zalecane. Prąd znamionowy wtórny $I_{2zn} = 5$ A (dopuszcza się też 1 A i 2 A).

Przekładnię znamionową przekładnika prądowego określa zależność:

$$P_{Izn} = \frac{I_{1zn}}{I_{2zn}} \approx \frac{N_2}{N_1} \quad (2.8)$$

gdzie: N_1, N_2 – liczby zwojów uzwojenia pierwotnego i wtórnego.

W zależności od napięcia w sieci, do której będą włączone, przekładniki SA budowane na największe dopuszczalne napięcia: 0,72; 1,2; 3,6; ... 765 kV.

Znając przekładnię znamionową, szukany prąd pierwotny I_1 określa się, mnożąc zmierzony prąd wtórny I_2 przez tę przekładnię (amperomierz na wyjściu jest zwykle wywzorcowany w wartościach prądu pierwotnego). Oczywiście przekładnia rzeczywista różni się od znamionowej, co powoduje błąd określany jako błąd prądowy przekładnika:

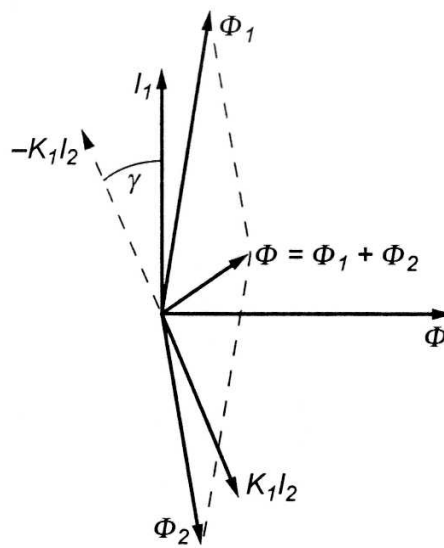
$$\delta_I = \frac{I_2 \cdot P_{Izn} - I_1}{I_1} \cdot 100\% \quad (2.9)$$

Dzieląc przez I_2 licznik i mianownik tego wzoru uzyskuje się inną jego postać:

$$\delta_I = \frac{P_{Izn} - K_1}{K_1} \cdot 100\% \quad (2.10)$$

w której $K_1 = I_1 / I_2$ jest rzeczywistą przekładnią przekładnika.

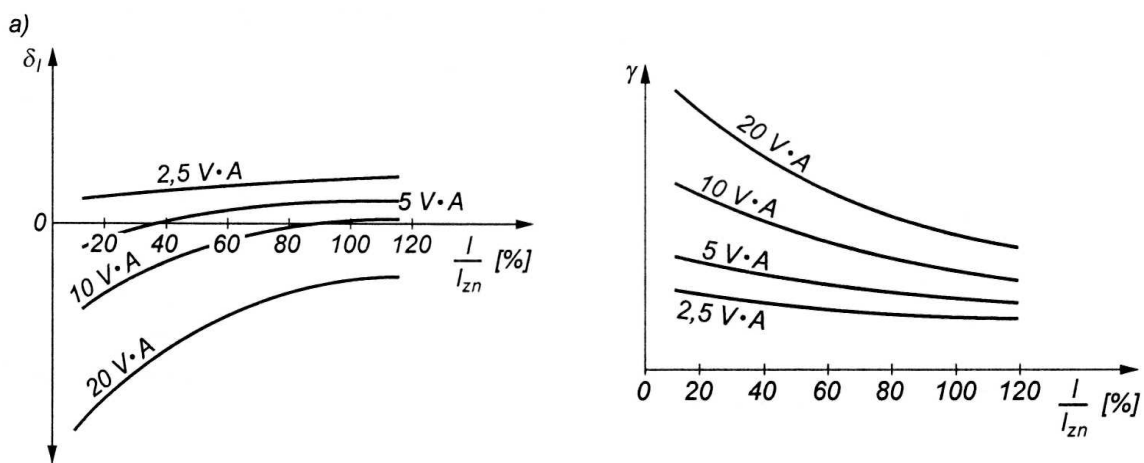
Oprócz błędu prądowego w przekładnikach występuje również błąd kątowy, będący kątem γ zawartym między wskazem prądu pierwotnego a odwróconym wskazem prądu wtórnego (rys. 1.10).



Rys. 1.10. Uproszczony wykres wskazowy przekładnika prądowego.

Wynika on z przesunięcia fazowego prądu wtórnego względem pierwotnego o kąt nieco różniący się od 180° , jak byłoby to w przypadku idealnego transformatora. Dopuszczalna wartość błędu kątowego przekładników gorszych klas nie przekracza kilku stopni. Błąd kątowy nie ma znaczenia w przypadku pomiaru prądu, jednak ma wpływ na wynik pomiaru mocy, jeśli obwód prądowy watomierza jest zasilany przez przekładnik.

Błędy prądowy i kątowy przekładnika prądowego silnie zależą od wartości prądu i mocy obciążenia (rys. 1.11).



Rys. 1.11. Typowe przebiegi błędów przekładnika prądowego w zależności od prądu i mocy obciążenia: a) błąd prądowy; b) błąd kątowy.

W związku z tym norma, przewidująca 6 klas dokładności prądowych przekładników pomiarowych (0,1; 0,2; 0,5; 1; 3 i 5) oraz 2 klasy przekładników przeznaczonych do zasilania obwodów zabezpieczeń (5P i 10P), określa dopuszczalne błędy przekładników dla 5, 20, 100 i 120% prądu znamionowego. Przykładowy rozkład tych błędów dla przekładnika klasy 0,1 podano w tabl. 2.1; w przekładnikach gorszych klas proporcje błędów dla różnych prądów są podobne.

Tablica 1.1. Dopuszczalne przez normę PN-IEC 185 błędy przekładnika prądowego klasy 0,1.

$I / I_{zn} (\%)$	5	20	100	120
$\delta_I (\%)$	0,4	0,2	0,1	0,1
γ (minuty)	15	8	5	5

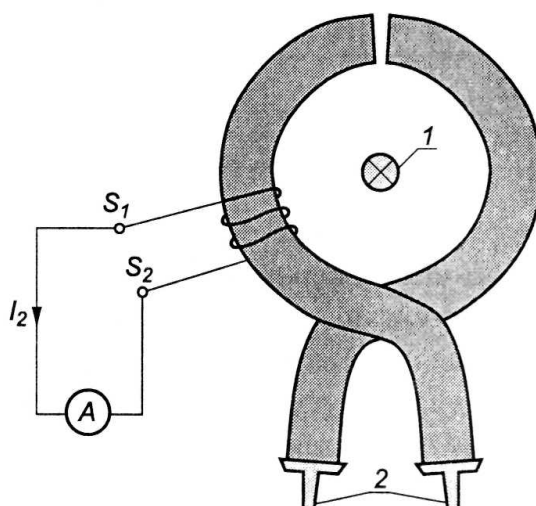
Należy zwrócić uwagę, że na rys. 1.9, w przeciwieństwie do analogicznego schematu przekładnika napięciowego z rys. 1.6 nie występują żadne zabezpieczenia prądowe, gdyż w przekładniku prądowym nie wolno dopuścić do rozwarcia obwodu wtórnego, gdy w obwodzie pierwotnym płynie prąd, bo prowadzi to do zniszczenia przekładnika i porażenia obsługi. W normalnie pracującym przekładniku strumień magnetyczny wytwarzany w rdzeniu przez prąd pierwotny jest prawie równy strumieniowi wytwarzanemu przez prąd wtórny, a kierunki tych strumieni są przeciwne (rys. 1.10). W wyniku tego wypadkowy strumień Φ w rdzeniu jest bardzo mały (w idealnym transformatorze w stanie zwarcia byłby równy zero). Przerwanie obwodu wtórnego powoduje zanik prądu wtórnego i jego strumienia, a więc w rdzeniu pozostaje – niekompensowana przez wtórny strumień – bardzo duża składowa strumienia pierwotnego.

Nasyca ona rdzeń, powodując, że kształt strumienia w funkcji czasu przypomina przemienny przebieg prostokątny. Powoduje to:

- indukowanie się bardzo dużych prądów wirowych w blachach rdzenia i nagrzewanie ich do wysokiej temperatury niszczącej izolację uzwojeń (zwłaszcza wtórnego, bo pierwotne jest często pojedynczą szyną prądową o izolacji powietrznej),
- indukowanie w uzwojeniu wtórnym dużego napięcia, które może porazić obsługę oraz doprowadzić do przebicia izolacji osłabionej dodatkowo wysoką temperaturą rdzenia,
- możliwość namagnesowania rdzenia do tego stopnia, że wpłynie to na dokładność pomiaru nawet, gdy przekładnik nie dozna innych uszkodzeń dzięki szybkiemu wyłączeniu.

Jeżeli zatem zachodzi np. potrzeba wymiany amperomierza, a obwodu pierwotnego przekładnika nie można odłączyć (powoduje to przerwę w dostawie energii do odbiorników), należy najpierw zewrzeć zaciski wtórne, a potem przystąpić do zmian w obwodzie wtórnym.

Spotyka się przekładniki prądowe z rozwieranym rdzeniem w postaci tzw. cęgów Dietza, którymi można objąć przewód z mierzonym prądem (rys. 1.12).



Rys. 1.12. Ideowy schemat przekładnika prądowego z rdzeniem w formie cęgów Dietza: 1 – przewód z mierzonym prądem, 2 – rękojeść izolacyjna.

Są one przeznaczone do dorywczych, kontrolnych pomiarów. Najnowocześniejsze rozwiązania takich cęgowych amperomierzy zamiast przekładnika wykorzystują przetwornik Halla, wbudowany w rdzeń. Im większy jest mierzony prąd, tym większy

strumień magnetyczny rdzenia oddziałujący na przetwornik, i tym większy sygnał wyjściowy przetwornika. Ogromną zaletą miernika cęgowego z przetwornikiem Halla jest to, że może on mierzyć nie tylko prąd przemienny, ale i stały, co dla klasycznego przekładnika jest nieosiągalne. Na wyjściu znajduje się układ miernika cyfrowego, który po doprowadzeniu napięcia sieci, może mierzyć oprócz prądu również: napięcie, kąt fazowy, moc czynną, bierną, pozorną, współpracować z komputerem, drukarką itp. Błąd takich mierników cęgowych z hallotronami zawiera się w granicach 1 – 3%.

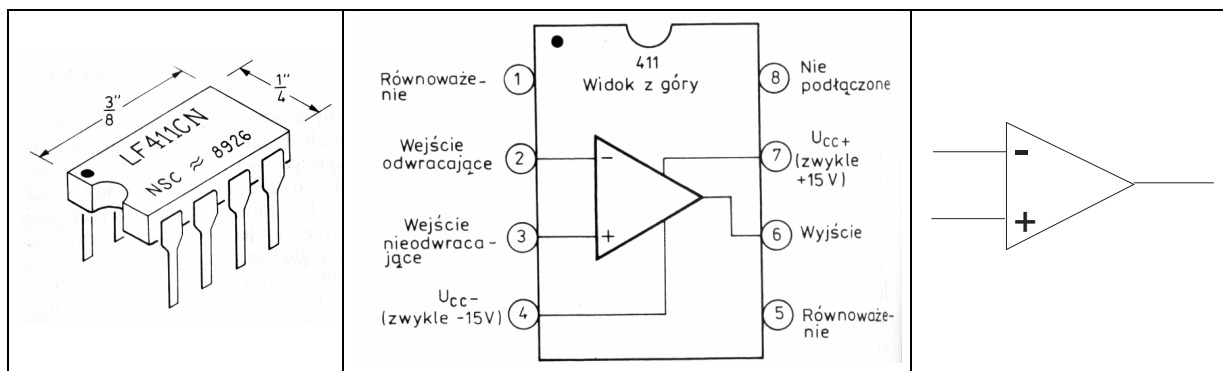
1.2. Wzmacniacze pomiarowe (operacyjne)

Pojęcie „wzmacniacz operacyjny” wprowadził po raz pierwszy J. R. Ragazzini w artykule opublikowanym w roku 1947, a dotyczącym przede wszystkim stosowania tych wzmacniaczy w układach do rozwiązywania równań całkowo-różniczkowych.

Wzmacniacz operacyjny jest wzmacniaczem o sprzężeniach bezpośrednich, dużym wzmocnieniu i z reguły przeznaczonym do pracy z zewnętrznym układem ujemnego sprzężenia zwrotnego. Sprzężenie to zapewnia lepszą stałość pracy, zwiększa zakres dynamiki, poprawia liniowość i poszerza pasmo wzmacniacza. Przy zastosowaniu zewnętrznego obwodu sprzężenia zwrotnego właściwości tego obwodu decydują w głównej mierze o właściwościach całego układu.

1.2.1. Terminologia

Większość wzmacniaczy operacyjnych ma wejście symetryczne (różnicowe), pozostałe mają wejście niesymetryczne. Wyjście w prawie wszystkich wzmacniaczach jest niesymetryczne.



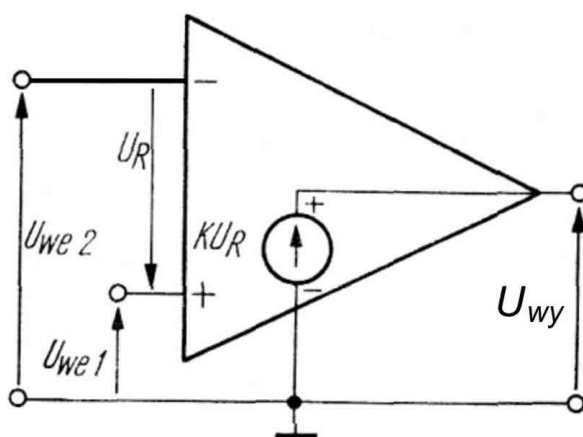
Wejście oznaczone „-” jest wejściem odwracającym (inverting input), „+” zaś — wejściem nieodwracającym (noninverting input). Wzmacniacz o jednym wejściu można traktować jako przypadek szczególny – z wejściem „+” uziemionym. Jeśli np. do wejścia odwracającego „-” zostanie doprowadzone napięcie sinusoidalnie zmienne, to przesunięcie fazowe między sygnałami wejściowym i wyjściowym będzie równe 180° .

Przy doprowadzeniu tego samego napięcia do wejścia „+”, przesunięcie fazowe między przebiegiem wejściowym i wyjściowym będzie równe zero.

Ważną właściwością wzmacniacza operacyjnego jest to, że gdy do obu jego wejść (+) i (-) zostaną doprowadzone dwa identyczne sygnały, to sygnał na wyjściu

będzie równy zero. Ten rodzaj sygnału wejściowego wzmacniacza jest nazywany sygnałem nieróżnicowym (wspólnym). Gdy zaś sygnał zostanie doprowadzony pomiędzy końcówki wejściowe, to nazywany jest sygnałem różnicowym.

Wzmacniacz operacyjny z wyjściem niesymetrycznym przedstawiono na rysunku poniżej.



Przyjęto następujące oznaczenia: U_{we1} – napięcie na wejściu nieodwracającym, U_{we2} – napięcie na wejściu odwracającym, U_R – napięcie wejściowe różnicowe (między końcówkami wejściowymi wzmacniacza), U_{wy} – napięcie wyjściowe, k – wzmacnienie wzmacniacza nieobciążonego z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego.

Między napięciem wyjściowym, a wejściowym zachodzi zależność:

$$U_{wy} = k \cdot U_R = k \cdot (U_{we1} - U_{we2})$$

1.2.2. Właściwości idealnego wzmacniacza operacyjnego

Idealny wzmacniacz operacyjny powinien charakteryzować się następującymi właściwościami:

- nieskończenie dużym wzmacnieniem przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego ($k \rightarrow \infty$)
- nieskończenie szerokim pasmem przenoszenia częstotliwości,
- nieskończenie dużą impedancją wejściową, zarówno między wejściami, jak i między każdym z wejść i ziemią,
- impedancją wyjściową równą zero,
- napięciem wyjściowym równym zero przy równości napięć wejściowych (U_{wy}

= 0 przy $U_{we1} = U_{we2}$),

- nieskończenie dużym dopuszczalnym prądem wyjściowym,
- zerowym prądem wejściowym,
- wzmacnieniem idealnie różnicowym – tzn. nieskończenie dużym współczynnikiem tłumienia sygnału nieróżnicowego,
- zachowaniem powyższych właściwości przy zmianach temperatury.

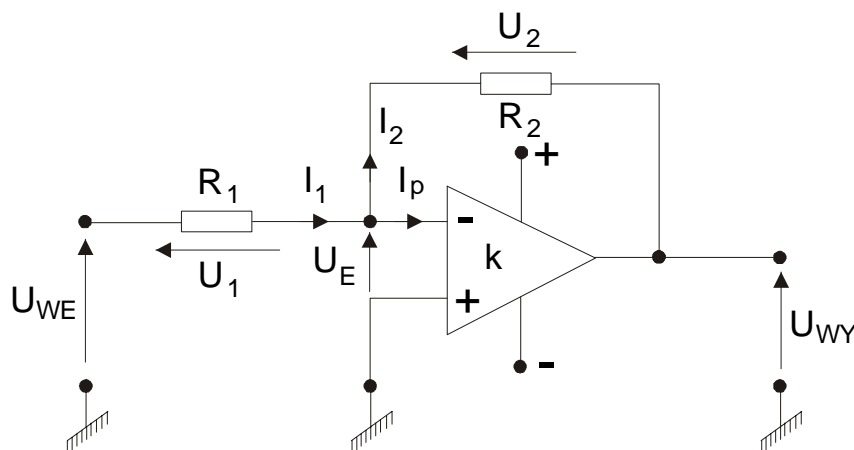
Takie właściwości stanowią teoretyczną granicę, do której dąży się przy projektowaniu i produkcji wzmacniaczy oraz ułatwiają przybliżoną analizę układów.

Wytwarzanie wzmacniaczy idealnych jest niemożliwe, ale obecnie niektóre z produkowanych scalonych wzmacniaczy operacyjnych mają właściwości zbliżone do idealnych. Tego rodzaju idealizacja wzmacniacza operacyjnego jest bardzo wygodna, gdyż przy stosunkowo niewielkim błędzie daje przejrzysty obraz możliwości wzmacniacza operacyjnego. Jednak w pewnych przypadkach – szczególnie przy dokładnej analizie, należy wziąć pod uwagę następujące czynniki:

- skończoną wartość wzmacnienia,
- skończoną szerokość pasma,
- niezrównoważenie wzmacniacza i dryft,
- tłumienie sygnału nieróżnicowego,
- rezystancję wejściową i wyjściową,
- szумы wzmacniacza.

1.2.3. Podstawowe układy pracy wzmacniaczy operacyjnych

Wzmacniacz odwracający. Układ wzmacniacza odwracającego przedstawiono na rys.3.1.



Rys. 3.1. Układ wzmacniacza odwracającego.

Przy założeniu, że prąd polaryzacji I_p jest równy zero można napisać układ równań (3.1).

$$\begin{aligned}
 U_{WE} - U_1 - U_E &= 0 \\
 I_1 - I_2 &= 0 \text{ przy } I_p = 0 \\
 U_E - U_2 - U_{WY} &= 0 \\
 k \cdot U_E &= U_{WY} \\
 U_1 &= R_1 \cdot I_1 \\
 U_2 &= R_2 \cdot I_2
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Uwzględniając, że:

$$\begin{aligned}
 I_1 = I_2; \quad I_1 &= \frac{U_1}{R_1}; \quad I_2 = \frac{U_2}{R_2} \rightarrow U_2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot U_1 \\
 k \cdot U_E &= U_{WY} \rightarrow U_E = \frac{U_{WY}}{k}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

otrzymamy układ dwóch równań:

$$\begin{aligned}
 U_{WE} - U_1 - \frac{U_{WY}}{k} &= 0 \rightarrow U_1 = U_{WE} - \frac{U_{WY}}{k} \\
 \frac{U_{WY}}{k} - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_1 - U_{WY} &= 0
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

Po przekształceniu:

$$\begin{aligned}
 \frac{U_{WY}}{k} - \frac{R_2}{R_1} \cdot \left(U_{WE} - \frac{U_{WY}}{k} \right) - U_{WY} &= 0 \\
 U_{WY} \cdot \left[\frac{1}{k} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - 1 \right] &= \frac{R_2}{R_1} \cdot U_{WE} \\
 K = \frac{U_{WY}}{U_{WE}} &= \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1} - \frac{k}{R_1}}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

i założeniu $k \rightarrow \infty$ otrzymamy:

$$K = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{3.5}$$

W analogiczny sposób można wyprowadzić zależność:

$$K = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (3.6)$$

Przykład

W układzie, jak na rysunku 3.1 wyprowadzić zależność na wzmacnienie wzmacniacza przy założeniu $k \rightarrow \infty$, $I_p = 0$ oraz $U_E = 0$.

Rozwiązanie

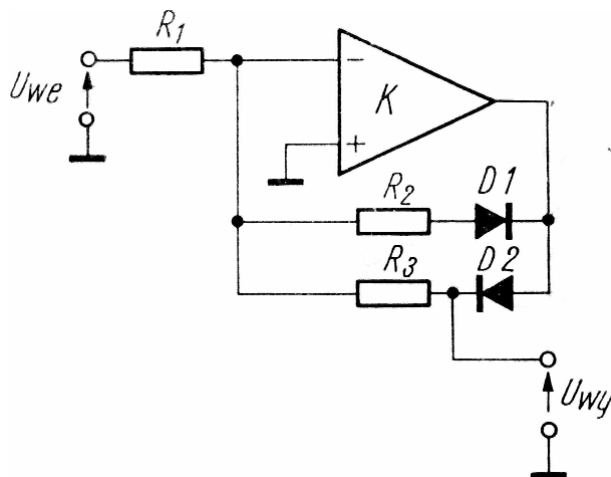
Zauważmy, że równania (3.1) przybierają prostszą postać:

$$\begin{aligned} U_{WE} - U_1 &= 0 \\ -U_2 - U_{WY} &= 0 \\ I_1 - I_2 &= 0 \\ I_1 \cdot R_1 &= U_1 \\ I_2 \cdot R_2 &= U_2 \end{aligned} \quad (3.7)$$

również prowadzącą do zależności (3.5 i (3.6).

Przykład – prostownik liniowy

W układzie prostownika pokazanym na rysunku $R_1 = R_2 = R_3$ a D_1 i D_2 są diodami krzemowymi o bardzo małym prądzie wstecznym, bardzo małej rezystancji w kierunku przewodzenia i bardzo dużej – w kierunku zaporowym.



Umieszczenie diod w obwodzie sprzężenia zwrotnego powoduje, że zaczynają one przewodzić nawet przy bardzo małych wartościach U_{we} . Dlatego taki układ nazywany jest prostownikiem liniowym, w odróżnieniu od prostownika konwencjonalnego, w którym do przewodzenia diody potrzebne jest napięcie około 0,6 V.

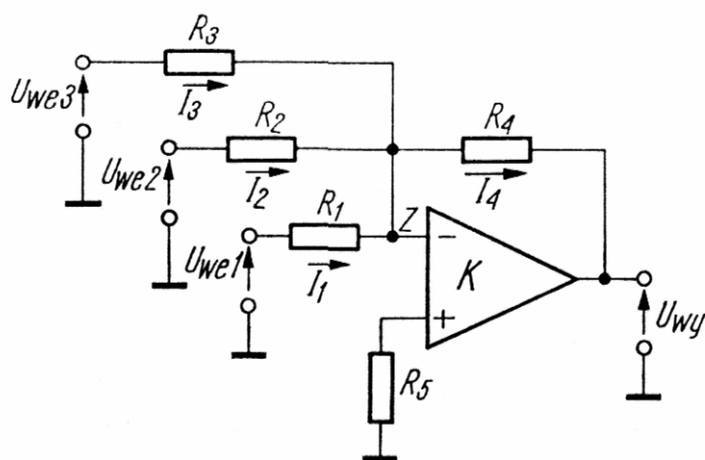
W celu zrozumienia działania układu założmy, że napięcie wejściowe U_{we} jest ujemne. Wtedy napięcie na wyjściu wzmacniacza operacyjnego przyjmuje wartość

dotadnią, dioda D1 jest spolaryzowana wstecznie, wyłączając rezystor R2 z układu. Prąd płynie przez diodę D2, rezystor R3, punkt masy pozornej i R1. Ponieważ $R1 = R3$ i przez te rezystory płynie jednakowy prąd, więc $U_{wy} = -U_{we}$. Wzmacniacz operacyjny automatycznie polaryzuje anodę diody D2 w taki sposób, aby dostarczała ona odpowiednio duży prąd nawet przy bardzo małej wartości napięcia wejściowego.

Jeśli napięcie U_{we} jest dodatnie, to napięcie wyjściowe wzmacniacza operacyjnego staje się ujemne powodując odcięcie diody D2 i powstrzymanie przepływu prądu przez R3. Ponieważ jeden zacisk rezystora R3 jest dołączony do masy pozornej, więc napięcie U_{wy} musi być równe zera. Tak więc w rezultacie otrzymuje się na wyjściu sygnał wyprostowany jednopółkowo – tylko połówki dodatnie.

Elementy R2 i R1 utrzymują symetrię układu zapobiegając nasyceniu wzmacniacza operacyjnego przy dodatnich połówkach sygnału wejściowego i związanemu z tym opóźnieniu czasowemu. Na anodzie diody D1 otrzymuje się ujemne połówki sygnału wyprostowanego.

Wzmacniacz sumujący. Za pomocą wzmacniacza operacyjnego można łatwo zrealizować sumowanie napięć stosując układ pokazany na rys. 3.2.



Rys. 3.2. Wzmacniacz sumujący.

Podobnie jak w poprzednim układzie, punkt Z jest masą pozorną. Zakładając, że $k \rightarrow \infty$, $I_p = 0$ wówczas $U_E = 0$, otrzymuje się układ równań:

$$\begin{aligned}
I_1 + I_2 + I_3 - I_4 &= 0 \\
-U_4 - U_{WY} &= 0 \rightarrow U_{WY} = -U_4 \\
U_1 &= R_1 \cdot I_1 \\
U_2 &= R_2 \cdot I_2 \\
U_3 &= R_3 \cdot I_3 \\
U_4 &= R_4 \cdot I_4
\end{aligned}
\tag{3.8}$$

z którego można obliczyć:

$$\begin{aligned}
\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} + \frac{U_{WY}}{R_4} &= 0 \\
U_{WY} &= -R_4 \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} \right)
\end{aligned}
\tag{3.9}$$

Przykład

Określić warunek, przy którym:

$$U_{WY} = -(U_1 + U_2 + U_3)$$

Rozwiązanie:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

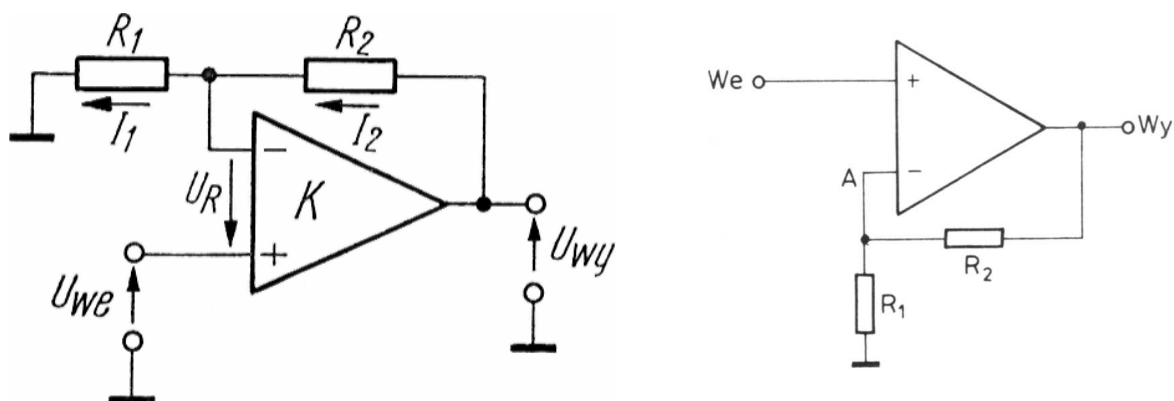
Przy doborze jednakowych wartości rezystorów $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ uzyskuje się w tym układzie algebraiczne sumowanie napięć.

Rezystancje wejściowe układu widziane z każdego z wejść wynoszą odpowiednio R_1 , R_2 i R_3 . Wartość rezystora R_4 należy dobierać równą rezystancji połączonych równolegle R_1 , R_2 , R_3 i R_4 .

Wzmacniacz nieodwracający. W układzie nieodwracającym przedstawionym na rys. 2.7 napięcie doprowadza się do wejścia nieodwracającego, do drugiego wejścia natomiast jest doprowadzana przez dzielnik oporowy część napięcia wyjściowego.

Zgodnie z oznaczeniami na rys. 2.7 otrzymuje się układ równań:

$$\begin{aligned}
I_2 - I_1 &= 0 \rightarrow U_2 = U_1 \cdot \frac{R_2}{R_1} \\
U_{WE} + U_2 - U_{WY} &= 0 \\
U_1 - U_{WE} &= 0
\end{aligned}
\tag{3.10}$$



Rys. 3.3. Wzmacniacz nieodwracający.

z którego oblicza się wzmacnienie wzmacniacza:

$$U_{WE} + U_{WE} \cdot \frac{R_2}{R_1} - U_{WY} = 0 \quad (3.11)$$

$$K = \frac{U_{WY}}{U_{WE}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Wzmocnienie jest zawsze równe lub większe od jedności i jego wartość zależy tylko od wartości rezystorów w układzie sprzężenia zwrotnego. W układzie wzmacniacza nieodwracającego nie ma punktu „masy pozornej”. Z warunku $k \rightarrow \infty$, $I_p = 0$ wynika jedynie fakt, że $U_R \rightarrow 0$. Tak więc w praktyce różnica napięć między wejściami wzmacniacza operacyjnego w tym układzie jest bardzo mała.

Rezystancja wejściowa układu rzeczywistego jest bardzo duża, trzeba jednak zauważyć, że w układach ze sprzężeniem bezpośrednim większe znaczenie niż rezystancja wejściowa ma wejściowy prąd polaryzujący i spadek napięcia, jaki daje na rezystancji źródła sygnału.

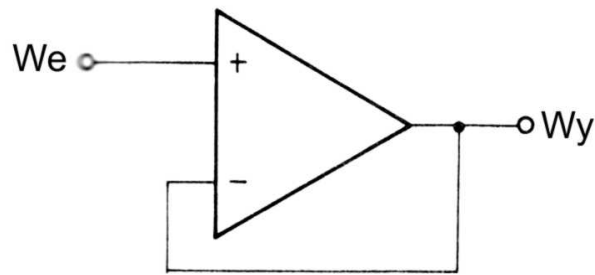
Rezystory R_1 i R_2 należy dobierać w taki sposób, aby wartość rezystancji ich połączenia równoległego była równa rezystancji źródła.

Przykład

Narysować wzmacniacz nieodwracający o wzmacnieniu $K = 1$.

Rozwiązanie:

Przyjmując w zależności (3.11) $R_1 = \infty$ otrzymamy $K = 1$. W tej sytuacji wartość rezystora R_2 nie ma większego znaczenia. W praktycznych aplikacjach przyjmuje się $R_2 = 0$ (schemat poniżej).



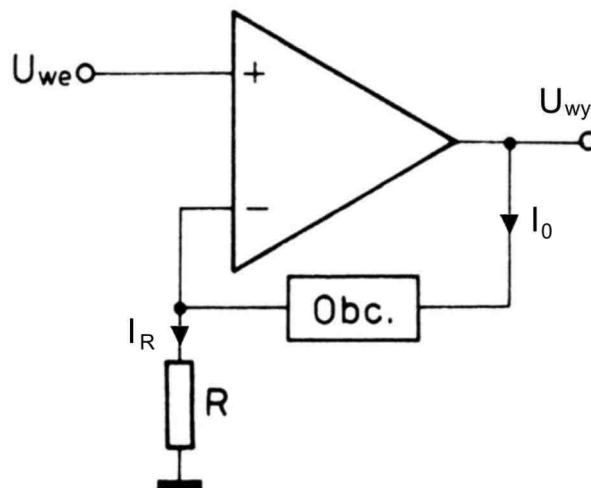
Przykład – wzmacniacz nieodwracający jako źródło prądu stałego

Na rysunku przedstawiono układ źródła prądowego o parametrach zbliżonych do parametrów idealnego źródła prądowego, bez przesunięcia napięcia wyjściowego o napięcie U_{BE} , charakterystycznego dla tranzystorowego źródła prądowego. Układ można opisać następująco:

$$\begin{aligned} I_o &= I_R \\ U_{we} &= U_R \\ U_R &= R \cdot I_R \end{aligned}$$

i stąd:

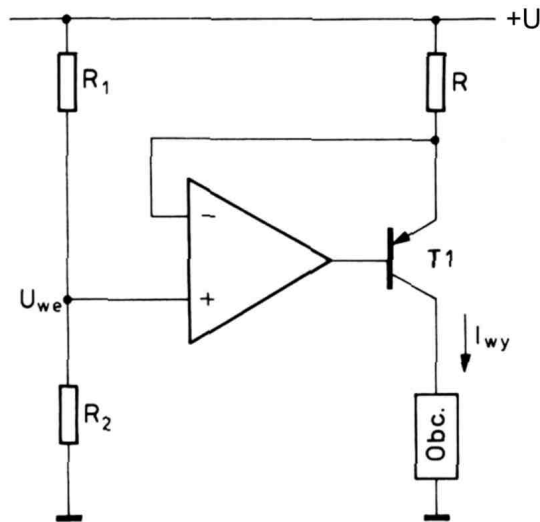
$$I_o = \frac{U_{we}}{R}$$



Główną wadą układu jest „pływanie” obciążenia (tzn. żadne wyprowadzenie obciążenia nie jest dołączone do masy).

Łącząc wzmacniacz operacyjny z zewnętrznym tranzystorem można wykonać nieskomplikowane źródło prądowe o wysokiej jakości, dostarczające prąd do obciążenia dołączonego jedną końcówką do masy. Przez dodanie niewielkiego układu pomocni-

czego uzyskuje się wejście programujące prąd wyjściowy, odniesione do masy (rys. 4.11).



W układzie przedstawionym na rysunku sprzężenie zwrotne wymusza powstanie na rezystorze R spadku napięcia o wartości:

$$U_R = U - U_{we}$$

określając tym samym wartość prądu emitera tranzystora (oraz wartość prądu wyjściowego I_{wy}) jako równą:

$$I_E = I_{wy} = \frac{U - U_{we}}{R}$$

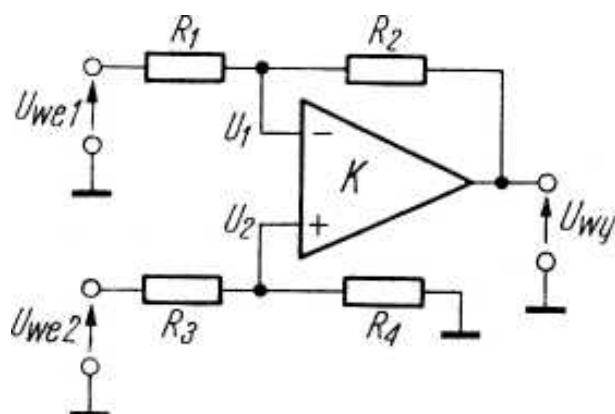
Napięcie U_{BE} oraz zmiany jego wartości powodowane zmianami temperatury, I_c , U_{CE} itp. nie sprawiają żadnych kłopotów. Nieidealność źródła wynika jedynie z pewnych zmian wartości niewielkiego prądu bazy, powodowanych zmianami wartości napięcia U_{CE} .

Wzmacniacz różnicowy. Na rys. 2.9 pokazano układ wzmacniacza różnicowego ze sprzężeniem zwrotnym, który może służyć do odejmowania lub wzajemnej kompensacji dwóch napięć.

Przy założeniu, że wejścia wzmacniacza operacyjnego nie pobierają prądu, można napisać:

$$U_2 = U_{we2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \tag{3.12}$$

$$\frac{U_{we1} - U_1}{R_1} = \frac{U_1 - U_{wy}}{R_2}$$



Rys. 3.4. Wzmacniacz różnicowy

Jeżeli $k \rightarrow \infty$, to $U_1 \approx U_2$ i można obliczyć:

$$U_{wy} = \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_4}{R_1} \cdot U_{we2} - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_{we1} \quad (3.13)$$

Rezystancje wejściowe obu wejść w tym układzie nie są jednakowe. W celu uzyskania optymalnie małego błędu wynikającego z napięcia niezrównoważenia, spowodowanego wejściowymi prądami polaryzującymi, należy dobierać:

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} \quad (3.14)$$

Przykład

Określić warunki doboru rezystorów, aby zrealizować funkcję:

$$U_{wy} = a \cdot (U_{we2} - U_{we1})$$

w szczególności dla $a = 1$.

Rozwiązanie:

W zależności (3.13) przyjmijmy: $R_2 = R_1$, wówczas otrzymamy:

$$U_{wy} = \frac{2 \cdot R_4}{R_3 + R_4} \cdot U_{we2} - U_{we1}$$

i dalej $R_4 = R_3$:

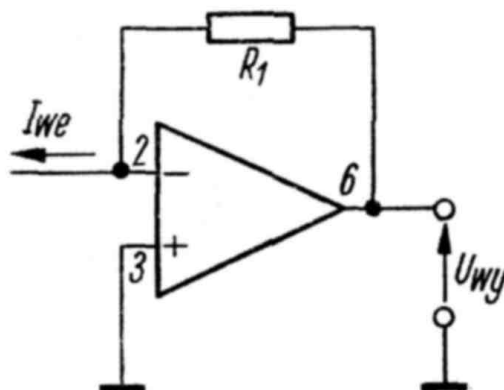
$$U_{wy} = U_{we2} - U_{we1}$$

W celu uzyskania optymalnie małego błędu wynikającego z napięcia niezrównoważenia, spowodowanego wejściowymi prądami polaryzującymi, należy dobrać (3.14):

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$$

Konwerter prąd-napięcie. Konwertery prąd-napięcie lub wzmacniacze prądu łatwo realizuje się przy użyciu wzmacniaczy operacyjnych. Istnieją dwa sposoby zamiany prądu na napięcie. Pierwszy – polega na zastosowaniu rezystora i wzmocnieniu występującego na nim spadku napięcia, drugi – zakłada zastosowanie wzmacniacza operacyjnego, w którym przetwarzany prąd jest podawany bezpośrednio do wejścia odwracającego. Metoda pośrednia zamiany $I \rightarrow U$ przy użyciu rezystora jest niewskazana choćby z tego względu, że wzmocnieniu ulega również napięcie niezrównoważenia wzmacniacza, co jest przyczyną pogorszenia dokładności.

Używając prostego konwertera $I \rightarrow U$, przedstawionego na rys. 3.5 unika się większości kłopotów. Napięcie wyjściowe U_{wy} zmienia się proporcjonalnie do wypływającego prądu wejściowego I_{we} , który jest równy prądowi przepływającemu przez rezystor R_1 .



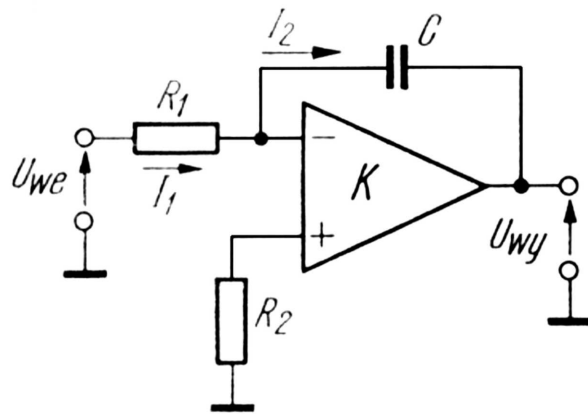
Rys. 3.5. Konwerter prąd – napięcie.

Napięcie wyjściowe jest równe:

$$U_{wy} = -\frac{I_{we}}{R_1} \quad (3.15)$$

Jedyny błąd, z jakim się należy liczyć przy tego typu konwersji, wynika z istnienia wejściowego prądu polaryzującego, który jest sumowany algebraicznie z prądem wejściowym. Rezystancja wyjściowa konwertera $I \rightarrow U$ jest bardzo mała, ponieważ układ pracuje prawie ze 100% sprzężeniem zwrotnym.

Układ całkujący. Stosując kondensator w obwodzie sprzężenia zwrotnego wzmacniacza odwracającego w sposób pokazany na rys. 3.6 otrzymamy układ całkujący.



Rys. 3.6. Układ całkujący.

Dla przedstawionego układu można napisać następujące równania:

$$\begin{aligned}
 U_{we} &= U_{R1} = I_1 \cdot R_1 \\
 I_2 &= I_1 = C \cdot \frac{dU_2}{dt} \\
 -U_2 - U_{wy} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{3.16}$$

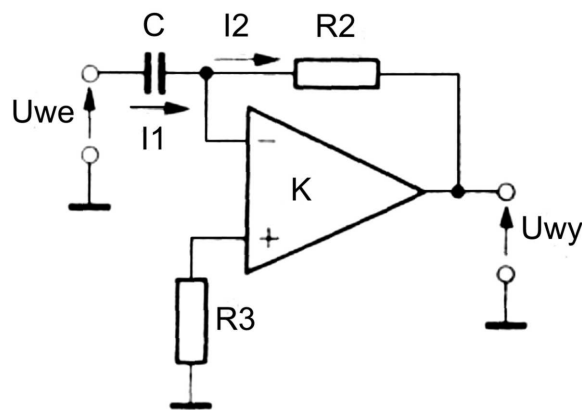
Rozwiązując powyższy układ równań otrzymamy:

$$\begin{aligned}
 U_2 &= \frac{1}{C} \int_0^t I_2 dt = \frac{1}{C} \int_0^t I_1 dt = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{U_{we}}{R_1} dt = \frac{1}{R_1 \cdot C} \int_0^t U_{we} dt \\
 U_{wy} &= -U_2 = -\frac{1}{R_1 \cdot C} \int_0^t U_{we}(t) dt = -\frac{1}{T_I} \int_0^t U_{we}(t) dt
 \end{aligned}
 \tag{3.17}$$

Zatem układ przedstawiony na rys. 3.6 jest integratorem o stałej całkowania $T_I = R_1 \cdot C$. Wartość R_2 należy dobrać równą R_1 , aby zmniejszyć błąd spowodowany wejściowymi prądami polaryzującymi.

Przykład – układ różniczkujący. Wykazać, że układ przedstawiony na rysunku jest układem różniczkującym, tzn. jego równanie przetwarzania ma postać:

$$U_{WY} = -T_D \cdot \frac{dU_{WE}}{dt}$$



1.2.5. Przykład wykorzystania wzmacniaczy operacyjnych – układ do pomiaru temperatury

1.2.5.1. Termorezystor metalowy jako przetwornik do pomiaru temperatury

Temperatura jest jedną z najczęściej mierzonych wielkości nieelektrycznych. Zakres, w którym jest mierzona w przemyśle, zwiera się w obszarze rozciągającym się od około $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ do ponad $3000\text{ }^{\circ}\text{C}$. Tak szeroki zakres mierzonej wielkości, jak i różnorodność celów, warunków oraz wymaganych dokładności pomiarów sprzyjał powstaniu ogromnej liczby różnorodnych przetworników temperatury.

Termorezystor metalowy stanowi uzwojenie wykonane z metalu (zwykle platyny, niklu, miedzi), nawinięte na kształtce z materiału izolacyjnego.

Zasada jego działania polega na zmianach rezystancji przewodnika pod wpływem temperatury. Powstałe w ten sposób zmiany rezystancji są mierzone i stanowią miarę temperatury.

Głównym powodem zmian rezystancji przewodników jest zmiana ich rezystywności ρ (na ogół pomija się zmiany wymiarów przewodu pod wpływem temperatury). Dla większości metali zależność rezystywności od temperatury opisuje z dostateczną dokładnością następująca zależność:

$$\rho_T = \rho_0 (1 + AT + BT^2 + CT^3) \quad (1)$$

ρ_T – rezystywność w temperaturze T , ρ_0 – rezystywność w temperaturze $0\text{ }^{\circ}\text{C}$, T – temperatura, A , B , C – współczynniki.

Rezystancja termorezystora jest opisana zależnością analogiczną do przytoczonej wyżej:

$$R_T = R_0(1 + AT + BT^2 + CT^3) \quad (2)$$

W pewnych zakresach temperatur i dla niektórych metali współczynniki B, C przybierają pomijalnie małe wartości, wobec czego można wtedy przyjąć, że rezystywność jest liniową funkcją temperatury.

Zmiana rezystancji termorezystora pod wpływem temperatury jest określona przez tzw. współczynnik temperaturowy rezystancji α , określający względną zmianę rezystancji przypadającą na jeden stopień zmiany temperatury:

$$\alpha = \frac{\frac{\Delta R}{R_0}}{\Delta T} \quad (3)$$

R_0 – rezystancja w temperaturze T_0 , ΔR – przyrost rezystancji na skutek przyrostu temperatury o ΔT .

Współczynnik ten określany jest w praktyce jako średni współczynnik temperaturowy rezystancji dla zakresu zmian temperatury w granicach od 0 °C do 100 °C, skąd wynika następująca postać jego definicji:

$$\alpha = \frac{\frac{R_{100} - R_0}{R_0}}{100 \text{ } ^\circ\text{C}} = \frac{1}{100} \cdot \left(\frac{R_{100}}{R_0} - 1 \right) \quad (4)$$

R_{100} , R_0 – rezystancja termorezystora odpowiednio w temperaturach 100°C i 0°C.

Metalem najlepiej spełniającym powyższe wymagania jest platyna (Pt). Ponadto do budowy termorezystorów stosuje się nikiel (Ni) i miedź (Cu). Podstawowe parametry tych metali podaje Tabela 1.

Tabela 1.

Metal	Zakres zastosowania		Rezystywność	$\frac{R_{100}}{R_0}$
	typowy	graniczny		
	°C	°C	$\mu\Omega \cdot m$ (20 °C)	-
Platyna	-200 ÷ +850	-250 ÷ +1000	0,106	1,385
Nikiel	-60 ÷ +150	-60 ÷ +180	0,0724	1,617
Miedź	-50 ÷ +150	-	0,0172	1,426

Rezystancją znamionową termorezystora jest jego rezystancja w temperaturze 0 °C. Wynosi ona z reguły 100 Ω , jakkolwiek spotyka się i inne wartości znamionowe.

Charakterystyki przedstawiające zależność rezystancji rezystorów platynowych, niklowych i miedzianych podane są w postaci odpowiednich tablic.

W przetwornikach termorezystorowych mierzona temperatura przetwarzana jest rezystancją (zmianę rezystancji), zatem zachodzi konieczność dokładnego pomiaru rezystancji (zmian rezystancji).

W klasycznych pomiarach w metrologii pomiary rezystancji termorezystorów mogą być przeprowadzane na przykład w zrównoważonych mostkach Wheatstone'a.

W układach elektroniki przemysłowej pomiar temperatury jest zwykle wykorzystywany w dalszych czynnościach procesu technologicznego, stąd też korzystniejsze jest przetworzenie rezystancji na sygnał napięciowy. W kolejnym punkcie zostanie omówiony układ przetwarzania zastosowany w pomiarze temperatury wody w łaźni wodnej.

1.2.5.2. Układ przetwarzania elektronicznego z termorezystorem Pt100

W badanym układzie regulacji temperatury użyto platynowego termorezystora Pt100. Jest to precyzyjny rezystor o dodatnim współczynniku temperaturowym o rezystancji 100Ω w temperaturze 0°C . Za wyborem tego elementu przemawia jego liniość. W interesującym nas przedziale mierzonych temperatur tj. od 20 do 80°C błąd nieliniowości nie przekracza $0,1\%$, co w omawianym przypadku rozpatrywanego układu regulacji jest do pominięcia.

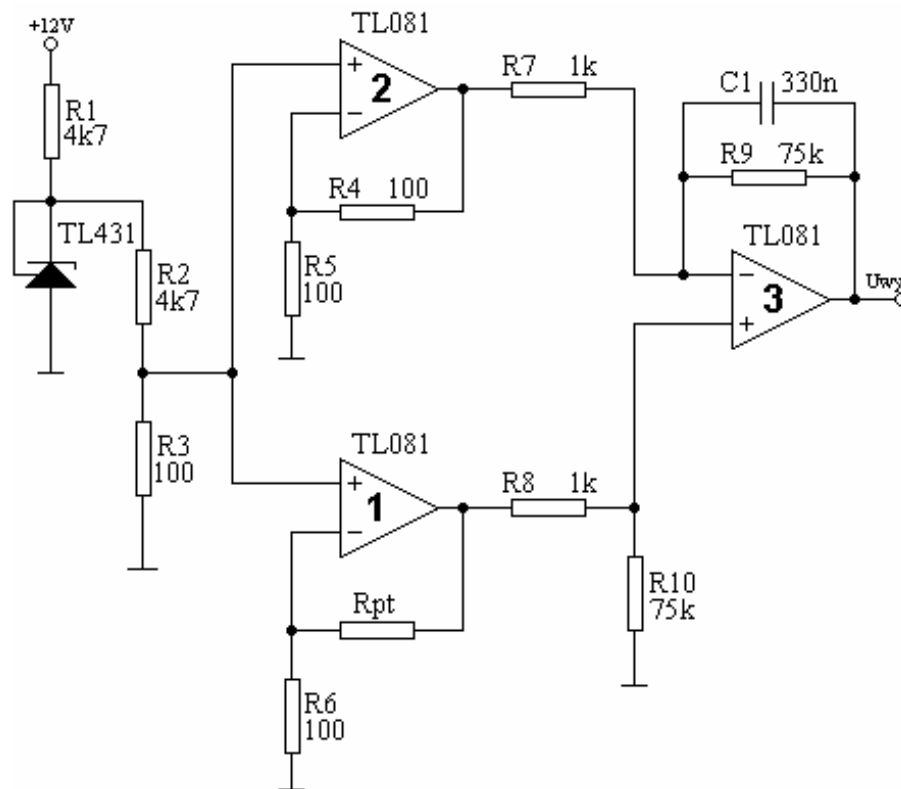
Układ przetwarzający temperaturę na napięcie przedstawiono na Rys.1. Czujnik Pt100 znajduje się w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza nieodwracającego 1. Sygnał napięciowy U_1 pojawiający się na wyjściu wzmacniacza 1 możemy zapisać w postaci:

$$U_1 = \left(1 + \frac{R_{Pt}}{R_6} \right) \cdot U_3 \quad (5)$$

R_{Pt} – rezystancja termorezystora PT100 w temperaturze T , $R_6 = 100 \Omega$, U_3 – napięcie na rezystorze R_3 .

Warto zauważyć, że prąd płynący przez termorezystor jest niezależny od temperatury i wynosi:

$$I_{Pt} = \frac{U_3}{R_6} \quad (6)$$



Rys.1. Schemat ideowy przetwornika temperatura - napięcie.

Jest to ważna z metrologicznego punktu widzenia cecha układu pomiarowego, bowiem prąd płynący przez termorezystor powoduje wydzielenie się energii, co prowadzi do wzrostu temperatury, a zatem błędu pomiaru. Dla termorezystorów o wartościach nominalnych nie większych niż 100Ω prąd ten nie powinien przekraczać $I = 1 \text{ mA}$, co odpowiada mocy traconej na termorezystorze $100 \mu\text{W}$ i nie powoduje istotnego dla błędu pomiaru wzrostu temperatury.

Napięcie U_3 wynosi:

$$U_3 = E \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad (7)$$

E – wartość napięcia wysokostabilnego źródła napięciowego TL431 ($E = 2,50 \text{ V}$), R_2 , R_3 – dzielnik napięcia.

Przy założeniu liniowości charakterystyki termorezystora ($B = C = 0$), z zależności (2) otrzymamy:

$$R_T = R_{Pt} = R_0 \cdot (1 + A \cdot T) \quad (8)$$

Przy założeniu $R_0 = 100 \Omega$ (Pt100) oraz z danych przedstawionych w Tabeli 1 można obliczyć $A = 3,85 \cdot 10^{-3} 1/^\circ\text{C}$.

Łącząc (5), (7), (8) otrzymamy:

$$U_1 = E \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot \left(1 + \frac{R_0 \cdot (1 + A \cdot T)}{R_6} \right) \quad (9)$$

W analogiczny sposób można określić napięcie U_2 na wyjściu wzmacniacza 2.

$$U_2 = E \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_5} \right) \quad (10)$$

Napięcia z wyjścia wzmacniaczy 1 i 2 są sumowane we wzmacniaczu 3 zgodnie z zależnością:

$$U_{wy} = \frac{R_9}{R_7} \cdot (U_1 - U_2) \quad (11)$$

Ostatecznie równanie przetwarzania przetwornika temperatura napięcie przyjmuje postać:

$$U_{wy} = E \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot \frac{R_9}{R_7} \cdot \left(\frac{R_0 \cdot (1 + A \cdot T)}{R_6} - \frac{R_4}{R_5} \right) \quad (12)$$

$$U_{wy} = 15,04 \cdot T \quad (13)$$

$$[U_{wy}] = mV, [T] = ^\circ\text{C}.$$

Jak można obliczyć, w zakresie zmian temperatur 20 do 80 °C projektowa zmiana napięcia na wyjściu wzmacniacza 3 wynosi 301 do 1203 mV. Zakres zmian napięcia jest odpowiedni do poziomu napięć przetwornika analogowo–cyfrowego w zastosowanej w ćwiczeniu karcie pomiarowej PCL 818L, który wynosi 0 do 1,25 V.

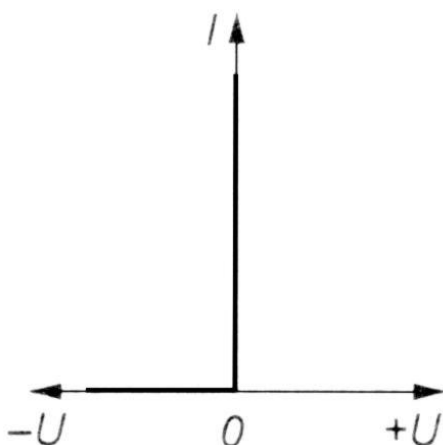
W praktyce zależność (13) przyjmuje postać:

$$U_{wy} = U_0 + b \cdot T \quad (14)$$

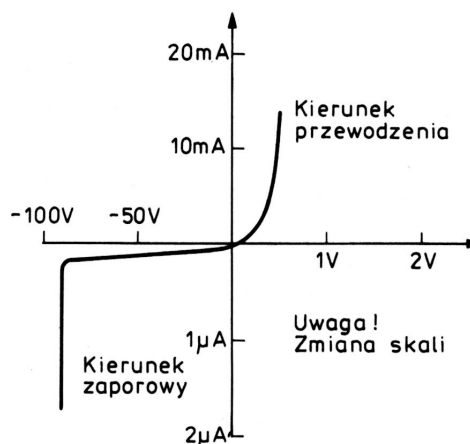
Wynika to głównie z napięć niezrównoważenia wzmacniaczy operacyjnych oraz niedokładności w doborze rezystorów.

1.3. Przetworniki prostownikowe

Prostownik jest dwójnikiem, którego rezystancja w sposób istotny zależy od polaryzacji przyłożonego do niego napięcia. Rezystancja idealnego prostownika spolaryzowanego w kierunku przepustowym wynosi zero, a w przeciwnym kierunku zaporowym – nieskończenie wiele. Teoretyczny przebieg charakterystyki prądowo-napięciowej idealnego prostownika przedstawiono na rys.1. Rzeczywiste charakterystyki powszechnie stosowanych w technice pomiarowej prostowników w postaci krzemowych diod półprzewodnikowych ilustruje rys. 2.



Rys. 1. Idealna charakterystyka napięciowo-prądowa diody.



Rys. 2. Rzeczywista charakterystyka napięciowo-prądowa diody.

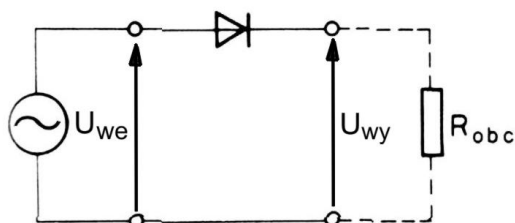
W zależności od konkretnego przeznaczenia i wykonania diody, jej prąd maksymalny w kierunku przepustowym może wynosić od kilkuset miliamperów nawet do kilkuset amperów, w kierunku zaporowym (zależnie od napięcia) od pojedynczych mikroamperów do dziesiątych części miliampera. Rezystancja w kierunku przewodzenia jest rzędu oma, napięcie przebicia w kierunku zaporowym od kilkudziesięciu do kilkuset wolt. Dioda reprezentuje sobą również pewną pojemność rzędu kilkudziesięciu pikofaradów.

1.3.1. Prostownikowe przetworniki wartości średniej

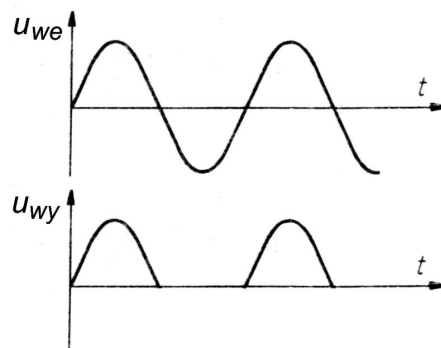
Jednym z głównych celów prostowania prądu czy napięcia przemiennego jest otrzymanie źródła energii prądu stałego, np. do zasilania trakcji elektrycznej, wanien galwanizerskich czy ładowania akumulatorów. Z pomiarowego punktu widzenia, prostowania prądu czy napięcia przemiennego dokonuje się na przykład po to, by zmierzyć

ten prąd czy napięcie miernikami prądu stałego, sterować układami pomiarowymi czy też je zasilić.

Mechanizm działania diody włączonej w układ tzw. jednopółkowego prostowania napięcia przemiennego (rys. 3) ilustruje rys. 4.



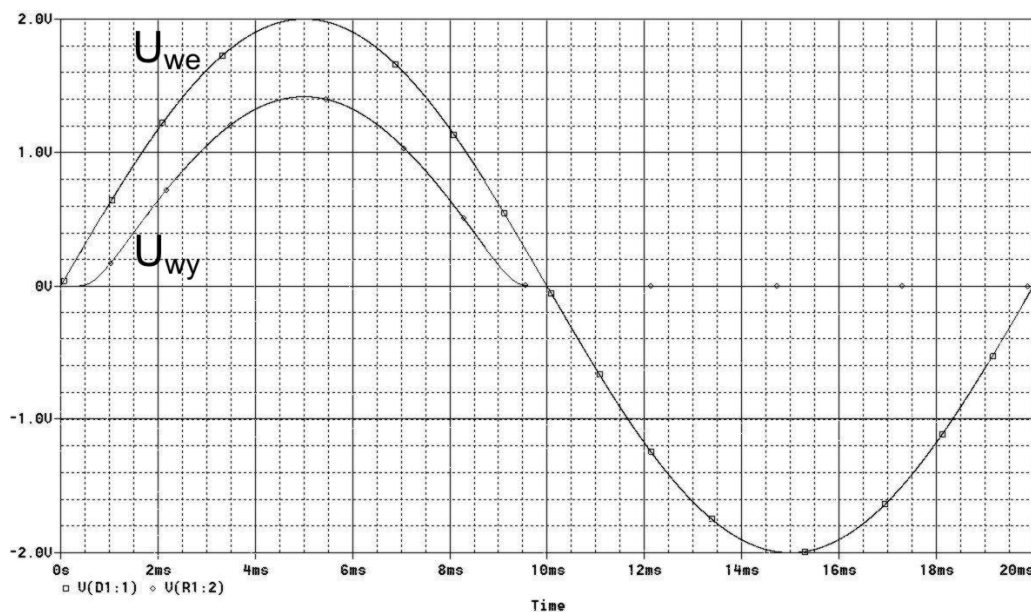
Rys. 3. Prostownik jednopółkowy.



Rys. 4. Przebiegi napięć w prostowniku jednopółkowym z idealną diodą.

Prąd płynie przez diodę tylko wtedy, gdy jest ona spolaryzowana w kierunku przewodzenia. Przy polaryzacji przeciwnej, prąd płynący w kierunku przeciwnym jest pomijalnie mały.

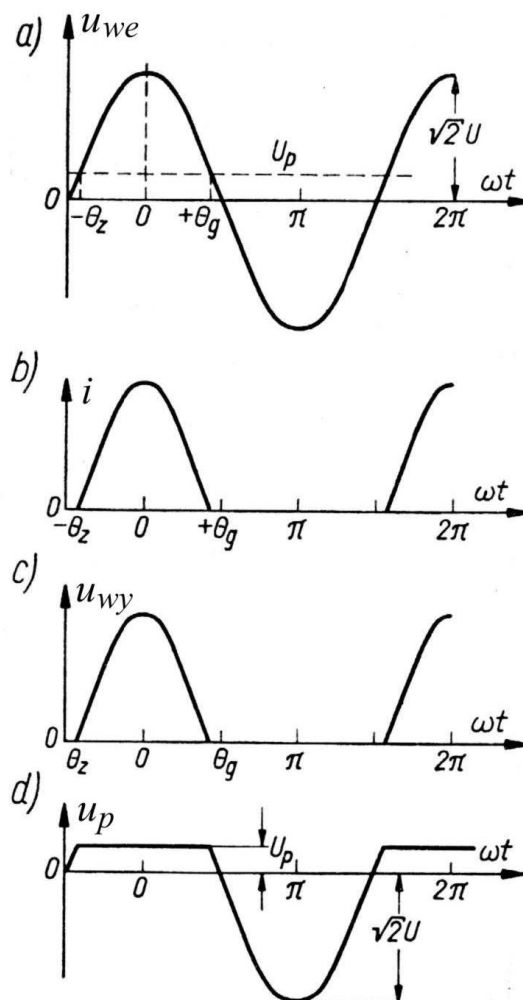
Na rys. xx przedstawiono wyniki symulacyjnych badań napięcia wyjściowego w układzie z rys. 3, uwzględniających rzeczywistą charakterystykę diody prostowniczej ($U_{wemax} = 2 \text{ V}$).



Rys. 5. Przebiegi napięć w prostowniku jednopółkowym obciążonym rezystancją: U_{we} – napięcie zasilania, U_{wy} - napięcie wyjściowe na rezystancji R_{obc} .

Uwagę zwraca znaczące obniżenie wartości napięcia wyjściowego, będące skutkiem spadku napięcia na diodzie prostowniczej w kierunku przewodzenia.

Rzeczywiste przebiegi napięć i prądu przedstawiono na rys. 6. Widoczne jest wcześniejsze odcięcie prądu „i” oraz napięcia na rezystancji obciążenia (kąt θ).



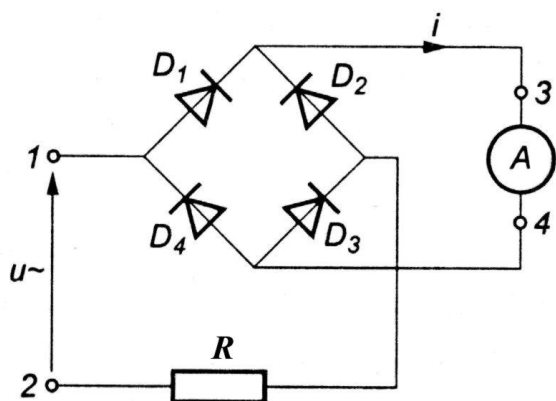
Rys. 6. Przebiegi napięć i prądów w prostowniku jednofazowym obciążonym rezystancją: a) napięcie wejściowe (zasilania), b) prąd, c) napięcie wyjściowe, d) napięcie na elemencie prostowniczym.

Fakt przerywania przepływu prądu w czasie każdego półokresu napięcia jest z wielu względów niekorzystny: w zasilaczach sprawność spada o połowę, w układach pomiarowych sygnał wyjściowy jest przerywany, a jego średnia wartość jest dwukrotnie mniejsza. Dlatego układy jednopółkowego prostowania stosowane są jedynie wyjątkowo.

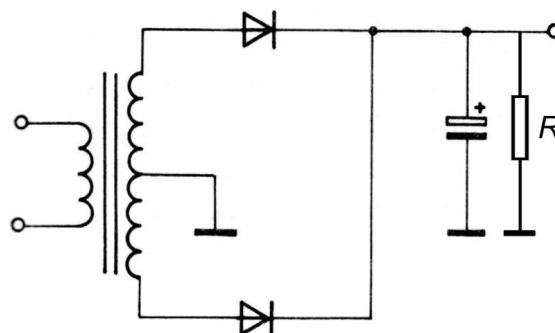
Powszechnie stosuje się układ dwupołwkowego prostowania, zwany układem mostkowym Graetza (rys. 7) lub układ prostowniczy z dzielonym uzwojeniem wtórnym transformatora.

Schemat układem mostkowego przedstawiono na rys. 7. W praktyce mostki prostownicze zwykle kupuje się jako gotowe podzespoły. W układzie tym, gdy chwilowe napięcie górnego zacisku wejściowego 1 jest dodatnie, diody D_1 i D_3 są spolaryzowane przepustowo, a pozostałe zaporowo; prąd płynie przez diodę D_1 , obwód wyjściowy, np. amperomierza prądu stałego, od zacisku 3 do 4 oraz przez diodę D_3 , rezystancję R odbiornika do zacisku 2, czyli z powrotem do źródła. W następnym półokresie dodatni potencjał otrzymuje zacisk 2, diody D_2 i D_4 zostają spolaryzowane przepustowo, a D_1 i D_3 zaporowo; prąd płynie od zacisku 2 przez rezystancję R odbiornika, diodę D_2 , obwód wyjściowy znów od zacisku 3 do 4, a więc w tym samym kierunku co poprzednio, i przez diodę D_4 oraz zacisk 1 wraca do źródła. Zauważmy, że w obwodzie zasilającym prąd płynie raz w jednym, raz w drugim kierunku, czyli prąd przemienny, a więc warunki pracy obwodu nie zostały zmienione przez wprowadzenie prostownikowego układu pomiarowego.

Układ z rys. 8 to dwupołwkowy układ prostowniczy z dzielonym uzwojeniem transformatora zasilającego. Jego napięcie wyjściowe jest połową napięcia wyjściowego układu mostkowego.



Rys. 7. Prostownik dwupołwkowy mostkowy.

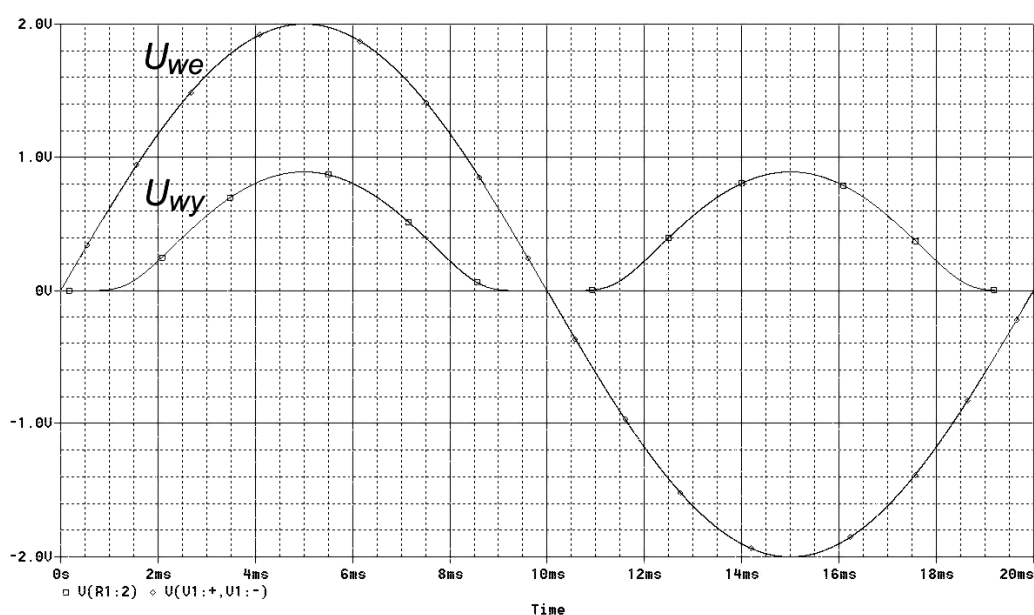


Rys. 8. Prostownik dwupołwkowy z dzielonym uzwojeniem wtórnym transformatora.

Z punktu widzenia wykorzystania transformatora sieciowego nie jest to układ najbardziej sprawny, gdyż każda połowa uzwojenia wtórnego pracuje tylko przez połowę okresu sygnału prostowanego. Stąd, prąd płynący w tym czasie przez uzwojenie wtór-

ne jest dwukrotnie większy od prądu płynącego przez uzwojenie wtórne układu dwupołkowego mostkowego. Ciepło wydzielane w uzwojeniach, obliczone z prawa Ohma, jest równe I^2R . Tak więc mamy czterokrotny wzrost wydzielanego ciepła niż w równoważnym układzie mostkowym. Należy więc wybierać transformator z obciążalnością uzwojeń 1,4 razy (pierwiastek kwadratowy z 2) większą niż dla układu mostkowego. Oprócz większych kosztów, zasilacz z tym układem będzie większy i cięższy.

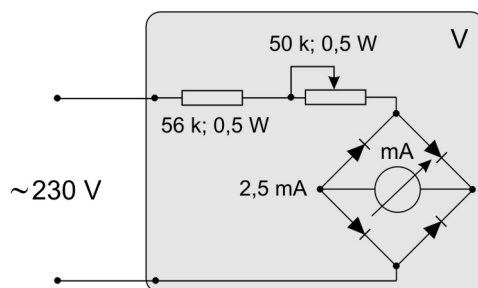
Na rys. 9 przedstawiono przebiegi napięć w dwupołkowych układach prostowniczych. Jak widać i w tym przypadku, przy małych napięciach wejściowych (zasilających), na wyjściu prostownika napięcie osiąga wartości znacznie niższe niż napięcie wejściowe.



Rys. 9. Przebiegi napięcia w prostowniku dwupołkowym.

Ponadto zależność wartości średniej prądu, a zatem i wartości średniej napięcia na obciążeniu, jako funkcja wartości skutecznej napięcia wejściowego nie jest liniowa (rys. 10). Liniowość $I_{sr} = f(U_{sk})$ jest szczególnie istotna w przypadkach zastosowań mierników z prostownikami do pomiarów skutecznych wartości przebiegów sinusoidalnych. Mierniki takie są wywzorcowane w wartościach skutecznych przebiegu sinusoidalnego.

Na rys. 10 przedstawiono schemat ideowy miernika wartości skutecznej napięcia sieciowego, mierzonej jako wartość średnia prądu przepływającego przez miliamperomierz magnetoelektryczny (miernik prądu stałego).



Rys. 10. Przykład zastosowania układu mostkowego w konstrukcji analogowego miernika napięcia sieciowego bez izolacji galwanicznej.

Zależność między średnią wartością prądu, a wartością skuteczną jest w przybliżeniu następująca:

$$I_{sr} \approx \frac{U_{sr} - 2 \cdot U_p}{R + R_p} = \frac{\frac{U_{sk}}{1,11} - 2 \cdot U_p}{R + R_p} \quad (1)$$

$U_p \approx 0,7 \text{ V}$ spadek napięcia na diodzie prostowniczej, $R = 56 \text{ k}\Omega$ – rezystor stały, R_p – rezystor regulowany o wartości maksymalnej $50 \text{ k}\Omega$.

Przyjmując, że dla $U_{sk} = 230 \text{ V}$ wartość średnia prądu miliamperomierza wynosi $I_{sr} = 2,3 \text{ mA}$ otrzymamy $R + R_p = 89,5 \text{ k}\Omega$. Po podstawieniu równanie przetwarzania można zapisać następująco:

$$I_{sr} = 0,0101 \cdot U_{sk} - 0,0156 \quad (2)$$

Maksymalny błąd bezwzględny ΔU_{sk} powstaje dla $I_{sr} = 0 \text{ mA}$, wówczas $\Delta U_{sk} = 1,54 \text{ V}$.

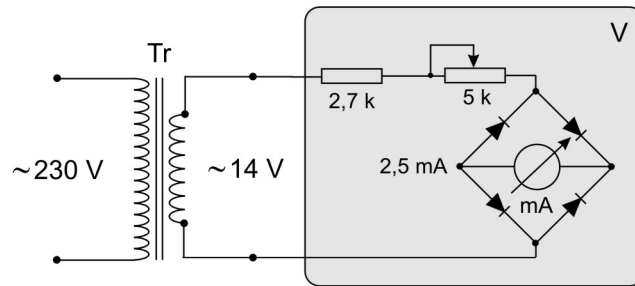
Błąd względny zakresowy wynosi:

$$\delta = \frac{\Delta U_{sk}}{Z} \cdot 100 = \frac{1,54}{250} \cdot 100 = 0,62\% \quad (3)$$

Zatem można przyjąć, że klasa niedokładności przedstawionego na rys. 10 miernika wynosi 1. Należy jednak pamiętać, że w punkcie wzorcowania ($U_{sk} = 230 \text{ V}$; $I_{sr} = 2,3 \text{ mA}$) miernik ten jest obciążony niewielkim błędem systematycznym i przypadkowym.

Założmy, że ze względu na spełnienie warunków bezpieczeństwa miernik wartości skutecznej napięcia sieciowego powinien być odizolowany galwanicznie od sieci zasilającej 230 V oraz pracować w obszarze napięć bezpiecznych. W takim przypadku stosujemy transformator separujący (rys. 11). Układ pomiarowy jest zasilany napięciem bezpiecznym (14 V). Przeprowadzając podobne obliczenia, jak dla poprzedniego

układu pomiarowego, otrzymamy: $R + R_p = 4,87 \text{ k}\Omega$, $R = 2,7 \text{ k}\Omega$, $R_p = 5 \text{ k}\Omega$.



Rys. 11. Przykład zastosowania układu mostkowego w konstrukcji analogowego miernika napięcia sieciowego z izolacją galwaniczną.

Uwzględniając przekładnię znamionową przekładnika napięciowego K (transformatora Tr) równanie przetwarzania ma postać:

$$I_{sr} \approx \frac{U_{sr} - 2 \cdot U_p}{R + R_p} = \frac{\frac{U_{sk}}{1,11 \cdot K} - 2 \cdot U_p}{R + R_p} \quad (4)$$

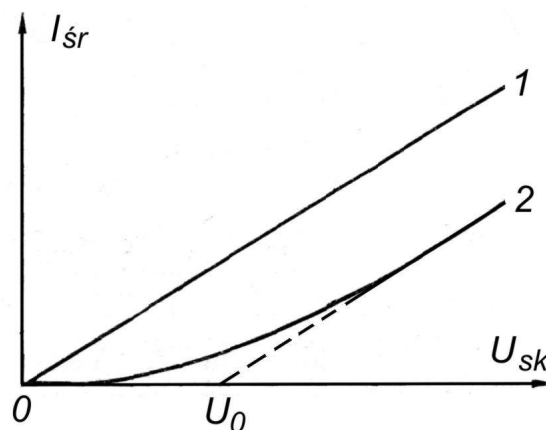
$$I_{sr} = 0,0113 \cdot U_{sk} - 0,287$$

Maksymalny błąd bezwzględny ΔU_{sk} powstaje dla $I_{sr} = 0 \text{ mA}$, wówczas $\Delta U_{sk} = 25,5 \text{ V}$.

Błąd względny zakresowy wynosi:

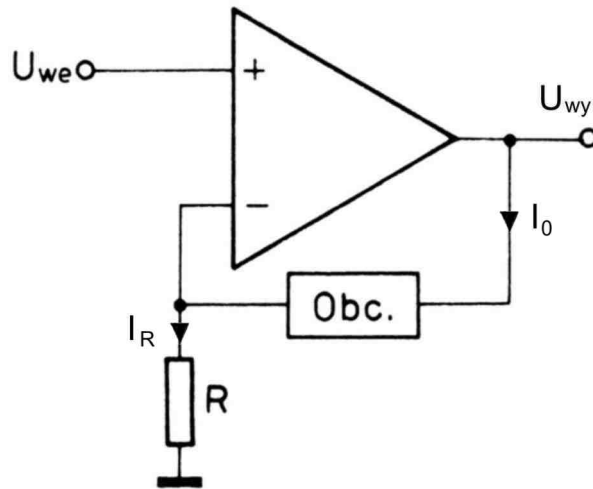
$$\delta = \frac{\Delta U_{sk}}{Z} \cdot 100 = \frac{25,5}{250} \cdot 100 = 10,2\% \quad (5)$$

Tak skonstruowany woltomierz jest przyrządem pozaklasowym. Tak duży błąd systematyczny wynika z porównywalności spadku napięcia na dwóch diodach w mostku prostowniczym z wartością skuteczną na wtórnym uzwojeniu transformatora. Opisany problem ilustruje rys. 12.



Rys. 12. Zależność średniego prądu miliamperomierza od wartości skutecznej napięcia na uzwojeniu wtórnym transformatora: 1 – dioda idealna, 2 – dioda rzeczywista, $U_0 \approx 1,11 \cdot 1,4 \text{ V}$.

Powstały problem można rozwiązać włączając układ prostownika w pętlę sprzężenia zwrotnego przetwornika napięcia-prąd (rys. 13).



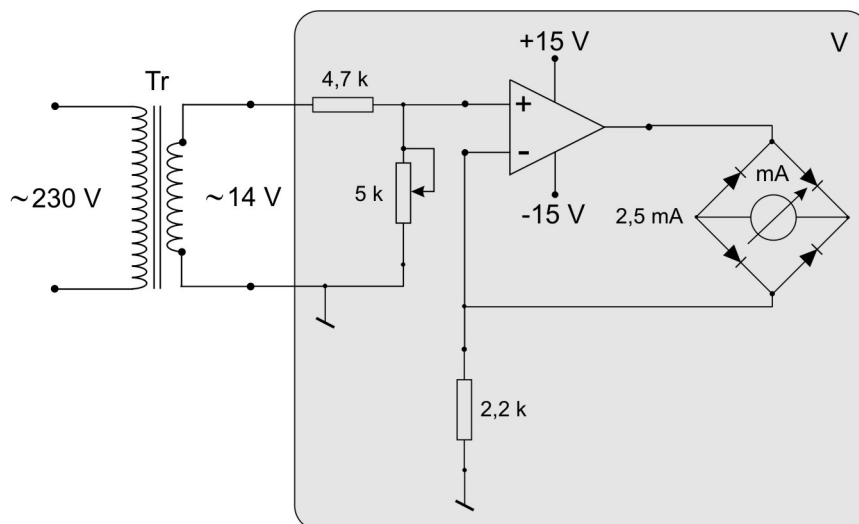
Rys. 13. Przetwornik napięcie prąd.

Przetwornik ten realizuje zależność:

$$I_0 = \frac{U_{we}}{R} \quad (6)$$

Przy zadanym napięciu wejściowym wartość prądu I_0 jest stała, niezależna od obciążenia, również w postaci prostownika z miliamperomierzem.

Realizację układową przedstawiono na rys. 14.



Rys. 14. Układ pomiaru napięcia sieciowego z izolacją galwaniczną z zastosowaniem wzmacniacza operacyjnego.

Dla przedstawionego układu można napisać układ równań:

$$\begin{aligned}
U_{sk0} &= K \cdot U_{sk} \\
U_{we} &= \frac{R_p}{R_p + R_1} \cdot U_{sk0} \\
I_o &= \frac{U_{we}}{R} \\
I_{sr} &= \frac{I_o}{1,11}
\end{aligned} \tag{7}$$

z którego można wyprowadzić równanie przetwarzania:

$$I_{sr} = 0,901 \cdot \frac{R_p}{K \cdot R \cdot (R_p + R_1)} = 0,0100 \cdot U_{sk} \tag{8}$$

$K = 16,4$ – przekładnia znamionowa, $R = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_p = 3,15 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$, $[U_{sk}] = V$, $[I_{sr}] = mA$.

Zmieniając skalę miliamperomierza 0 do 2,5 mA na 0 do 250 V otrzymujemy liniowy woltomierz wartości skutecznej o zakresie pomiarowym 0 do 250 V.

1.3.2. Prostownikowe przetworniki wartości skutecznej (true RMS)

Aby możliwe było przetwarzanie przy użyciu przetwornika prostownikowego wartości skutecznej, to zgodnie z definicją:

$$U_{sk} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \tag{9}$$

średnia wartość wyprostowanego prądu musi być proporcjonalna do całki z kwadratu napięcia:

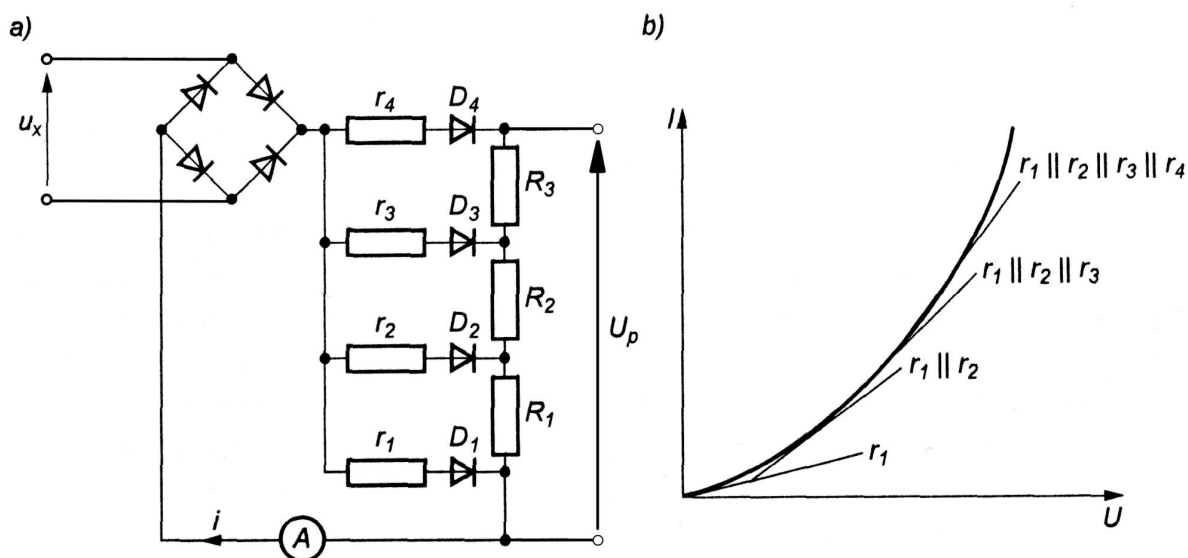
$$I_{sr} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T a \cdot u^2(t) dt \tag{10}$$

czyli charakterystyka prądowo-napięciowa przetwornika musi być parabolą:

$$i = a \cdot u^2 \tag{11}$$

Charakterystykę taką można uzyskać za pomocą układu przedstawionego na rys. 15a, aproksymując ją odcinkami prostych, jak na rys. 15b. Diody D1 do D4 są polaryzowane różnicą napięcia mierzonego u_x i napięcia odpowiedniego stopnia rezystancyjnego dzielnika R1 do R3, zasilanego ze źródła napięcia pomocniczego U_p . Gdy napięcie u_x jest większe od zera przewodzi dioda D1, włączając w obwód prądu rezystancję r_1 , a

gdy przewyższy spadek napięcia na rezystorze R2 dzielnika, również dioda D2 zostanie spolaryzowana przepustowo i włączy w obwód prądu rezystancję $r_2 + R_1$ równoległe do r_1 .



Rys. 15. Prostownikowy przetwornik wartości skutecznej: a) schemat, b) aproksymacja charakterystyki parabolicznej.

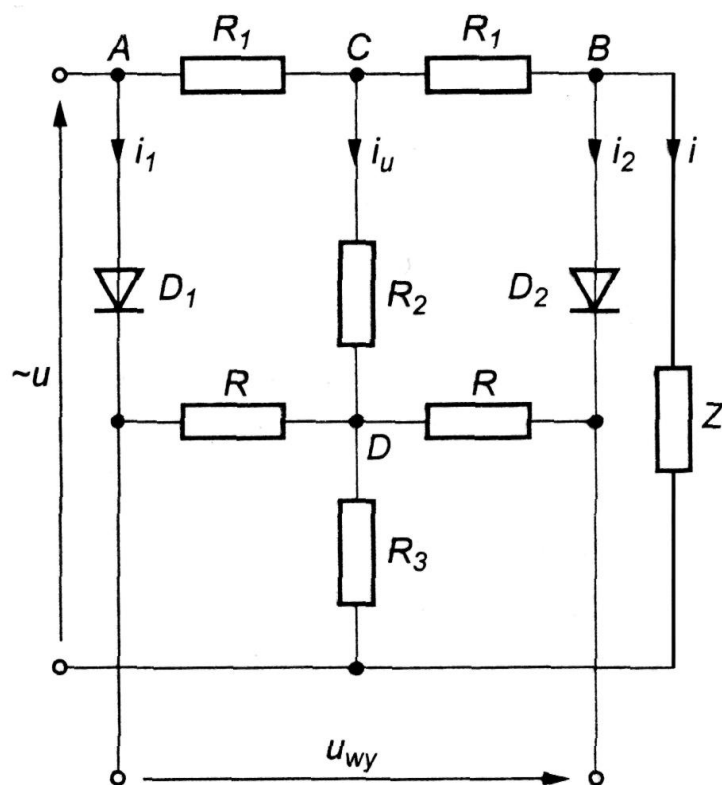
W miarę dalszego wzrostu napięcia zostają spolaryzowane w kierunku przepustowym kolejne diody D3 i D4, które włączają w obwód prądu równoległe kolejne, odpowiednio dobrane, rezystancje r_3 i r_4 (oraz R2 i R3), zmieniając nachylenia prostych odcinków charakterystyki, składających się na wypadkowy kształt paraboli (rys.15b). Liczba odcinków aproksymacji wynosi w praktyce 4 do 8.

1.3.3. Prostownikowe przetworniki mocy

Układ prostownikowego przetwornika mocy czynnej wydzielanej w odbiorniku o impedancji Z, zasilanej napięciem $u(t)$ przez którą płynie prąd przemienny $i(t)$, przedstawiono na rys. 16.

Przyjmijmy wstępnie następujące założenia:

- prądy i_1, i_2, i_3 są pomijalnie małe w porównaniu z prądem i ,
- zastosowane diody pracują w początkowym parabolicznym zakresie charakterystyki $i = a \cdot u^2$, w punkcie pracy ustalonym rezystancjami R,
- parametr „a” obu diod ma taką samą wartość.



Rys. 16. Układ prostownikowego przetwornika mocy.

Płynące w gałęziach prądy wynoszą:

$$i_1 = a \cdot u_{AD}^2 \quad (12)$$

$$i_2 = a \cdot u_{CD}^2$$

$$i_u = \frac{u}{R_2 + R_3} \quad (13)$$

Napięcie wyjściowe jest równe:

$$u_{wy} = R \cdot (i_1 - i_2) \quad (14)$$

Z (12) i (14):

$$u_{wy} = R \cdot a \cdot (u_{AD}^2 - u_{BD}^2) \quad (15)$$

Biorąc pod uwagę:

$$\begin{aligned} u_{AD} &= u_{CD} + u_{AC} = i_u \cdot R_2 + i \cdot R_1 \\ u_{BD} &= u_{CD} - u_{AC} = i_u \cdot R_2 - i \cdot R_1 \end{aligned} \quad (16)$$

i wstawiając do (15) otrzymamy:

$$u_{wy}(t) = \frac{4 \cdot a \cdot R \cdot R_1 \cdot R_2}{R_2 + R_3} \cdot u(t) \cdot i(t) \quad (17)$$

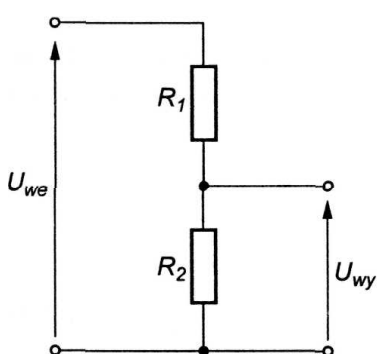
Po dwupółkowym wyprostowaniu tego napięcia otrzymamy jego wartość średnią:

$$U_{wysr} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u_{wy}(t) dt = \frac{4 \cdot a \cdot R \cdot R_1 \cdot R_2}{R_2 + R_3} \cdot \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u(t) \cdot i(t) dt = c \cdot P \quad (18)$$

proporcjonalną do mocy czynnej wydzielanej na impedancji Z.

Zagadnienia i pytania do pkt. 1

1. Definicja przetwornika pomiarowego.
2. Definicja dzielnika.
3. Do wyjścia dzielnika przedstawionego na rysunku ($R_1 = 9 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$) dołączono woltomierz o rezystancji wejściowej $R_V = 100 \text{ k}\Omega$:
 - obliczyć napięcie wyjściowe przed dołączeniem woltomierza,
 - narysować schemat zastępczy układu pomiarowego po dołączeniu woltomierza,
 - obliczyć napięcie wyjściowe po dołączeniu woltomierza,
 - obliczyć błąd względny pomiaru napięcia po dołączeniu woltomierza.



4. Definicja przekładnika napięciowego.
5. Definicja przekładnika prądowego.
6. Dlaczego nie wolno rozwierać obwodu wtórnego przekładnika prądowego?
7. Wyprowadzić zależność na wzmacnienie napięciowe k_U wzmacniacza odwracającego przy założeniu $k \rightarrow \infty$, $U_E \rightarrow 0$ (k – wzmacnienie wzmacniacza przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego, U_E – napięcie między wejściem odwracającym i nieodwracającym).
8. Narysować układ prostownika jednopółkowego oraz prostownika jednopółkowego liniowego; na wspólnym wykresie przedstawić:
 - przebiegi czasowe na wejściu i wyjściu prostowników: $u_{WE}(t) = U \cdot \sin \omega t$; $u_{WY} = f(t)$; $u_{WYI} = f(t)$.
 - charakterystyki statyczne: $U_{WY} = f(U_{SK})$; $U_{WYI} = f(U_{SK})$.
9. Narysować układ rezystancyjnego dzielnika napięcia współpracującego z wzmacniaczem nieodwracającym o wzmacnieniu $k_U = 1$; wyprowadzić zależność $U_{WY} = f(U_{WE})$ dla danych z pkt. 3. Porównać rezultat z wynikiem uzyskanym w pkt. 3.

10. Narysować układ do pomiaru wartości skutecznej napięcia sieciowego z izolacją galwaniczną; wyprowadzić zależność $I_{SR} = f(U_{SK})$; na rysunku zaznaczyć niezbędne do wyprowadzenia wielkości: napięcia, prądy, rezystancje.

2. MIERNIKI ANALOGOWE

2.1. Wprowadzenie

2.1.1. Określenia

Miernikami analogowymi nazywa się mierniki, których wskazania są funkcją ciągłą wartości wielkości mierzonej. Również mierniki, których zmiany wskazań następują małymi skokami, a nie są to mierniki o wskazaniu cyfrowym, uważa za analogowe.

Podzespół miernika, w którym pod wpływem wielkości mierzonej następuje odchylenie wskazówki (materialnej lub świetlnej), zależne od wartości mierzonej, nazywa się ustrojem pomiarowym. Część ruchoma ustroju pomiarowego nosi nazwę organu ruchomego. W zależności od zasady fizycznej działania rozróżnia się ustroje: magnetoelektryczne, elektromagnetyczne, elektrodynamiczne, ferrodynamiczne i elektrostatyczne. Różnią się one między sobą nie tylko budową, lecz także właściwościami metrologicznymi.

Mierniki analogowe, obok podziału w zależności od rodzaju ustroju można podzielić na mierniki o działaniu bezpośrednim i mierniki o działaniu pośrednim.

Mierniki o działaniu bezpośrednim są to mierniki, w których energia potrzebna do odchylenia organu ruchomego ustroju pomiarowego jest czerpana bezpośrednio z obwodu kontrolowanego. Są to zwykle przyrządy o strukturze otwartej (por. p. 3.4) i często nazywane miernikami elektromechanicznymi. Ich parametry techniczne są podane w normie PN-92/E-06501/01/09.

Mierniki analogowe o działaniu pośrednim są to mierniki, w których wielkość mierzona steruje wielkością pomocniczą dostarczającą energię niezbędną do przesunięcia organu ruchomego. Są to przyrządy o strukturze zamkniętej i noszą nazwę mierników elektronicznych. Ich parametry techniczne podano w normie PN-86/T-06500/01 do PN-86/T-06500/10.

2.1.2. Odczyt analogowy

Urządzenie odczytowe w miernikach analogowych składa się z podzielnicy (częściej nazywanej skalą) z naniesioną nań podziałką oraz wskazówki.

Podziałka jest to uporządkowany zbiór znaków (najczęściej kresek) przy czym, dla ułatwienia odczytu, niektóre z nich są oznaczone cyframi. Podziałki są wykonywa-

ne zgodnie z normą PN-74/M-54303 [52]. Część podziałki objęta dwoma sąsiednimi wskazami nazywa się elementarną działką. Ze względu na wygodę odczytu, jednej działce podziałki powinna odpowiadać wartość X wielkości mierzonej równa:

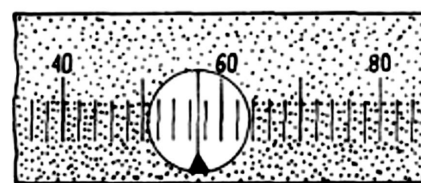
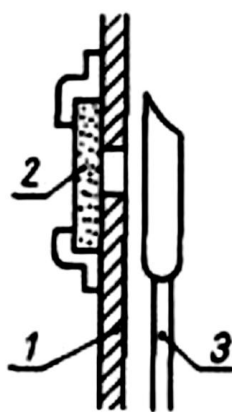
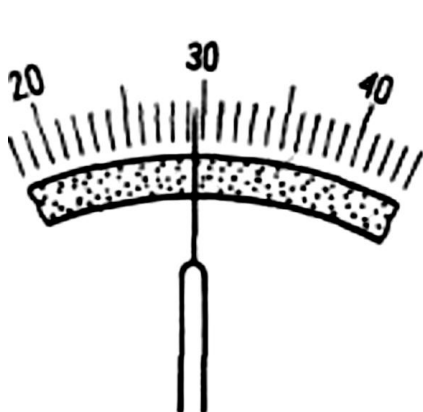
$$X = c \cdot 10^n \quad (6.1)$$

gdzie: $c = 1$ lub 2 lub 5 ; n — dowolna liczba całkowita dodatnia lub ujemna.

Długość podziałki i liczba działek jest ściśle związana z klasą miernika. Podziałki mierników klasy 0,1 mają długość od 200 mm do 300 mm i 150 do 200 działek, klasy 0,2 — około 150 mm i 100 do 120 działek, a podziałki mierników pozostałych klas mają długość od 60 mm do 120 mm i od 40 do 120 działek.

Wskazówki mierników mogą być materialne lub świetlne (rys. 6.1).

Wskazówki materialne wykonuje się najczęściej z rurek lub blach duralowych.



Rys. 6.1a. Urządzenia odczytowe w miernikach analogowych ze wskazówką materialną: 1 — podzielnia, 2 — lustro, 3 — wskazówka.

Rys. 6.1b. Urządzenia odczytowe w miernikach analogowych ze wskazówką świetlną.

Kreski działkowe podziałki są cienkie i dlatego jest wymagane cienkie zakończenie wskazówki. Najczęściej jest ona spłaszczona na końcu i ma kształt noża. Aby zakończenie wskazówki było lepiej widoczne, grzbiet jej pokrywa się czarną lub czerwoną farbą.

Jeżeli kierunek patrzenia przy odczytywaniu wskazania nie jest prostopadły do podzielnia, to obserwator widzi niewłaściwe miejsce podziałki. Powstaje przy tym błąd odczytu zwany błędem paralaksy. W celu uniknięcia tego błędu, pod szczeliną przebiegającą wzdłuż podziałki umieszcza się niekiedy lustro. Podczas odczytywania obserwator powinien uważać, aby wskazówka pokrywała się ze swoim odbiciem w lustrze.

Błąd paralaksy nie występuje w miernikach ze wskazówką świetlną („plamką świetlną”). W takich miernikach wiązka promieni świetlnych z żarówki pada przez układ optyczny i przesłone na niewielkie lustro umocowane na organie ruchomym. Na podzielni jest widoczna plamka świetlna podzielona czarną kreską, będącą odbiciem w lustrze cienkiej nici umieszczonej w przesłonie układu optycznego. Odchylenie się organu ruchomego wywołuje przesuwanie się plamki wzdłuż podziałki miernika.

Obserwator dokładnie odczytuje wartość wskazaną tylko wtedy, kiedy koniec wskazówki materialnej lub kreska plamki świetlnej pokrywa się z kreską działkową. Jeżeli koniec wskazówki znajduje się między kreskami, odczytu dokonuje się szacunkowo interpolując wzrokowo odstęp między nimi. Najmniejszą część działki, którą można odczytać nazywa się zdolnością rozdzielczą podziałki. Zbyt mała zdolność rozdzielcza powoduje zwiększenie błędu odczytu, nadmiernie duża zaś zwiększa wymiary podziałki, a tym samym obniża ekonomiczne wskaźniki miernika (duże gabaryty). Zwykle przyjmuje się, że zdolność rozdzielcza podziałek jest nie większa niż 0,1 działki (co odpowiada długości około 0,1 mm). Mimo, że teoretycznie w miernikach analogowych istnieje nieskończenie wiele położeń wskazówki względem podziałki, to na skutek ograniczonej zdolności rozdzielczej można posługiwać się tylko ograniczoną liczbą dyskretnych wskazań. Jest to jedna z wad odczytu analogowego.

2.1.3. Oznaczenia i symbole na miernikach

W celu poinformowania użytkownika o rodzaju miernika i jego właściwościach metrologicznych, zgodnie z normą PN-92/E-06501/01, w widoczny miejscu na podzielni lub obudowie powinny być umieszczone, między innymi następujące dane:





- symbol legalnej jednostki wielkości mierzonej (np. A, V, W itp.);
- nazwa lub znak wytwórcy;
- numer fabryczny, a dla mierników o wskaźniku klasy dokładności 0,3 i mniejszym
 - data produkcji (co najmniej rok);
- symbol rodzaju miernika i ewentualnie przetwornika pomiarowego;
- symbol klasy dokładności;
- symbol rodzaju prądu i liczby ustrojów pomiarowych;

- symbol napięcia probierczego obwodów pomiarowych względem obudów
- oznaczenie fabryczne typu.

Symbole umieszczane na miernikach są zawarte w normie PN-92/E-06501. Najważniejsze z nich podano w tabelicy 6.1.

Tablica 6.1. Najważniejsze oznaczenia spotykane na skalach mierników.

Symbol	Znaczenie	Symbol	Znaczenie
	Miernik magnetoelektryczny o ruchomej cewce		Miernik magnetoelektryczny z elementami elektronicznymi w obwodzie pomocniczym
	Miernik magnetoelektryczny ilorazowy		Miernik elektromagnetyczny
	Miernik magnetoelektryczny z przetwornikiem termoelektrycznym		Miernik elektrodynamiczny
	Miernik magnetoelektryczny z przetwornikiem prostownikowym		Miernik ferromagnetyczny
	Miernik magnetoelektryczny z elementami elektronicznymi w obwodzie pomiarowym		Miernik elektrostatyczny
	Pionowe położenie pracy miernika		Napięcie probiercze izolacji miernika, np. 2 kV
	Poziome położenie pracy miernika		Odsyłacz do oddzielnego dokumentu
	Miernik prądu stałego	Fe	Miernik do zainstalowania w tablicy ferromagnetycznej
	Miernik prądu przemiennego	NFe	Miernik do zainstalowania w tablicy nieferromagnetycznej
3~1E†	Miernik o jednym ustroju przeznaczony dla obwodu trójfazowego trzyprzewodowego	1,5	Symbol klasy dokładności (np. 1,5) w przypadku, gdy błąd dopuszczalny miernika wyraża się w % końcowej wartości zakresu pomiarowego

3N~3E+	Miernik o trzech ustrojach przeznaczony dla obwodu trójfazowego czteroprzewodowego		Symbol klasy dokładności (np. 1,5) w przypadku, gdy błąd dopuszczalny miernika wyraża się w % wartości wielkości mierzonej
	Ekran magnetyczny		Symbol klasy dokładności (np. 1) w przypadku, gdy błąd dopuszczalny miernika wyraża się w % długości podziałki
	Ekran elektrostatyczny		

2.2. Ustroje pomiarowe mierników elektromechanicznych

Obecnie najczęściej stosuje się ustroje pomiarowe typu:

- magnetoelektrycznego,
- elektromagnetycznego,
- elektrodynamicznego,
- ferrodynamicznego,
- indukcyjnego,
- elektrostatycznego.

Dwa pierwsze z nich są najbardziej rozpowszechnione, z tym że ustrój magnetoelektryczny ma bardzo wiele rozwiązań konstrukcyjnych, przeznaczonych do pomiaru różnych wielkości elektrycznych. Zostaną one dosyć dokładnie omówione. Zasada działania wymienionych ustrojów pomiarowych oparta jest na przetwarzaniu energii pól elektromagnetycznych, magnetycznych i elektrostatycznych na siły lub momenty mechaniczne.

2.2.1. Ustrój magnetoelektryczny o ruchomej cewce

Zasada działania ustroju magnetoelektrycznego oparta jest na wykorzystaniu sił działających na przewodnik z prądem umieszczony w polu magnetycznym. Siłę tę określa równanie

$$f = B \cdot I \cdot l$$

dla przypadku prostopadłości przewodnika z prądem i pola magnetycznego.

Taka konfiguracja jest najczęściej spotykana w ustrojach magnetoelektrycznych (rys. 4.13a).

Jeżeli ruchoma cewka zawiera z zwojów i jej średnica wynosi d wówczas otrzymuje się moment napędowy M_n :

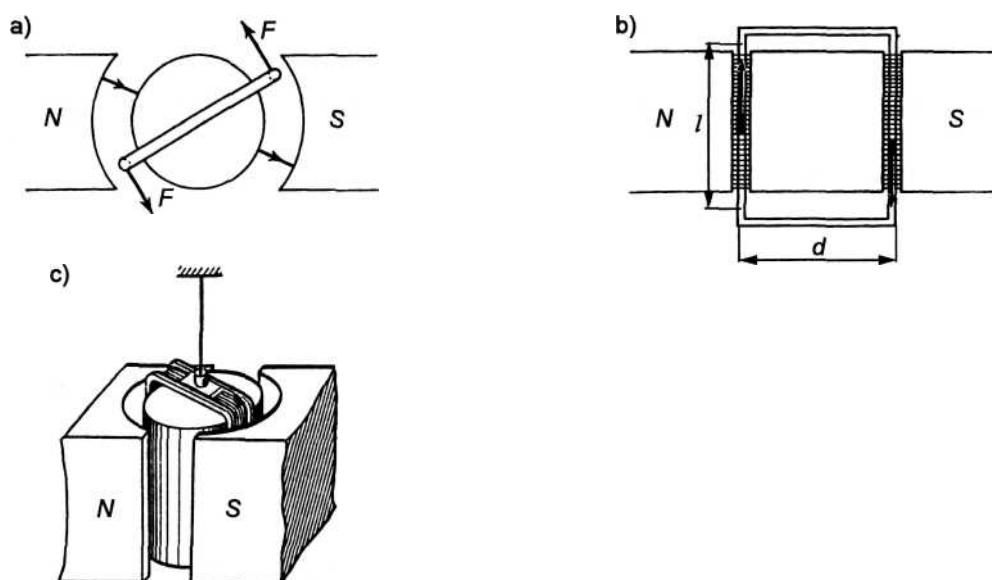
$$M_n = B \cdot z \cdot d \cdot I \cdot l$$

W tym przypadku l określa czynną długość boku cewki o liczbie zwojów z (rys. 4.13b i c).

Moment zwracający określa zależność:

$$M_z = k \cdot \alpha$$

k – stała sprężystości.



Rys. 4.13. Siły działające na cewkę ustroju magnetoelektrycznego w równomiernym polu magnetycznym: a – pole magnetyczne w szczelinie powietrznej; b - wymiary czynne cewki; c - konstrukcja ustroju; oznaczenia: Z – głębokość zanurzenia cewki w polu magnetycznym, d - średnica ramki

Wskazanie ustalone zachodzi dla:

$$M_n = M_z$$

Stąd dla indukcji $B = \text{const.}$ otrzymamy:

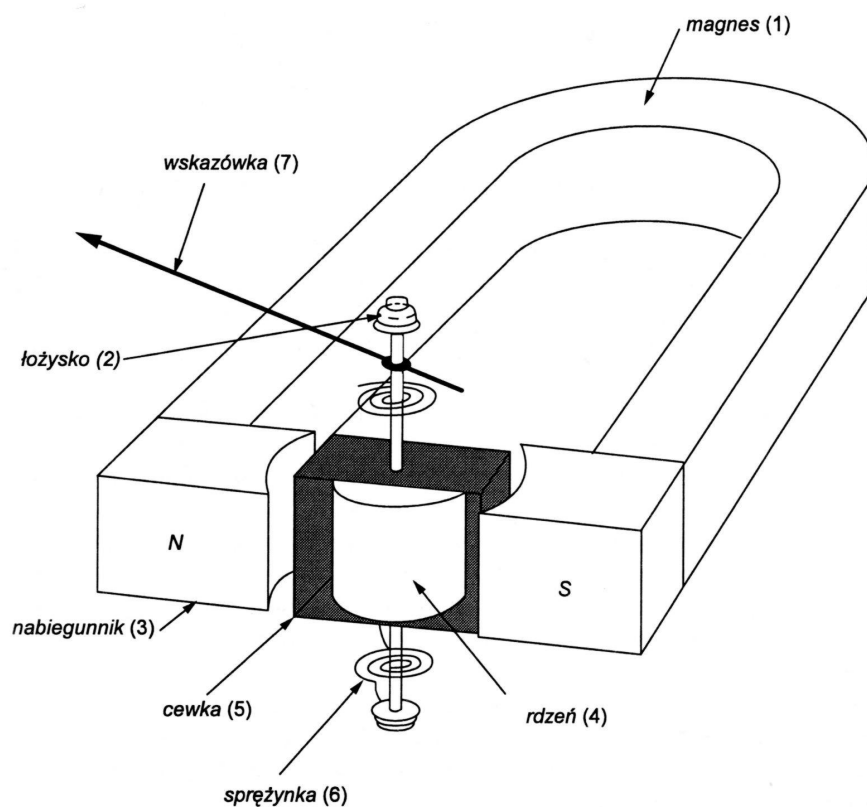
$$\alpha = \frac{B \cdot z \cdot d \cdot l}{k} \cdot I = c \cdot I$$

c – stała przetwarzania.

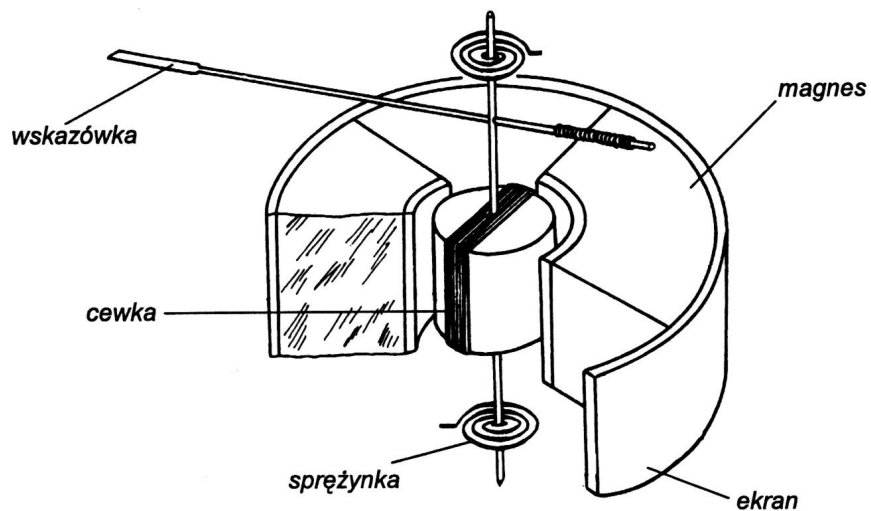
Podziałka jest liniowa, a kąt nachylenia charakterystyki $\alpha = f(I)$ określa stała konstrukcyjna c .

Budowa ustroju magnetoelektrycznego. Każdy ustrój magnetoelektryczny zawiera cewkę, która zazwyczaj jest nawinięta na prostokątnym korpusie aluminiowym (inna nazwa karkas). W niektórych konstrukcjach, np. w czułych galwanometrach, cewka nie ma korpusu aluminiowego, lecz jej żądany kształt utrzymują same zwoje, które są wzajemnie mocno sklejone. Uzwojenie wykonane jest z cienkiego drutu miedzianego. Ogólny przekrój miernika magnetoelektrycznego przedstawiono na rys. 4.14 i 4.15.

Magnesy trwałe wykonuje się z materiałów magnetycznie twardych. Do niedawna stosowano stale stopowe, np. wolframowe, chromowe lub kobaltowe. Wadą obwodów magnetycznych z tymi magnesami były ich znaczne wymiary, co związane jest z koniecznością uzyskania maksymalnej energii magnetycznej w szczelinie [1] (rys. 4.14).



Rys. 4.14. Ustrój pomiarowy magnetoelektryczny



Rys. 4.15. Konstrukcja ustroju magnetoelektrycznego o ruchomej cewce z magnesami AlNi lub AlNiCo

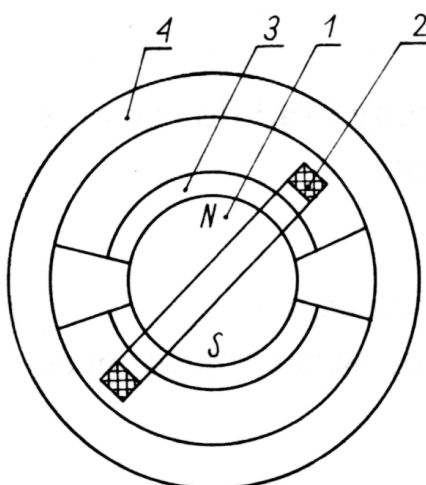
Pod tym względem znacznie lepsze właściwości wykazują magnesy wykonane ze stopów żelaza i aluminium z dodatkiem niklu lub niklu i kobaltu (magnesy stopowe AlNi i AlNiCo, rys. 4.15). W ostatnim okresie opracowano materiały na magnesy

trwałe z dodatkiem pierwiastków ziem rzadkich. Mają one szczególnie dużą gęstość energii magnetycznej [10].

Magnesy stopowe typu AlNi są nieobrabilne; poddaje się je jedynie szlifowaniu, dlatego też są one zawsze zaopatrzone w nabiegunniki, wykonane z miękkiego żelaza, które stanowią jednocześnie element konstrukcyjny, do którego mocuje się inne podzespoły ustroju pomiarowego. Kształt magnesu jest ściśle związany z konstrukcją miernika.

Szczelinę powietrzną magnesu tworzy przestrzeń pomiędzy nabiegunnikami i rdzeniem, który kształtuje przebieg indukcji. Rdzeń mocuje się do tzw. rdzeniotrzy-maka, który stanowi element łączący organ ruchomy z częścią stałą ustroju pomiarowego. Rdzeń wykonany jest z materiału magnetycznie miękkiego, o właściwościach zbliżonych do materiałów stosowanych na nabiegunniki.

Istnieje inna konstrukcja ustroju pomiarowego, w której rdzeń jest magnesem - rys. 4.16.



Rys. 4.16. Konstrukcja ustroju magnetoelektrycznego o wewnętrznym magnesie: 1 – magnes, 2 – cewka, 3 – nabiegunniki, 4 – pierścień.

W tym przypadku pierścień z materiału magnetycznie miękkiego otacza magnes rdzeniowy i cewkę. Taki ustrój nazywa się ustrojem o magnesie wewnętrznym. Charakteryzuje się on dobrym wykorzystaniem strumienia magnetycznego magnesu trwałego oraz znaczną odpornością na wpływy zewnętrznych pól magnetycznych. Dobre wykorzystanie strumienia magnetycznego umożliwia użycie stosunkowo niewielkich magnesów rdzeniowych o masie od 10 do 50 g. Wadą ustrojów pomiarowych o ma-

gniesie wewnętrznym jest nierównomierność podziałki, która związana jest z nierównomiernym rozkładem indukcji magnetycznej wzdłuż szczeliny powietrznej (zbliżony do funkcji cosinus).

W ustroju magnetoelektrycznym opór cewki R_c , podobnie jak indukcja B oraz stała zwracania k , są zależne od temperatury, co ujmują zależności:

$$\begin{aligned}R_c &= R_{c0} \cdot (1 + \alpha_c \cdot \Delta T); & \alpha_c &= 4 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1} \\B &= B_{c0} \cdot (1 + \alpha_B \cdot \Delta T); & \alpha_B &= -1 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1} \\k &= k_0 \cdot (1 + \alpha_k \cdot \Delta T); & \alpha_k &= -3 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}\end{aligned}$$

R_{c0} , B_0 , k_0 – odpowiednio wartości oporu cewki, indukcji i stałej zwracania w temperaturze odniesienia T_0 , ΔT – różnica temperatur, α_c , α_B , α_k – stałe temperaturowe oporu cewki, indukcji oraz stałej zwracania sprężynek.

W związku z powyższym każdy miernik z ustrojem magnetoelektrycznym będzie wykazywał pewien błąd temperaturowy. Wartość tego błędu w głównej mierze zależy od układu pomiarowego miernika, co wiąże się z funkcją przyrządu - amperomierz bezpośredni, amperomierz z układem pomiarowym, miliwoltomierz, woltomierz - oraz z rodzajem ustroju pomiarowego. Aby określić błąd w każdym z wyżej wymienionych przypadków, należy przeprowadzić odpowiednią analizę wpływu temperatury na R_c , B oraz k , co z kolei pozwoli na precyzyjne określenie właściwości temperaturowych całego miernika.

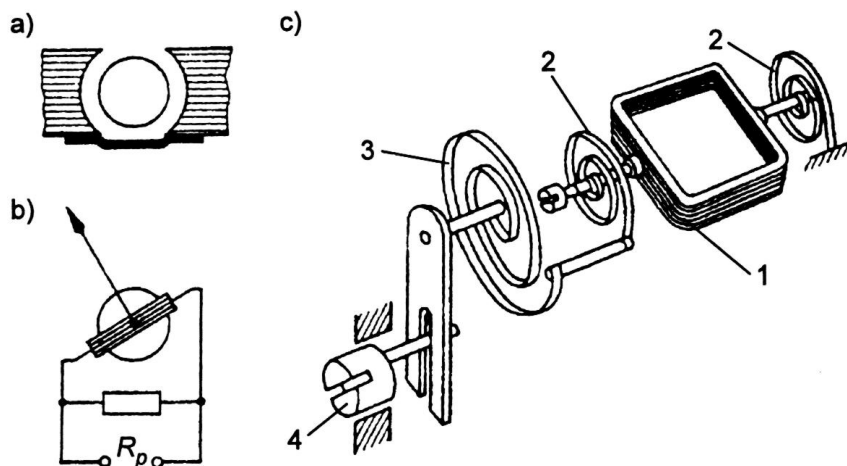
Obecnie, w związku z rozwojem materiałów elektrotechnicznych, a zwłaszcza półprzewodnikowych i magnetycznych, opracowano wiele rozwiązań nowoczesnych metod kompensacji wpływu temperatury, znacznie prostszych i co najmniej tak skutecznych jak dotychczas stosowane konstrukcje klasyczne. Pewne z nich przedstawiono na rys. 4.17.

Jak wynika z przedstawionego przeglądu, istnieje wiele metod korekcji temperaturowej. Obecnie, oprócz metod klasycznych, najczęściej stosuje się:

- boczniak termomagnetyczny (rys. 4.17a);
- boczniowanie cewki organu ruchomego za pomocą oporu o minimalnym współczynniku temperatury (rys. 4.17b);

– korekcję temperaturową punktu zerowego za pomocą termoelementów bimetalicznych (rys.4.17c).

Z punktu widzenia użytkowania wymienione metody są równoważne. Wybór jednej z nich zależy od konstruktora i związany jest z parametrami metrologicznymi miernika.

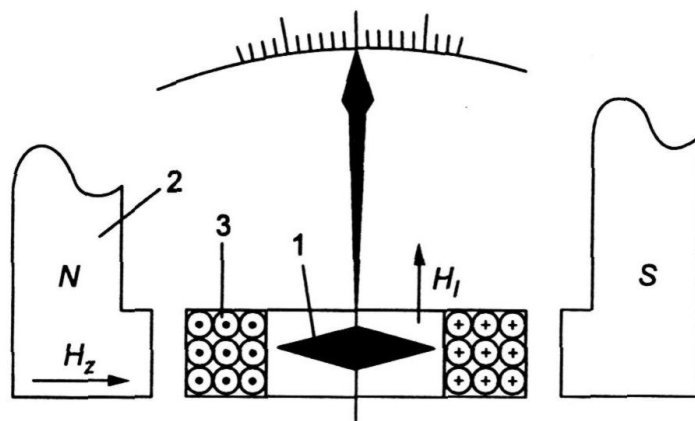


Rys. 4.17. Niektóre metody kompensacji wpływu temperatury w urządzeniach magneto-elektrycznych: a - metoda bocznika termomagnetycznego; b - za pomocą równoległe z cewką włączonego opornika korekcyjnego; c - metoda termometru bimetalicznego oddziałującego na położenie zerowe organu ruchomego: 1 - cewka ruchoma, 2 - sprężynki zwracające, 3 - termometr bimetaliczny, 4 - mechaniczny korektor zera

2.2.2. Ustrój magnetoelektryczny o ruchomym magnesie

Ustrój magnetoelektryczny o ruchomym magnesie jest, w pewnym sensie, odwróceniem urządzenia o ruchomej cewce. Tym razem cewka stanowi część nieruchomą urządzenia, którego organem ruchomym jest mały magnes trwały. Jego zasada działania oparta jest na współdziałaniu pola magnesu trwałego z polem wytworzonym przez prąd przepływający w nieruchomej cewce. Moment zwracający dają sprężynki lub też dodatkowy magnes nieruchomy, oddziałujący na magnes związany z organem ruchomym.

Na rys. 4.20 przedstawiono schematycznie urządzenie magnetoelektryczne o ruchomym magnesie trwałym, z momentem zwracającym wytworzonym przez dodatkowy magnes nieruchomy. W polu H , cewki nieruchomej (3) znajduje się ruchomy magnes trwały (1), na który oddziałuje także pole H_z stałego magnesu trwałego (2).



Rys. 4.20. Zasada działania ustroju o ruchomym magniesie trwałym: 1 - magnes ruchomy, 2 - magnes nieruchomy, 3 - cewka

Położenie magnesu ruchomego jest funkcją pól magnetycznych H_l , oraz H_z , ponieważ magnes ruchomy ustawia się wzdłuż pola wypadkowego. Jeżeli długość cewki jest l , to wytworzone pole magnetyczne wynosi:

$$H_l = \frac{z}{l} \cdot I$$

z - liczba zwojów cewki.

Drugie z wymienionych pól H_z wytwarza moment zwracający. W wyniku oddziaływania pól, kąt ustawienia magnesu ruchomego określa zależność:

$$\alpha = k(\alpha) \cdot I$$

w której współczynnik proporcjonalności k jest funkcją kąta α . Skala miernika z takim ustrojem pomiarowym jest więc nierównomierna.

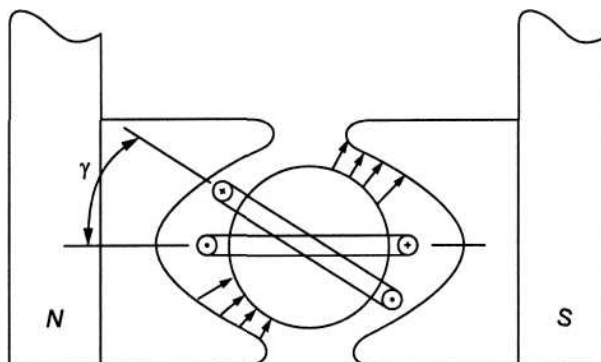
Ustrój magnetoelektryczny ma bardzo prostą budowę, co pozwala na automatyzację procesu wytwarzania. Dlatego też znalazł szerokie zastosowanie zwłaszcza jako wskaźnik o mniejszej dokładności (1 do 1,5%). Jego czułość oraz inne parametry metrologiczne, są gorsze niż ustrojów o ruchomej cewce; w tym znacznie większy pobór mocy. Odpowiedni stopień tłumienia otrzymuje się korzystając z tłumików powietrznych lub elektromagnetycznych.

2.2.3. Magnetoelektryczne ustroje ilorazowe (logometryczne)

Magnetoelektryczne ustroje ilorazowe są budowane na podstawie opisanych ustrojów o ruchomej cewce i o ruchomym magniesie. W obu konstrukcjach moment zwracający

ma charakter elektryczny, co oznacza, iż powstaje on w wyniku elektromagnetycznego oddziaływania prądu w dodatkowym obwodzie elektrycznym.

Na rys. 4.23 przedstawiono magnetoelektryczny ustrój ilorazowy o ruchomych cewkach.



Rys. 4.23. Magnetoelektryczny ustrój ilorazowy o ruchomych cewkach: γ – kąt między cewkami

Ma on dwie skrzyżowane cewki ruchome połączone ze sobą w sposób sztywny. Boki cewek są umieszczone w szczelinach magnesu trwałego. Kształt szczelin ustala się tak, aby występująca w nich indukcja była funkcją kąta. Kierunki prądów w cewkach są tak dobrane, żeby momenty obrotowe na nie oddziałujące były zwrócone w przeciwne strony. Są one określone zależnościami:

$$M_1 = k_1 \cdot B(\alpha) \cdot I_1$$

$$M_2 = k_2 \cdot B(\alpha + \gamma) \cdot I_2$$

α – kąt wychylenia ustroju ruchomego.

Organ ruchomy logometru dąży do zajęcia położenia, w którym suma działających na niego momentów równa się zero. Prąd doprowadzony jest do cewek za pomocą miękkich taśm wykonanych ze srebra, złota lub platyny. Moment zwracający takich taśm jest bardzo mały i praktycznie nie ma wpływu na położenie ustalone organu ruchomego. Stan ustalony określają równania:

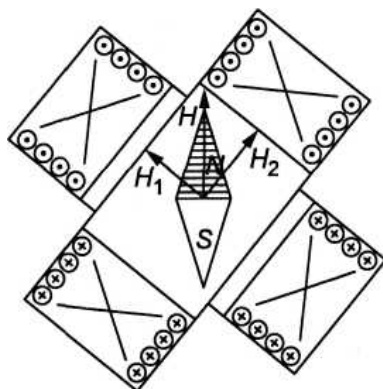
$$M_1 = M_2$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{k_2 \cdot B(\alpha + \gamma)}{k_1 \cdot B(\alpha)}$$

$$\alpha = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right)$$

Kąt odchylenia organu ruchomego zależy od stosunków prądów w cewkach.

Podobnie, z ustroju magnetoelektrycznego o ruchomym magnesie, otrzymuje się ustrój logometryczny, dodając jeszcze jedną cewkę stałą (rys. 4.24).



Rys. 4.24. Schemat ustroju ilorazowego o ruchomym magnesie

Organ ruchomy logometru, magnes trwały, ustawia się w kierunku wypadkowego natężenia pola magnetycznego obu cewek. W przypadku prostokątności obu cewek (rys. 4.24), otrzymuje się bardzo prostą zależność na kąt odchylenia organu ruchomego. Jest on równy:

$$\operatorname{tg}\alpha = k \cdot \frac{I_1}{I_2}$$

Logometry o ruchomym magnesie trwałym mają małe wymiary i dużą wytrzymałość mechaniczną.

2.3. Mierniki magnetoelektryczne

2.3.1. Amperomierze

Najprostszym miernikiem magnetoelektrycznym jest amperomierz bezpośredni. W amperomierzu tym cały mierzony prąd płynie przez urządzenie pomiarowe. Zrozumiałe jest, że ze względu na sprężyny lub taśmy zawieszenia i obciążalność cewki prąd doprowadzony nie może być duży. Stąd też największy prąd znamionowy amperomierzy bezpośrednich nie przekracza na ogół 25 mA. Najmniejszy prąd znamionowy tych amperomierzy wynosi kilka mikroamperów.

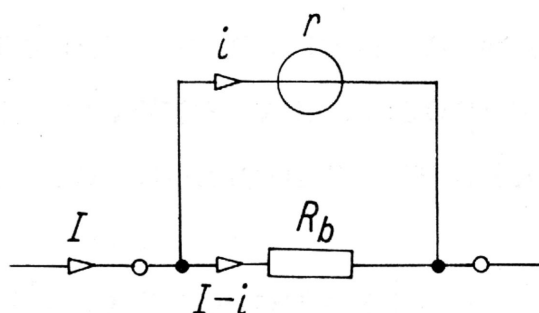
Amperomierze bezpośrednie wywzorcowane w mikroamperach lub miliamperach nazywa się odpowiednio mikroamperomierzami i miliamperomierzami.

Najczęściej występującym błędem dodatkowym w amperomierzach bezpośrednich jest błąd temperaturowy. Przy zmianie temperatury otoczenia, np. przy wzroście o 10°C:

- zwiększa się rezystancja uzwojenia cewki miedzianej o około 4%; zwiększa się rezystancja sprężyn wykonanych z fosforobrazu o 2%,
- zmniejsza się moment zwracający sprężyn o około 0,4%, a więc przy niezmięniwej wartości prądu zwiększa się odchylenie organu ruchomego miernika o około 0,4% (błąd dodatni),
- zmniejsza się indukcja magnetyczna magnesu trwałego o 0,1% do 0,3%, a więc o tyle procent zmniejsza się odchylenie organu ruchomego (błąd ujemny).

Zmiana rezystancji urządzenia nie powoduje powstawania błędów dodatkowych, gdyż prąd w mierniku jest wymuszony. Wzrasta jedynie nieznacznie spadek napięcia na mierniku, co nie ma praktycznie żadnego znaczenia. Błędy temperaturowe pochodzące ze zmian momentu zwracającego sprężyn i indukcji magnetycznej magnesu częściowo się kompensują, a błąd wypadkowy nie przekracza +0,1 do +0,2 %/10°C. Tak więc amperomierze bezpośrednie mogą być budowane we wszystkich klasach dokładności.

W celu zwiększenia zakresu pomiarowego amperomierza ponad 25 mA bocznikuje się jego cewkę za pomocą opornika zwanego bocznikiem. Przez cewkę płynie wówczas tylko część mierzonego prądu, a reszta — przez bocznik. Układ takiego amperomierza przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Układ amperomierza z bocznikiem I – prąd mierzony, i – prąd ustroju, R_b – rezystancja bocznika, r – rezystancja ustroju (rezystancja cewki, sprężyn i doprowadzeń).

Na podstawie drugiego prawa Kirchhoffa dla układu z rys. 6.4:

$$r \cdot i = R_b \cdot (I - i) \rightarrow I = \left(1 + \frac{r}{R_b}\right) \cdot i \quad (1)$$

Znając wartość stosunku r/R_b , można określić wartość prądu mierzonego I na podstawie wskazań miernika ($\alpha = c \cdot i$). Można też wywzorcować miernik bezpośrednio w wartościach prądu mierzonego.

Zastosowanie bocznika do poszerzenia zakresu pomiarowego amperomierza omówiono przyjmując, że wartość stosunku r/R_b jest stała. Założenie takie jest słuszne jedynie w przypadku spełnienia pewnych warunków.

Prąd wytwarza w cewce i boczniku moc cieplną. Temperatura cewki i temperatura bocznika podwyższają się. Należy również liczyć się ze zmianami temperatury otoczenia. W ich wyniku rezystancje r oraz R_b ulegają zmianom o Δr i ΔR_b . Zamiast stosunku r/R_b otrzymuje się:

$$\frac{r + \Delta r}{R_b + \Delta R_b} = \frac{r}{R_b} \cdot \frac{1 + \frac{\Delta r}{r}}{1 + \frac{\Delta R_b}{R_b}} \quad (2)$$

Zachowanie stałego stosunku r/R_b jest możliwe pod warunkiem, że względne przyrosty rezystancji $\Delta r/r$ i $\Delta R_b/R_b$ będą sobie równe bądź, że będą równe zeru.

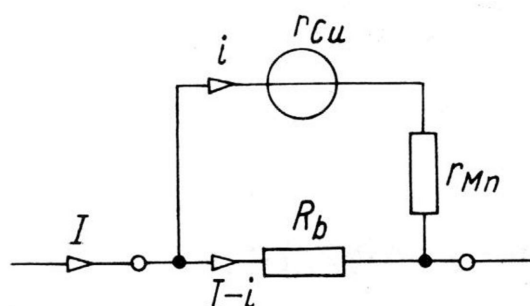
Warunek pierwszy jest w praktyce niemożliwy do spełnienia ze względu na różne pojemności cieplne i warunki chłodzenia cewki oraz bocznika. Warunek drugi może być spełniony z pewnym przybliżeniem, jeżeli uzwojenie cewki i bocznik zostaną wy-

konane z materiału o znikomym współczynniku temperaturowym rezystancji, np. manganinu.

Wykonaniu bocznika z manganinu nic nie stoi na przeszkodzie. Jednakże cewki nie nawija się przewodem manganinowym, gdyż jej rezystancja wzrosłaby 24-krotnie w porównaniu z cewką miedzianą (rezystywność manganinu jest 24-krotnie większa od rezystywności miedzi). Wywołałoby to zwiększenie rezystancji bocznika, a w konsekwencji 24-krotny wzrost mocy pobieranej przez miernik.

W praktyce wykonuje się bocznik z manganinu, a w celu zmniejszenia wpływu zmian rezystancji cewki (na skutek zmian temperatury) włącza się z nią szeregowo opornik z manganinu.

Układ amperomierza stanowią teraz dwie równoległe gałęzie (rys. 2).



Rys. 2. Układ amperomierza z bocznikiem i opornikiem korygującym błąd temperaturowy

Jedną gałąź stanowi r_{Cu} z włączonym szeregowo opornikiem r_{Mn} , a drugą bocznik R_b . Zagadnienie korekcji błędu temperaturowego sprowadza się teraz do określenia takiego stosunku r_{Mn}/r_{Cu} , który zapewni właściwe wskazanie amperomierza przy zmianach temperatury otoczenia.

Wpływ zmian temperatury na wskazania amperomierza jest określony przez błąd temperaturowy δ_t . Błąd ten można obliczyć korzystając z następującego rozumowania. W celu otrzymania takiego samego odchylenia wskazówki α , np. przy wzroście temperatury o Δt , należy zwiększyć prąd I o wartość ΔI , gdyż wzrost temperatury powoduje zwiększenie rezystancji r_{Cu} .

Zgodnie z definicją względnego błędu pomiaru miernikiem:

$$\delta_t = \frac{X - X_p}{X_p} = \frac{I - (I + \Delta I)}{I + \Delta I} = -\frac{\Delta I}{I + \Delta I} \quad (3)$$

a ponieważ $\Delta I \ll I$, więc:

$$\delta_t = -\frac{\Delta I}{I} \quad (4)$$

Do obliczenia δ_t zastosowano rachunek różniczkowy. Zależność między prądem mierzonym I , a prądem i w ustroju dla amperomierza z rys. 2 jest następująca:

$$I = \left(1 + \frac{r_{Cu} + r_{Mn}}{R_b} \right) \cdot i \quad (5)$$

Po zróżniczkowaniu tego równania otrzymuje się:

$$dI = \frac{dr_{Cu}}{R_b} \cdot i \quad (6)$$

a po podzieleniu obu stron przez I :

$$\frac{dI}{I} = \frac{i}{I} \cdot \frac{dr_{Cu}}{R_b} \quad (7)$$

Założywszy, że $dI \approx \Delta I$ oraz $dr_{Cu} \approx \Delta r_{Cu}$ otrzymuje się:

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{i}{I} \cdot \frac{\Delta r_{Cu}}{R_b} \quad (8)$$

ale

$$\frac{i}{I} = \frac{1}{1 + \frac{r_{Cu} + r_{Mn}}{R_b}} = \frac{R_b}{R_b + r_{Cu} + r_{Mn}} \quad (9)$$

a więc :

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\Delta r_{Cu}}{R_b + r_{Cu} + r_{Mn}} \quad (10)$$

Przyrost rezystancji Δr_{Cu} cewki można obliczyć z zależności:

$$r_{Cu}(t) = r_{Cu} \cdot (1 + \alpha_{Cu} \cdot \Delta t) \quad (11)$$

$r_{Cu}(t)$ – rezystancja cewki w temperaturze różniącej się od temperatury znamionowej o Δt ; $\alpha_{Cu} = 0,4\%/^{\circ}C$ – współczynnik temperaturowy rezystancji miedzi.

Z zależności tej:

$$\Delta r_{Cu} = r_{Cu}(t) - r_{Cu} = r_{Cu} \cdot \alpha_{Cu} \cdot \Delta t$$

Po podstawieniu znalezionej zależności do wzoru na błąd temperaturowy otrzymuje się w procentach (α_{Cu} jest podany w procentach):

$$\delta_t = -\frac{\Delta I}{I} = -\frac{0,4 \cdot \Delta t}{1 + \frac{R_{Mn}}{r_{Cu}}} \quad (12)$$

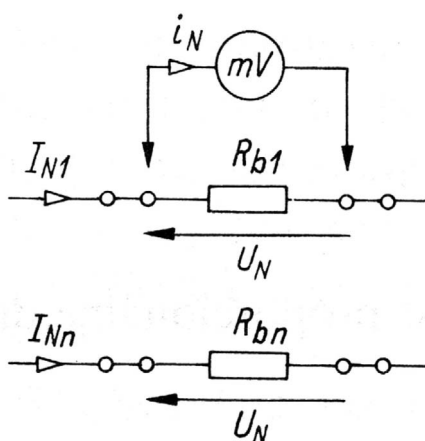
$R_{Mn} = r_{Mn} + R_b$ (bocznik R_b jest wykonany z manganinu).

Zgodnie z normą (PN-92/E-06501/01) błąd temperaturowy określa się dla $\Delta t = \pm 10^\circ\text{C}$. Błąd ten, wyrażony w procentach, nie powinien przekraczać wartości błędu podstawowego wynikającego z klasy miernika. Obliczony z powyższego wzoru najmniejszy dopuszczalny stosunek R_{Mn}/r_{Cu} w zależności od klasy amperomierza podano tabeli 1.

Tabela 1

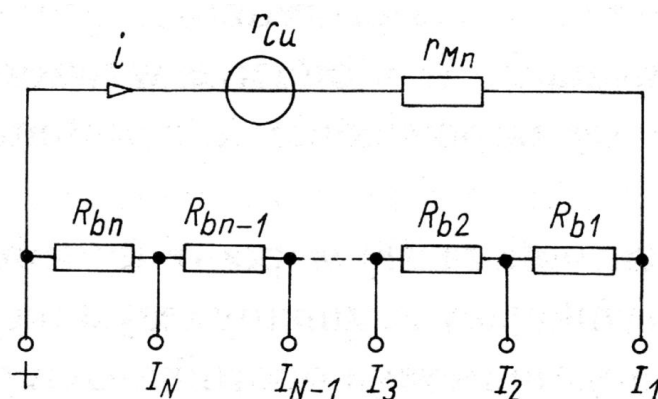
Klasa	2,5	1,5	1	0,5	0,2	0,1
R_{Mn} / r_{Cu}	0,6	1,7	3	7	19	39

Zmniejszenie błędu temperaturowego za pomocą manganinowego opornika szeregowego jest stosowane we wszystkich amperomierzach, z wyjątkiem amperomierzy klas 0,2 i 0,1. Zwiększenie rezystancji gałęzi cewki 19 czy 39 razy byłoby, praktycznie biorąc, jednoznaczne z nawinięciem jej manganinem, co – jak wspomniano – jest niecelowe. W celu zmniejszenia błędu temperaturowego w amperomierzach klas 0,2 i 0,1 stosuje się bardziej skomplikowane układy korekcji. Amperomierze tablicowe mają zwykle jeden zakres pomiarowy, amperomierze laboratoryjne – kilka do kilkunastu zakresów. Zwiększenie liczby zakresów uzyskuje się bądź przez wyposażenie miernika w kilka boczników wymiennych (rys. 3), bądź też przez zastosowanie bocznika uniwersalnego.



Rys. 3. Układ amperomierza z bocznikami wymiennymi

Rezystancję boczników wymiennych dobiera się w taki sposób, aby spadek napięcia U_N na każdym boczniku był taki sam. Miernik mierzy w tym przypadku spadek napięcia na boczniku i dlatego jest to miliwoltomierz najczęściej o jednym z następujących zakresów: 0 do 30 mV, 0 do 60 mV, 0 do 150 mV lub 0 do 300 mV. Miliwoltomierz jest łączony z bocznikiem wymiennym za pomocą przewodów o określonej przez producenta rezystancji (najczęściej 35 m Ω). Przy prądach mniejszych niż 25 A, do zwiększenia liczby zakresów używa się raczej boczników uniwersalnych (rys. 4).

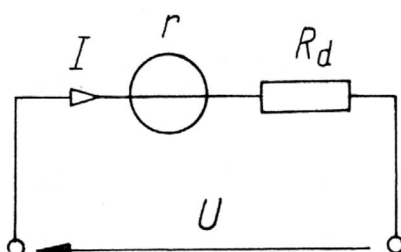


Rys. 4. Układ amperomierza z bocznikiem uniwersalnym

Zacisk „+” amperomierza z bocznikiem uniwersalnym jest wspólny dla wszystkich zakresów. Każdy z pozostałych zacisków, należy do innego zakresu pomiarowego. Często celem zmniejszenia liczby zacisków stosuje się przełącznik obrotowy, za pomocą którego można nastawić wymagany zakres pomiarowy.

2.3.2. Woltomierze

Magnetoelektryczny ustrój pomiarowy z szeregowo włączonym opornikiem R_d (rys. 5), wykonany z manganinu, konstantanu lub innego materiału o małym współczynniku temperaturowym rezystancji, umożliwia pomiar napięcia.



Rys. 5. Układ woltomierza

Napięcie mierzone U wymusza w woltomierzu prąd:

$$I = \frac{U}{r + R_d} \quad (13)$$

r — rezystancja cewki nawiniętej przewodem miedzianym.

Odchylenie organu ruchomego ustroju jest proporcjonalne do prądu $\alpha = c \cdot I$, a więc:

$$\alpha = c \cdot \frac{U}{r + R_d} \quad (14)$$

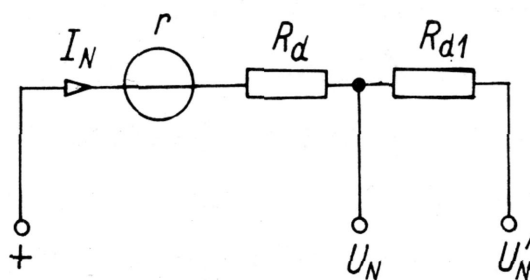
W określonej temperaturze otoczenia rezystancja woltomierza ma wartość stałą $r + R_d = \text{const} = c_1$, zatem:

$$\alpha = \frac{c}{c_1} \cdot U = c_2 \cdot U \quad (15)$$

Odchylenie organu ruchomego woltomierza jest więc proporcjonalne do mierzonego napięcia. Podziałkę można wywzorcować bezpośrednio w jednostkach napięcia: woltach, kilowoltach lub miliwoltach. Woltomierze wywzorcowane w kilowoltach lub miliwoltach nazywa się odpowiednio kilowoltomierzami i miliwoltomierzami.

Błąd temperaturowy woltomierza oblicza się w podobny sposób jak błąd amperomierza z bocznikiem. Błąd wynikający ze zmiany rezystancji cewki ruchomej jest korygowany za pomocą manganinowego opornika szeregowego.

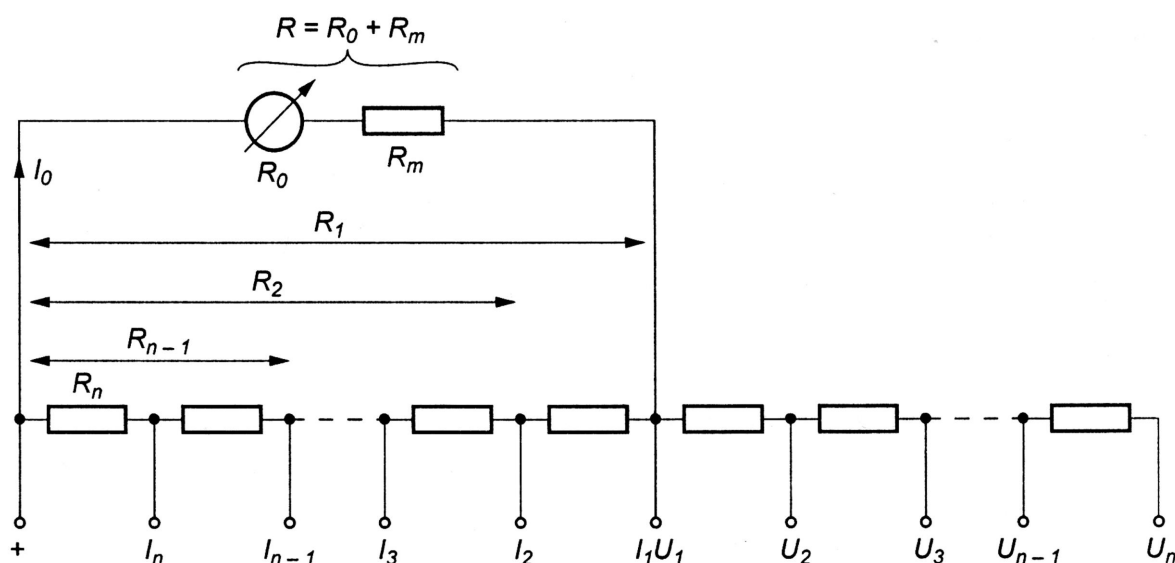
Poszerzenia zakresu pomiarowego woltomierza dokonuje się przez zwiększenie rezystancji układu. Włączenie szeregowo dodatkowego opornika (rys. 6) o rezystancji $R_{d1} = (p - 1) \cdot (R_d + r)$ zwiększa rezystancję miernika p -razy.



Rys. 6. Układ woltomierza dwuzakresowego

Ponieważ napięcie znamionowe U_N woltomierza zależy od jego prądu znamionowego I_N oraz od rezystancji wewnętrznej $r + R_d$, więc $U_N = (r + R_d) \cdot I_N$. W celu uzyskania całkowitego odchylenia organu ruchomego przy rezystancji miernika równej $p(r + R_d)$ należy doprowadzić doń p -razy wyższe napięcie:

$$I_n \cdot R_n = I_{n-1} \cdot R_{n-1} = \dots = I_2 \cdot R_2 = I_1 \cdot R_1 \quad (18)$$

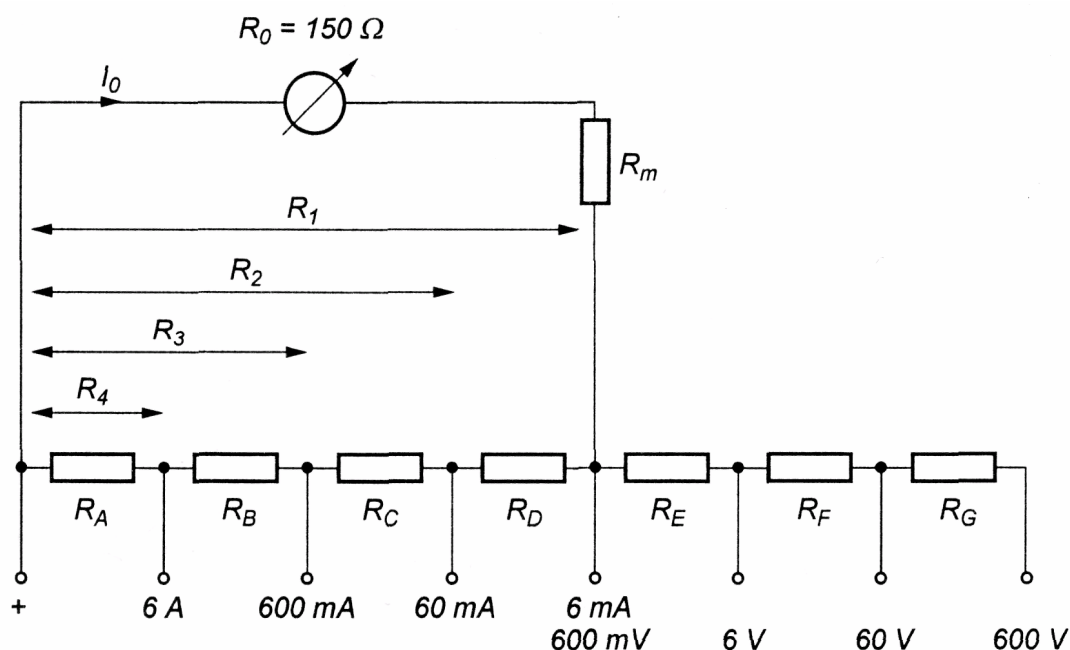


Rys. 7. Podstawowy układ wielozakresowego woltoamperomierza magnetoelektrycznego prądów i napięć stałych

Uzupełniając schemat z rys. 7 przetwornikiem prostownikowym oraz układem omomierza, otrzymuje się multimetr magnetoelektryczny, zwany potocznie miernikiem uniwersalnym. Multimetry magnetoelektryczne buduje się w klasach 1 do 5, przy czym ten sam przyrząd może mieć dla prądów i napięć przemiennych klasę gorszą o jeden stopień niż dla stałych. Multimetry te mierzą prądy stałe w kilku podzakresach od kilku mikroamperów do około 6 A, napięcia stałe od kilkudziesięciu miliwoltów do kilkuset woltów. Dla prądów i napięć przemiennych na ogół jeden lub dwa najniższe zakresy są niedostępne. Omomierz ma jeden do trzech zakresów pomiarowych i wymaga zasilania z suchego ogniwa lub zasilacza sieciowego. Niektóre konstrukcje umożliwiają dodatkowo pomiar pojemności (metodą pomiaru prądu płynącego przez badany kondensator, przy założeniu stałości napięcia i częstotliwości sieci, z której przy tym pomiarze należy zasilić przyrząd) i temperatury. Zakresy pomiarowe są zmieniane za pomocą przełącznika mechanicznego. Spotyka się też multimetry magnetoelektryczne ze wzmacniaczami i sondami wysokonapięciowymi, na ogół lepszych klas (1 i 0,5), umożliwiających pomiar prądów od dziesiątych części mikroampera do kilkudziesięciu amperów, napięć od około 1 mV do kilkudziesięciu kilowoltów.

Przykład.

Obliczyć rezystancje boczników, oporników dodatkowych i opornika szeregowego R_m woltomierza przedstawionego na schemacie; przyjąć zakres zmian $I_0 = 1 \text{ mA}$.



Rozwiązanie

$$I_0(R_0 + R_m) = 600 \text{ mV}$$

$$R_0 + R_m = 600 \text{ mV} / 1 \text{ mA} = 600 \Omega$$

$$R_m = 450 \Omega$$

$$(0,006 \text{ A} - I_0)R_1 = I_0(R_0 + R_m)$$

$$(0,006 \text{ A} - 0,001 \text{ A})R_1 = 0,01 \text{ A} \cdot 600 \Omega$$

$$R_1 = 120 \Omega$$

Zgodnie ze wzorem (2.56)

$$R_1 \cdot 0,006 \text{ A} = R_2 \cdot 0,06 \text{ A} = R_3 \cdot 0,6 \text{ A} = R_4 \cdot 6 \text{ A}$$

Stąd

$$R_2 = 12 \Omega, R_3 = 1,2 \Omega, R_4 = 0,12 \Omega$$

oraz

$$R_A = R_4 = 0,12 \Omega, R_B = R_3 - R_4 = 1,08 \Omega, R_C = R_2 - R_3 = 10,8 \Omega,$$

$$R_D = R_1 - R_2 = 108 \Omega$$

Jeżeli przy pomiarze napięcia przełącznik nie odłącza bocznika, to prąd znamionowy pobierany przez woltomierz będzie równy 6 mA. Dlatego

$$R_E = (6 \text{ V} - 0,6 \text{ V}) / 0,006 \text{ A} = 900 \Omega, R_F = 9 \text{ k}\Omega, R_G = 90 \text{ k}\Omega$$

Jeżeli na zakresach woltomierza bocznik jest odłączany, prąd znamionowy woltomierza będzie równy 1 mA i rezystancje R_E , R_F , R_G wyniosą odpowiednio: 5,4 k Ω , 54 k Ω , 540 k Ω .

2.3.4. Błędy mierników magnetoelektrycznych

Z zasady działania, konstrukcji i układów pracy mierników magnetoelektrycznych wynika, że głównymi czynnikami zewnętrznymi, które mogłyby mieć wpływ na dokładność tych mierników są:

- obce pole magnetyczne (tylko stałe, bo miernik nie reaguje na prąd przemienny),
- temperatura.

Obce pole o indukcji B_0 , zwiększając lub zmniejszając indukcję B w szczelinie obwodu magnetycznego, w której porusza się cewka, powoduje wychylenie wskazówki:

$$\alpha' = \frac{(B \pm B_0) \cdot z \cdot l \cdot d}{k} \cdot I \quad (19)$$

B – indukcja magnetyczna, z – liczba zwojów cewki, l – długość cewki, d – szerokość cewki, k – stała sprężystości sprężyny, I – prąd płynący przez cewkę.

zamiast:

$$\alpha = \frac{B \cdot z \cdot l \cdot d}{k} \cdot I \quad (20)$$

Stąd błąd:

$$\delta_\alpha = \frac{\alpha' - \alpha}{\alpha} = \pm \frac{B_0}{B} \quad (21)$$

Biorąc pod uwagę, że indukcja w szczelinie jest bardzo duża, a dodatkowo konstrukcja miernika tworzy ekran w postaci ferromagnetycznych nabiegunków otaczających cewkę, wpływ obcego pola magnetycznego jest pomijalny.

Temperatura działa na trzy elementy konstrukcyjne miernika, tzn. na indukcję B magnesu, stałą k sprężyn i rezystancję R_0 cewki. Problem wpływu temperatury na wynik pomiaru prądu został omówiony wcześniej. Zbadajmy wpływ temperatury na stałą sprężystości sprężyn i indukcję magnetyczną.

Logarytmując i różniczkując podany zależność odwrotną do (20) i przechodząc na przyrosty skończone otrzymamy:

$$\delta_I = \frac{\Delta k}{k} - \frac{\Delta B}{B} = \delta_k - \delta_B \quad (22)$$

Względna zmiana sprężystości sprężyn $\Delta k/k$ pod wpływem temperatury wynosi 0,2 do 0,4 % / 10 °C (sprężyny słabną ze wzrostem temperatury), zatem wskazanie miernika o

tyle by wzrosło, gdyby nie zmiana indukcji. Względna zmiana indukcji dB/B jest też ujemna (indukcja słabnie ze wzrostem temperatury) i wynosi 0,2 do 0,3 % / 10 °C, zatem wskazanie miernika o tyle by zmalało, gdyby nie zmiana sprężystości sprężyn. Jak stąd wynika, efekty wpływu temperatury na sprężyny i indukcję prawie się znoszą i jedynie w najwyższych klasach mierników (0,2 i lepszych) należałoby się z nimi liczyć, a tak dokładnych mierników magnetoelektrycznych obecnie już się nie produkuje.