PL ISSN 0239-6386

skrypty uczelniane nr

POLITECHNIKI ŚWIĘTOKRZYSKIEJ 215

Zdzisław Kaczmarek

POMIARY WIELKOŚCI NIEELEKTRYCZNYCH METODAMI ELEKTRYCZNYMI

LABORATORIUM

Kielce 1991

Recenzenci

prof. dr hab. inż. AUGUSTYN CHWALEBA

doc. dr hab. inż. MARIAN STACHOWICZ

Redaktor

ELŻBIETA WIKŁO

Redaktor techniczny

ZUZANNA REJNIN

Korektor

BARBARA KUZUBEK

Dział Wydawnictw Politechniki Świętokrzyskiej
25-314 Kielce, Al. 1000-lecia Państwa Polskiego, tel 24-581

Wyd. II-poprawione Nakład 220+80 egz. Obj. 20 ark.wyd. Cena zł 20.000,-
Przyjęto do druku 06.1991 r. Podpisano do druku 11.1991 r.
PL ISSN 0239-6386

Wykonano w Pracowni Małej Poligrafii Politechniki Świętokrzyskiej
25-314 Kielce, Al. 1000-lecia Państwa Polskiego, tel 24-670

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

Spis treści

WSTĘP 5

OPRACOWANIE WYNIKÓW POMIARÓW 7

Ćwiczenie 1
POMIARY ODKSZTAŁCEŃ I NAPRĘŻEŃ MECHANICZNYCH 49

Ćwiczenie 2
POMIARY KRÓTKICH CZASÓW 103

Ćwiczenie 3
POMIARY WILGOTNOŚCI 123

Ćwiczenie 4
POMIARY ŁĄCZY ZASILAJĄCYCH I POMIAROWYCH 153

Ćwiczenie 5
POMIARY SIŁ SKUPIONYCH 179

Ćwiczenie 6
POMIARY CIŚNIEŃ 229

Ćwiczenie 7
POMIARY PRZEMIESZCZEŃ LINIOWYCH I KĄTOWYCH 257

Ćwiczenie 8
POMIARY PRĘDKOŚCI OBROTOWEJ 293

Ćwiczenie 9
POMIARY PARAMETRÓW ORGAN MECHANICZNYCH 311

Ćwiczenie 10
POMIARY STĘŻENIA JONÓW WODOROWYCH 343

Ćwiczenie 11
POMIARY TEMPERATURY 369

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

Biblioteka Główna
Politechniki Świętokrzyskiej

WSTĘP

Skrypt "Pomiary wielkości nieelektrycznych metodami elektrycznymi. Laboratorium" stanowi podręcznik dla studentów Wydziału Elektrycznego, odbywających zajęcia w Laboratorium Pomiarów Wielkości Nieelektrycznych. Ma umożliwić studentom w miarę samodzielne przeprowadzenie pomiarów danej wielkości fizycznej oraz poprawne opracowanie otrzymanych wyników pomiarów. Może być wykorzystany jako pomocniczy podręcznik do wykładów z tego przedmiotu. Program pomiarów opracowano dla 3 - godzinnych zajęć laboratoryjnych. Do każdego z ćwiczeń podano materiał teoretyczny obejmujący: zasadę działania najbardziej reprezentatywnych czujników danej wielkości, ich właściwości statyczne i dynamiczne, typowe układy pomiarowe do współpracy z tymi czujnikami oraz błędy i przyczyny ich powstawania występujące przy pomiarze danej wielkości fizycznej.

Laboratorium Pomiarów Wielkości Nieelektrycznych Metodami Elektrycznymi powstało w wyniku współdziałania pracowników Zakładu Elektrotechniki Teoretycznej z Centralnym Ośrodkiem Badawczo-Rozwojowym Aparatury Badawczej i Dydaktycznej w Warszawie i Poznaniu.

Biblioteka Politechniki Wrocławskiej

Biblioteka Główna
Politechniki Świętokrzyskiej

OPRACOWANIE WYNIKÓW POMIARÓW

1. BŁĘDY POMIAROWE I PRZYCZYNY ICH POWSTAWANIA

Wynikiem pomiaru jest wartość, która różni się od wartości rzeczywistej wielkości mierzonej. Różnica między tymi wartościami stanowiąca błąd pomiaru jest miarą jego niedokładności.

Przyczynami niedokładności pomiaru są:

- niemożliwość zapewnienia doskonałej odtwarzalności miary wielkości mierzonej, to znaczy niedostateczna znajomość wszystkich istotnych czynników fizycznych, które wyznaczają miarę jako właściwość danego obiektu fizycznego,
- ograniczona dokładność narzędzi pomiarowych,
- zmienność warunków, w których odbywa się pomiar,
- niedoskonałość wykonującego pomiary.

W praktyce pomiarowej do określenia niedokładności pomiaru używa się błędów poprawnych:

- bezwzględnego /wyrażanego w jednostkach wielkości mierzonej/

$$\Delta_x = x - x_p \qquad /1/$$

- braz względnego /wyrażonego w procentach/

$$\delta_x = \frac{x - x_p}{x_p} \cdot 100 \qquad /2/$$

przy czym:

x - wynik pomiaru,

x_p - wartość poprawna /zmierzona odpowiednio dokładnie/.

Błąd bezwzględny poprawny wzięty ze znakiem przeciwnym nazywa się poprawką. Dodając algebraicznie poprawkę do wyniku pomiaru otrzymujemy wartość poprawną wielkości mierzonej.

Praktyczną miarą niedokładności pomiaru są graniczne błędy pomiaru określone jako najmniejszy przedział wokół wartości zmierzonej x, wewnątrz którego znajduje się wartość rzeczywista x_r

$$x_r = x \pm \Delta_{xg} \qquad /3/$$

gdzie:

Δ_{xg} - błąd graniczny bezwzględny liczony w jednostkach wielkości mierzonej.

Błąd pomiarowy ma wiele składowych. Przyjmując za podstawę klasyfikacji miejsce powstawania błędu w strukturalnym schemacie procesu pomiarowego, na błąd pomiarowy składają się:

a/ b ł ą d o d d z i a ł y w a n i a - powstaje na skutek oddziaływania narzędzia pomiarowego na obiekt /naruszenie równowagi energetycznej obiektu/,

b/ b ł ą d p r z e t w a r z a n i a - powstaje na skutek niedoskonałości narzędzi pomiarowych i oddziaływania wielkości wpływowych na wielkość mierzoną i narzędzia pomiarowe,

c/ b ł ą d c z y n n o ś c i m e t r o l o g i c z n y c h - powstaje na skutek niedoskonałości zmysłów obserwatora i uproszczeń w opracowaniu wyników pomiarów.

Błędy pomiaru dzielą się na: systematyczne, przypadkowe i grube. Ten podział jest ważny ze względu na sposób postępowania przy analizie i ocenie, który jest wspólny dla danej klasy błędów.

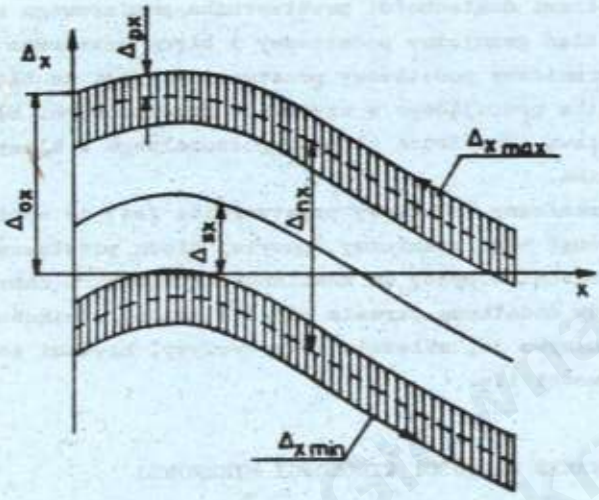
B ł ę d a m i s y s t e m a t y c z n y m i nazywa się błędy, które przy wielu pomiarach tej samej wartości wielkości mierzonej, wykonywanych w tych samych warunkach, pozostają stałe co do wartości i znaku lub zmieniają się według określonego prawa wraz ze zmianą warunków pomiaru.

B ł ę d a m i p r z y p a d k o w y m i nazywa się błędy zmieniające się w sposób nieprzewidziany, zarówno co do wartości bezwzględnej jak i co do znaku, przy wykonywaniu dużej liczby pomiarów tej samej wartości wielkości mierzonej, w warunkach pozornie niezmiennych.

Błędami nadmiernymi zwanymi często pomyłkami lub b ł ę d a m i g r u b y m i nazywa się wszystkie błędy nieusprawiedliwione warunkami pomiaru i dokładnością użytej aparatury. Dla narzędzi pomiarowych w ustalonych warunkach pracy można wyznaczyć błędy graniczne $\Delta_{x\,max}$, $\Delta_{x\,min}$, wewnątrz których znajdują się rzeczywiste błędy narzędzi. Na błędy graniczne składają się: błąd systematyczny Δ_{sx}, graniczny błąd przypadkowy Δ_{px} i błąd nieoznaczony Δ_{nx}

$$\Delta_{x\,max,min} = \Delta_{sx} \pm /\Delta_{px} + \frac{1}{2}\Delta_{nx}/ \qquad /4a/$$

Przykładowe krzywe błędów granicznych przetwornika pomiarowego pokazano na rys. 1.



Rys. 1. Krzywe błędów granicznych przetwornika pomiarowego

Najczęściej pole błędów ogranicza się prostymi o równaniu

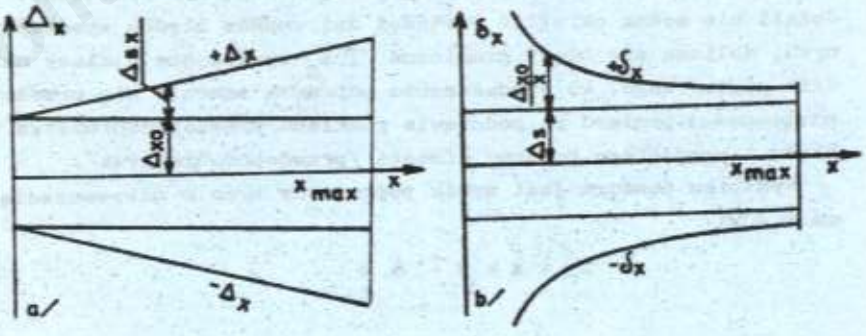
$$\Delta_{x\,max,min} = \Delta_{xo} + \Delta S \cdot x \qquad /4b/$$

przy czym:

Δ_{xo} - błąd zera lub addytywny, którego wartość nie zależy od wartości mierzonej i jest stała w całym zakresie pomiarowym,

$\Delta S \cdot x$ - błąd czułości lub błąd multiplikatywny.

Pole błędów bezwzględnych i względnych ograniczone równaniami /4b/ przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Graniczny błąd addytywny i multiplikatywny: a/ pole błędów bezwzględnych, b/ pole błędów względnych

Parametrami dokładności przetwornika pomiarowego w stanie statycznym są błąd graniczny podstawowy i błędy graniczne dodatkowe.

Błąd graniczny podstawowy przetwornika jest to błąd graniczny przetwornika pracującego w warunkach znamionowych. Błąd podstawowy jest podstawą określenia błędu dopuszczalnego i klasy dokładności przetwornika.

Błąd graniczny dodatkowy przetwornika jest to wartość, o jaką może wzrosnąć błąd graniczny /powyżej błędu podstawowego/ przy odchyleniu warunków pracy od znamionowych wewnątrz zakresów użytkowych. Błędy dodatkowe określa się dla każdej wielkości zakłócającej osobno i nazywa je, zależnie od przyczyny, błędami temperatury, częstotliwości itp.

2. OSZACOWANIE WARTOŚCI WIELKOŚCI MIERZONEJ

2.1. Rachunek błędów

Wynik pomiaru x, to znaczy odczytane wskazanie narzędzia pomiarowego, obarczone jest błędami systematycznymi i przypadkowymi. W pierwszym etapie należy wyeliminować błędy systematyczne przez wprowadzenie poprawek p. Tak uściślony wynik pomiaru obarczony jest tylko błędami przypadkowymi. Wprowadzenie poprawek jest możliwe jeżeli:

a/ wartości błędów systematycznych są podane np. w postaci tabel lub wykresów poprawek jako błędy wzorcowania użytych narzędzi pomiarowych,

b/ znane są własności metrologiczne narzędzi pomiarowych tak, że wartości błędów systematycznych mogą być policzone.

Jeżeli nie można określić wartości ani znaków błędów systematycznych, oblicza się błędy graniczne Δx_g wynikające z klasy narzędzia pomiarowego. Po wprowadzeniu poprawek szacuje się przedział niepewności pomiaru na podstawie rozkładu prawdopodobieństwa tego błędu i przyjętego poziomu ufności /prawdopodobieństwa/.

Wynikiem pomiaru jest wynik poprawiony wraz z niepewnością pomiaru $\pm \Delta x$

$$x_r = x + p \pm \Delta x \qquad /5/$$

2.2. Metoda pomiarowa bezpośrednia

2.2.1. Pomiar pojedynczy

A. Błędy systematyczne są nieznane. Dana jest tylko klasa dokładności kl narzędzia pomiarowego, x jest wynikiem pomiaru. Wartość rzeczywista wielkości mierzonej x_r wynosi

$$x_r = x \pm \frac{kl \cdot z}{100} \qquad /5/$$

gdzie z - zakres pomiarowy

B. Dany jest wykres poprawek podstawowych p_α narzędzia pomiarowego oraz wszystkie systematyczne błędy podstawowe występujące w torze pomiarowym. Dane są poprawki p_d uwzględniające wszystkie systematyczne błędy dodatkowe spowodowane różnymi od znamionowych wartościami wielkości wpływowych,
Wynik poprawiony x_p można zapisać

$$x_p = x + p_\alpha + p_d \qquad /7/$$

Poprawka p_α wyznaczona jest z niedokładnością $\Delta_{p\alpha}$ zależną od użytego narzędzia wzorcowego /rys. 3/. Poprawka p_d określona jest z niedokładnością Δ_{pd} zależną od dokładności określenia wartości wielkości wpływowych i właściwości metrologicznych narzędzia pomiarowego. Oszacować należy również niepewność obserwacji Δ_{po} wyniku, stanowiącą przypadkowy błąd pomiaru. Niepewność wskazań Δ_{pw} uwzględniająca błąd pobudliwości narzędzia pomiarowego stanowi przypadkowy błąd pomiaru. Na podstawie błędów przypadkowych oblicza się odchylenie średnie kwadratowe s_x z zależności

$$s_x = \sqrt{\Delta_{p\alpha}^2 + \Delta_{pd}^2 + \Delta_{po}^2 + \Delta_{pw}^2} \qquad /8/$$

przy czym:

$\Delta_{p\alpha}$, Δ_{pd} - niepewność określania poprawek p_α, p_d,
Δ_{po}, Δ_{pw} - niepewność obserwacji i wskazań.

W przypadku pojedynczego bezpośredniego pomiaru odchylenie s_x stanowi niepewność pomiaru Δx.

Wartość rzeczywista wielkości mierzonej x_r stanowi więc wynik pomiaru poprawiony x_p obarczony niepewnością pomiaru Δx, a więc

$$x_r = x_p \pm \Delta x \qquad /9/$$

przy czym

$$\Delta x = s_x.$$

P R Z Y K Ł A D 1

Zmierzono SEM E ogniwa o rezystancji $R_{we} = 100\,\Omega$ przy pomocy woltomierza o klasie 0,5, rezystancji $R_v = 5\,k\Omega$ i zakresie $U_z = 10$ V. Liczba działek podzielni woltomierza wynosi $\alpha_z = 100$. Pomiar przeprowadzono w temperaturze otoczenia $T_o = 30^{\circ}C$. Pozostałe warunki były zgodne z warunkami znamionowymi $T_{zn} = 20^{\circ}C$. Woltomierz wskazał $\alpha_1 = 90$ dz. Niepewność wskazań $\Delta_{pw} \pm 0{,}2$ dz.

A. N i e z n a n e s ą: błędy systematyczne podstawowe i dodatkowe woltomierza.

1/ Określenie błędu systematycznego. Błąd metody zastosowania woltomierza o rezystancji R_v w pomiarze SEM wynosi

$$\Delta_{sM} = -E\frac{R_{we}}{R_{we} + R_v} \approx -E\frac{R_{we}}{R_v}$$

Poprawka uwzględniająca skończoną rezystancję woltomierza wynosi

$$p_M = \frac{R_{we}}{R_v}\,\alpha_1 = +1{,}8 \text{ dz}$$

Poprawione wskazanie woltomierza zgodnie z /7/ wynosi

$$\alpha_p = \alpha_1 + p_M = 91{,}8 \text{ dz}$$

2/ Oszacowanie błędów przypadkowych. Graniczny dopuszczalny błąd pomiaru określony klasą dokładności woltomierza wynosi

$$\Delta_\varepsilon = \pm\frac{kl}{100}\alpha_z = \pm 0{,}5 \text{ dz}$$

zaliczamy do błędów przypadkowych /niepewność wskazań/

Niepewność pomiaru wynosi więc zgodnie z /8/

$$\Delta_p = \sqrt{\Delta_{pG}^2 + \Delta_{po}^2} = \sqrt{0,5^2 + 0,2^2} = 0,54 \text{ dz}$$

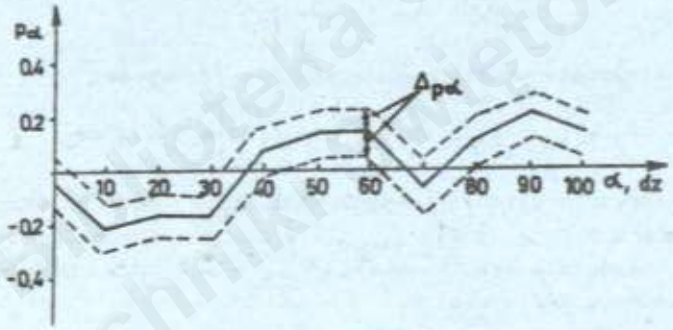
SEM ogniwa wyznaczona zgodnie z zależnością /9/ wynosi

$$E_r = c_v / \alpha_p \pm \Delta_{p\alpha} / = 0,1 / 91,8 \pm 0,54 / \text{ V}$$

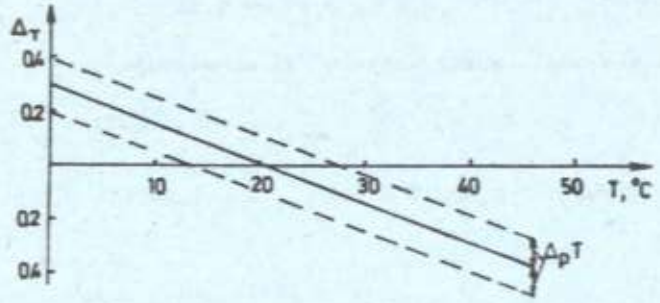
przy czym c_v - stała woltomierza

$$E_r = /9,18 \pm 0,05/\text{V} \quad \text{lub} \quad E = 9,18 \text{ V} \pm 0,6 \%$$

B. Z n a n e s ą: wykres poprawek woltomierza przedstawiony na rys. 3 oraz wykres błędów temperaturowych przedstawiony na rys. 4.



Rys. 3. Wykres poprawek podstawowych narzędzia pomiarowego: $\Delta_{P\alpha}$ - niedokładność określenia poprawki p



Rys. 4. Wykres błędu dodatkowego temperaturowego $\Delta_T = f/T/$

1/ Określenie błędów systematycznych. Z wykresu 3 odczytujemy poprawkę podstawową woltomierza, która dla wychylenia α_1 = 90 dz ma wartość p_{90} = 0,2 dz. Całkowita poprawka podstawowa jako suma poprawek: wzorcowania woltomierza p_{90} i poprawka uwzględniająca pobór energii przez woltomierz wynosi

$$p_p = p_{90} + p_M = 0,2 + 1,8 = 2,0 \text{ dz}$$

Na podstawie wykresu 4 określamy poprawkę dodatkową temperaturową, która dla temperatury T_o = 30°C wynosi

$$p_{To} = + 0,15 \text{ dz}$$

Skoro inne warunki pomiaru były zgodne z warunkami znamionowymi, całkowita poprawka dodatkowa ma wartość

$$p_d = p_{To} = + 0,15 \text{ dz}$$

Poprawne wskazanie woltomierza zgodnie z /7/ wynosi

$$\alpha_p = \alpha_1 + p_p + p_d = 90 + 2,0 + 0,15 = 92,15 \text{ dz}$$

2/ Oszacowanie błędów przypadkowych. Niedokładność określenia p_{90} zgodnie z rys. 3 wynosi $\Delta_{p90} = \pm 0,1$ dz, niedokładność określenia p_{To} zgodnie z rys. 4 wynosi $\Delta_{pTo} = \pm 0,1$ dz. Niepewność pomiaru zgodnie z /8/ wynosi

$$\Delta_{p\alpha} = \sqrt{\Delta_{p90}^2 + \Delta_{pTo}^2 + \Delta_{po}^2 + \Delta_{pw}^2} =$$

$$= \sqrt{0,1^2 + 0,1^2 + 0,2^2 + 0,1^2} \approx 0,26 \text{ dz}$$

SEM ogniwa zgodnie z zależnością /9/ ma wartość

$$E = c_v \left(\alpha_p \pm \Delta_{p\alpha}\right) = 0,1 \left(92,15 \pm 0,26\right)$$

$$E = \left(9,22 \pm 0,03\right) \text{ V} \quad \text{lub} \quad E = 9,22 \text{ V} \pm 0,3\ \%$$

2.2.2. Seria pomiarów

Wykonując serię n pomiarów tej samej wartości wielkości x w praktycznie tych samych warunkach otrzymuje się ciąg zbliżonych wartości x_1, x_2, ... x_n. Wyniki obarczone są błędami systematycznymi oraz przypadkowymi. Po obliczeniu i uwzględnieniu błędów systematycznych zgodnie z punktem 2.2.1. otrzyma się n poprawionych wyników pomiarów x_{1p}, x_{2p}, ... x_{np} różniących się wartościami liczbowymi na skutek błędów przypadkowych.

Celem rachunku błędów jest oszacowanie przedziału niepewności pomiaru, który z określonym poziomem prawdopodobieństwa zawiera poszukiwaną wartość wielkości mierzonej. Dla dużej liczby wyników pomiarów obarczonych tylko błędami przypadkowymi lub same błędy przypadkowe Δ można uważać za zmienną losową o rozkładzie Gaussa /normalnym/.

Gęstość prawdopodobieństwa $f/\Delta/$ dla rozkładu normalnego określa zależność

$$f/\Delta/ = \frac{1}{s\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\Delta^2}{2s^2}\right) \qquad /10/$$

$$\Delta = x_{ip} - x_r \text{ - błąd rzeczywisty} \qquad /11/$$

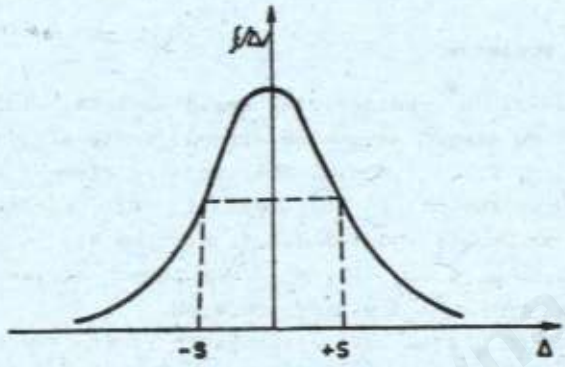
przy czym:

s - odchylenie standardowe /średnio kwadratowe/,

x_r - wartość rzeczywista wielkości mierzonej,

x_{ip} - poszczególne poprawione wyniki pomiarów.

Zależność /10/ przedstawiono na rys. 5.



Rys. 5. Wykres częstości prawdopodobieństwa wystąpowania błędów przypadkowych /krzywa Gaussa/

Podczas wykonywania pomiarów wartość rzeczywista x_r wielkości mierzonej jest nieznana. Za najbardziej prawdopodobną wartość wielkości mierzonej przyjmuje się wartość średnią arytmetyczną z serii jednakowo dokładnych pomiarów

$$x_{śr} = \frac{\sum_{i=1}^{n} x_{ip}}{n} \qquad /12/$$

Odchylenie średnie kwadratowe jednego pomiaru z danej serii pomiarów można obliczyć ze wzoru

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} /x_{ip} - x_{śr}/^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} \Delta_i'^2}{n-1}} \qquad /13/$$

przy czym:

$\Delta_i' = x_{ip} - x_{śr}$ - błąd pozorny.

Natomiast odchylenie średnie kwadratowe średniej arytmetycznej oblicza się z zależności

$$s_s = \frac{s}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} \Delta_i'^2}{n\,/n-1/}} \qquad /14/$$

Przypadkowe błędy graniczne pomiaru wyznacza się jako iloczyn odchylenia standardowego s lub s_s oraz liczby t, będącej funkcją przyjętego prawdopodobieństwa. Wielkość $\pm t \cdot s$ nazywa się niepewnością pomiaru /pojedynczego lub średniej arytmetycznej/. Natomiast wielkość 2ts nosi nazwę obszaru niepewności lub przedziału ufności. Prawdopodobieństwo p, z jakim wartość rzeczywista x_r znajdzie się w przedziale ufności, nosi nazwę poziomu ufności. Dla t = 1 prawdopodobieństwo, że wartość rzeczywista x_r wielkości mierzonej znajdzie się w przedziale $x_{śr} \pm s$ wynosi ≈ 68%, natomiast dla t = 2 prawdopodobieństwo, że x_r znajdzie się w przedziale $x_{śr} \pm 2s$ wynosi 95 %. Tak więc dla dużej liczby jednakowo prawdopodobnych pomiarów przedział ufności zarówno dla poszczególnych wyników x_{ip} jak też dla wartości średniej arytmetycznej $x_{śr}$ wyznacza się

$$a/\quad \Delta x = t \cdot s; \qquad x_r = x_{ip} \pm t \cdot s \quad , \quad p = \ldots \qquad /15/$$

$$b/\quad \Delta x_s = t \cdot s_s; \qquad x_r = x_{śr} \pm t \cdot s_s \quad , \quad p = \ldots \qquad /16/$$

W praktyce pomiarowej dysponujemy małą liczbą wyników, gdyż dokładność pomiaru wartości danej wielkości bardziej zależy od dokładności użytych narzędzi pomiarowych niż od liczby pomiarów.

W.Gosset /pseudonim Student/ opracował teorię, która na podstawie wyników uzyskanych z małej liczby pomiarów n < 30, pozwala wyciągnąć wnioski dotyczące parametrów całej populacji, o zbliżonym stopniu pewności jak wnioski uzyskane z bardzo dużej liczby pomiarów. Wykazał on, że przedział ufności można wyrazić przez wartość odchylenia średniego kwadratowego za pomocą zależności

$$x_{śr} - t_{n,p} \cdot \frac{s}{\sqrt{n}} \leqslant x_r \leqslant x_{śr} + t_{n,p} \cdot \frac{s}{\sqrt{n}} \qquad /17/$$

Wartość parametru $t_{n,p}$ jest funkcją prawdopodobieństwa p i liczebności próby n. Wartość współczynnika Studenta $t_{n,p}$ oraz wartość $t_{n,p}/\sqrt{n}$ wyznaczone dla różnych n i różnych poziomów ufności przedstawiono w tabeli 1.

Tabela 1

Współczynniki t rozkładu Studenta /wartości t i t/ $\sqrt{n}$ zaokrąglone/

Liczba pomiarów n	Wartości t i t/ $\sqrt{n}$							
	p = 0,683		p = 0,950		p = 0,990		p = 0,997	
	t	t/ $\sqrt{n}$	t	t/ $\sqrt{n}$	t	t/ $\sqrt{n}$	t	t/ $\sqrt{n}$
2	1,8	1,3	12,7	9,0	64	45	233	166
3	1,32	0,76	4,3	2,5	9,9	5,7	19,2	11,1
4	1,20	0,60	3,2	1,6	5,8	2,9	9,2	4,6
5	1,15	0,51	2,8	1,24	4,6	2,1	6,6	3,0
6	1,11	0,45	2,6	1,05	4,0	1,6	5,5	2,3
7	1,08	0,38	2,4	0,84	3,5	1,34	4,5	1,6
10	1,06	0,34	2,3	0,72	3,25	1,03	4,1	1,29
20	1,03	0,23	2,1	0,47	2,9	0,64	3,4	0,77
30	1,02	0,19	2,0	0,37	2,8	0,50	3,3	0,60
50	1,01	0,14	2,0	0,28	2,7	0,38	3,16	0,45
100	1,00	0,10	2,0	0,20	2,6	0,26	3,1	0,31
200	1,00	0,07	1,97	0,14	2,6	0,18	3,04	0,22
więcej niż 200	1,00	0	1,96	0	2,58	0	3,00	0

Wartości $t_{n,p}$ Studenta są zbieżne ze współczynnikami t rozkładu normalnego gdy $n \longrightarrow \infty$. Korzystając z rozkładu Studenta, przedziały ufności oblicza się za pomocą zależności

$$\Delta x = s \cdot t_{n,p} \quad ; \quad x_r = x_{ip} \pm s \cdot t_{n,p} \qquad /18/$$

$$\Delta x = s \cdot \frac{t_{n,p}}{\sqrt{n}} \quad ; \quad x_r = x_{śr} \pm s \frac{t_{n,p}}{\sqrt{n}} \qquad /19/$$

Ponieważ wartość współczynnika $t_{n,p}$ zależy od p i n, przy obliczaniu wyniku należy więc podawać nie tylko poziom ufności p, ale także liczbę pomiarów n.

P R Z Y K Ł A D 2

Zmierzono rezystancję R_x mostkiem Wheatstone'a klasy 0,05 otrzymując wyniki zamieszczone w tabeli. Obliczyć niepewność pomiaru ΔR_x rezystancji R_x na poziomie ufności p = 0,95, jeśli wiadomo, że w czasie pomiaru zachowane były warunki znamionowe i nie stwierdzono wpływów ubocznych.

Tabela 2

Wyniki pomiarów rezystancji

Nr pomiaru	1	2	3	4	5	6	7	8	
R_x	156,35	156,43	156,41	156,18	156,59	156,38	156,27	156,50	

9	10	
156,35	156,24	Ω

Wartość średnią arytmetyczną pomiarów obliczamy z zależności /12/

$$R_{xśr} = \frac{\sum_{i=1}^{10} R_{xi}}{10} = 156,37\,\Omega$$

a wartość odchylenia średniego kwadratowego pojedynczego pomiaru z zależności /13/

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{10} /R_{xi} - R_{xśr}/^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{10} /R_{xi} - 156,37/^2}{9}} = 0,122\,\Omega$$

Skoro liczba pomiarów jest nieduża i nie znamy rozkładu prawdopodobieństwa, któremu podlegają wybrane pomiary, przyjmujemy rozkład Studenta. Współczynnik $t_{n,p}$ Studenta dla $p = 0,95$ i $n = 10$ odczytany z tabeli 1 ma wartość $t_{n,p} = 2,3$, a $t_{n,p}/\sqrt{n} = 0,72$.

Niepewność pomiaru obliczona z zależności /19/ wynosi

$$\Delta R_{px} = s \cdot \frac{t_{n,p}}{n} = 0,122 \cdot 0,72 = 0,0878 \approx 0,09\,\Omega$$

Graniczny dopuszczalny błąd pomiaru rezystancji wynikający z klasy zastosowanego mostka wynosi

$$\Delta R_{sx} = \frac{kl \cdot R_x}{100} = \frac{0,05 \cdot 156,37}{100} = 0,07818 \approx 0,08\,\Omega$$

Całkowita niepewność pomiaru rezystancji R_x wynosi

$$\Delta R_x = \Delta R_{px} + \Delta R_{sx} = 0,17\,\Omega$$

Tak więc można przyjąć, że na poziomie ufności 0,95 wartość rzeczywista R_r mierzonej rezystancji będzie zawierała się w przedziale

$$R_r = /156,37 \pm 0,17/\Omega$$

2.2.3. Eliminacja błędów nadmiernych

W większości przypadków eliminacja błędów nadmiernych nie przysparza większych trudności. Wyniki pomiarów obarczone błędami nadmiernymi najczęściej znacznie odbiegają od innych wyników, budząc wątpliwości co do swojej wiarygodności. Należy jednak przy tym postępować ostrożnie i obiektywnie oceniać czy niezgodny z rzeczywistością wynik jest pomyłką, czy też tylko przypadkowym ale zupełnie prawidłowym odchyleniem.

Biblioteka Głów... Politechniki Świętokrzyskiej

Problem ten rozstrzyga się opierając się na twierdzeniu, że błędy przypadkowe o dużych wartościach są mało prawdopodobne, w związku z czym wyniki, których prawdopodobieństwo otrzymania p jest dostatecznie małe mogą praktycznie pojawić się jako pomyłki. Gdy znana jest wystarczająco dokładnie wartość odchylenia średniego kwadratowego s, korzysta się wówczas zwykle z tzw. kryterium 3 s. Jest bowiem mało prawdopodobne, aby błąd pozorny Δ' przekroczył trzykrotnie wartość odchylenia średniego kwadratowego $p < 0{,}003$. W przypadku małej liczby pomiarów, gdy odchylenie s nie jest dokładnie wyznaczone, nie należy posługiwać się kryterium 3 s.

Istnieje wiele metod eliminacji wyników odstających. Jedną z prostszych jest metoda Chauventa. Opracowana została przy założeniu, że prawdopodobieństwo zgrupowania odchyłek wyników n pomiarów wokół ich wartości średniej nie powinno być mniejsze niż $1/2n$. Warunek ten można przedstawić w postaci tabeli ujmującej zależność maksymalnej dopuszczalnej wartości ilorazu błędu pozornego przez odchylenie standardowe w funkcji liczby pomiarów /tabela 3/.

Tabela 3

Kryterium Chauventa eliminacji błędów nadmiernych

Liczba odczytów n	Wartość wyrażenia $\Delta x_{max}/s$
2	1,15
3	1,38
4	1,54
5	1,65
6	1,73
7	1,80
10	1,96
15	2,13
25	2,33
50	2,57
100	2,81
300	3,14
500	3,29
1000	3,48

Jeżeli dla rozważanego odstającego wyniku zachodzi

$$\frac{|\Delta' x_{odst}|}{s} = \frac{|x_{odst} - x_{śr}|}{s} > \left(\frac{\Delta x_{max}}{s}\right)_{tabl.} \qquad /20/$$

to wynik należy uznać za obarczony błędem grubym i wyeliminować, W rachunku tym zarówno średnia arytmetyczna wyników pomiarów $x_{śr}$ jak i odchylenie średniokwadratowe s pojedynczego pomiaru są liczone z uwzględnieniem wyników odstających.

P R Z Y K Ł A D 3

Podczas wzorcowania tensometrycznego czujnika siły dokonano pomiarów jego znamionowego sygnału wyjściowego $\Delta U/U$, $[mV/V]$ otrzymując następujący ciąg wartości

1,315 - 1,320 - 1,318 - 1,325 - 1,322 - 1,315 - 1,300

Wynik 1,300 wzbudza zastrzeżenia, że może być obarczony błędem nadmiernym, nie można jednak tego rozstrzygnąć intuicyjnie. Dla rozważanej próby wartość średnia $x_{śr}$ = 1,316 mV/V, a odchylenie standardowe pojedynczego pomiaru s = 0,0081 mV/V. A więc

$$\frac{|\Delta' x_{odst}|}{s} = \frac{|1,300 - 1,316|}{0,0081} = 1,98$$

Z tabeli 3 dla n =7 odczytujemy

$$\left(\frac{\Delta x_{max}}{s}\right)_{tabl.} = 1,80$$

Ponieważ $\frac{|\Delta' x_{odst}|}{s} > \left(\frac{\Delta x_{max}}{s}\right)_{tabl.}$ wynik należy uznać za obarczony błędem nadmiernym i usunąć. Po wyeliminowaniu wyniku odstającego nowa wartość średnia wynosi $x_{śr}$ = 1,319 mV/V, a odchylenie standardowe pojedynczego pomiaru s = 0,0042 mV/V. Z kolei należy rozważyć czy po zmianie wartości $x_{śr}$ i s nie należałoby wyeliminować dalszych wyników.

Najbardziej odstający jest wynik $\Delta U/U = 1{,}325$. Zgodnie z zależnością /20/ piszemy

$$\frac{|1{,}325 - 1{,}319|}{0{,}0042} = 1{,}43$$

dla $n = 6$ odczytujemy $\left(\frac{\Delta x_{max}}{s}\right)_{tabl.} = 1{,}73$.

Ponieważ $\frac{|\Delta' x_{odst}|}{s} < \left(\frac{\Delta x_{max}}{s}\right)_{tabl.}$, nie ma podstaw do eliminacji rozważanego wyniku. Jeżeli w omawianym ciągu wyników byłoby kilka obarczonych błędami nadmiernymi, to wyniki należałoby uznać za niewiarygodne i pomiary należy powtórzyć.

2.3. Metoda pomiarowa pośrednia

2.3.1. Pomiar pojedynczy

Podczas pomiarów pośrednich wielkość mierzona Y jest funkcją innych wielkości A,B,C,... mierzonych bezpośrednio i wyznaczana analitycznie z zależności

$$Y = f\,/A,B,C,.../ \qquad /21/$$

Jeżeli w wyniku pomiarów wielkości A,B,C uzyskamy wartości A_1, B_1, C_1 ... i znane są tylko błędy graniczne Δ_{GA}, Δ_{GB}, Δ_{GC} wynikające z klasy użytych narzędzi pomiarowych /co zwykle ma miejsce w praktyce pomiarowej/, to wartość granicznego błędu całkowitego szacuje się z zależności

$$|\Delta_{GY}| = \left|\frac{\partial Y}{\partial A}\Delta_{GA}\right| + \left|\frac{\partial Y}{\partial B}\Delta_{GB}\right| + \left|\frac{\partial Y}{\partial C}\Delta_{GC}\right| + \ldots \qquad /22/$$

Gdy znane są błędy graniczne względne $\frac{\Delta_{GA}}{A}$, $\frac{\Delta_{GB}}{B}$, $\frac{\Delta_{GC}}{C}$ wyrażenie /22/ przekształca się do postaci

$$\delta_{GY} = \left|\frac{\Delta_{GY}}{Y}\right| = \left|\frac{\partial Y}{\partial A}\cdot\frac{A}{Y}\cdot\frac{\Delta_{GA}}{A}\right| + \left|\frac{\partial Y}{\partial B}\cdot\frac{B}{Y}\cdot\frac{\Delta_{GB}}{B}\right| +$$

$$+ \left| \frac{\partial Y}{\partial C} \cdot \frac{C}{Y} \cdot \frac{\Delta_{GC}}{C} \right| + \ldots \qquad /23/$$

Gdy liczba zmiennych A, B, C jest większa, to wyznaczenie wartości błędu granicznego z zależności /22/ i /23/ prowadzi do wyników zawyżonych. Do wyznaczania błędu granicznego całkowitego stosuje się wówczas zależność

$$\Delta_{GY} = \sqrt{\left(\frac{\partial Y}{\partial A} \Delta_{GA}\right)^2 + \left(\frac{\partial Y}{\partial B} \Delta_{GB}\right)^2 + \left(\frac{\partial Y}{\partial C} \Delta_{GC}\right)^2 + \ldots} \qquad /24/$$

lub

$$\frac{\Delta_{GY}}{Y} = \sqrt{\left(\frac{\partial Y}{\partial A} \frac{A}{Y} \frac{\Delta_{GA}}{A}\right)^2 + \left(\frac{\partial Y}{\partial B} \frac{B}{Y} \frac{\Delta_{GB}}{B}\right)^2 + \left(\frac{\partial Y}{\partial C} \frac{C}{Y} \frac{\Delta_{GC}}{C}\right)^2 + \ldots} \qquad /25/$$

przy czym $\frac{\partial Y}{\partial A}$, $\frac{\partial Y}{\partial B}$, $\frac{\partial Y}{\partial C}$ pochodne cząstkowe równania /21/ liczone w punktach A_1, B_1, C_1 ...

Wielkości mierzone wyraża się następująco

$$Y = f\,/A_1, B_1, C_1 \ldots/ \pm \Delta_{GY} \quad \text{lub} \quad Y = f/A_1, B_1, C_1 \ldots/ \pm \frac{\Delta_{GY}}{Y} \qquad /26/$$

Jeżeli można wyznaczyć systematyczne błędy podstawowe Δ_{SA}, Δ_{SB}, Δ_{SC} ... i dodatkowe Δ_{dA}, Δ_{dB}, Δ_{dC} ... oraz odchylenia średnie kwadratowe s_A, s_B, s_C ... poszczególnych wielkości A,B,C,... mierzonych bezpośrednio oblicza się je jak w punkcie 2.2.1.

Systematyczny błąd Δ_{SY} wielkości Y oblicza się z zależności

$$\Delta_{SY} = \frac{\partial Y}{\partial A}\left(\Delta_{SA} + \Delta_{dA}\right) + \frac{\partial Y}{\partial B}\left(\Delta_{SB} + \Delta_{dB}\right) + \frac{\partial Y}{\partial C}\left(\Delta_{SC} + \Delta_{dC}\right) + \ldots \qquad /27/$$

Odchylenie średnie kwadratowe s_Y pomiaru pośredniego wielkości Y oblicza się ze wzoru

$$s_Y = \sqrt{\left(\frac{\partial Y}{\partial A}\, s_A\right)^2 + \left(\frac{\partial Y}{\partial B}\, s_B\right)^2 + \left(\frac{\partial Y}{\partial C}\, s_C\right)^2 + \ldots} \qquad /28/$$

Jako wynik pomiaru wielkości Y podaje się

$$Y = \left[f\,/A_1, B_1, C_1 \ldots / + p_Y \right] \pm s_Y \qquad /29/$$

przy czym p_Y - poprawka uwzględniająca wszystkie błędy systematyczne

$$p_Y = -\Delta_{SY} \qquad /30/$$

Wynik pomiaru można również obliczyć z zależności

$$Y = Y_p \pm s_Y \qquad /31/$$

przy czym:

$$Y_p = f\,/A_p, B_p, C_p \ldots/$$

$$A_p = A_1 + p_{sA} + p_{dA} \qquad /32/$$

$$B_p = B_1 + p_{sB} + p_{dB}$$

$$C_p = C_1 = p_{sC} + p_{dC}$$

A_p, B_p, C_p ... - poprawki wyników pomiarów A,B,C,...

P r z y k ł a d 4.

W celu wyznaczenia mocy wydzielonej na rezystorze o rezystancji R przez prąd stały I dokonano pomiaru tych wielkości. Pomiar wykonano amperomierzem kl 0,5 o zakresie 5 A, α_z = 100 dz i mostkiem Wheatstone'a kl. 0,1. Wychylenie amperomierza 80 dz. Wskazanie mostka R = 102,1 Ω.

A. Błędy systematyczne podstawowe i dodatkowe woltomierza i mostka są nieznane. Moc jest związana z wielkościami mierzonymi bezpośrednio I i R następującą zależnością

$$P = I^2 R$$

Wartość zmierzonego prądu wynosi

$$I = c_A \cdot 80 = 0,05 \cdot 80 = 4A$$

przy czym c_A - stała amperomierza

Tak więc moc ma wartość

$$P_1 = 4^2 \cdot 102,1 = 1633,6\ W$$

Wartości względnego błędu granicznego całkowitego wyznacza się z zależności /23/

$$\delta_{GP} = \left|\frac{\Delta GP}{P}\right| = \left|\frac{\partial P}{\partial I} \cdot \frac{I}{P} \frac{\Delta GI}{I}\right| + \left|\frac{\partial P}{\partial R} \frac{R}{P} \frac{\Delta GR}{R}\right| =$$

$$= \left|2IR \frac{I}{I^2R} \frac{\Delta GI}{I}\right| + \left|\frac{I^2R}{I^2R} \frac{\Delta GR}{R}\right| = \left|2 \frac{\Delta GI}{I}\right| + \left|\frac{\Delta GR}{R}\right|$$

Wartości granicznych błędów względnych amperomierza i mostka wynoszą

$$\delta_{GI} = \frac{\Delta_{GI}}{I} = \frac{kl \ \alpha}{\alpha_1} = \frac{0,5 \ \ 100}{80} = 0,6\ \%$$

$$\delta_{GR} = 0,1\ \%$$

Tak więc wartość błędu granicznego całkowitego wynosi

$$\delta_{GP} = \left|2 \cdot 0,6\right| + \left|0,1\right| = 1,3\%$$

Mierzona wartość mocy zgodnie z /26/ ma wartość

$$P_1 = 1634,0\ W \pm 1,3\% \qquad \text{lub} \quad P = /1634,0 \pm 21/\ W$$

B. Dana jest rezystancja amperomierza $R_A = 0,5\,\Omega$, błąd wskazań $\Delta_{S80} = -0,01$ A oraz błąd systematyczny mostka $\Delta_{SR} = 0,5\,\Omega$. Poza tym znane są niepewność pomiaru prądu i rezystancji odpowiednio $\Delta_{pI} = 0,02$ A i $\Delta_{pR} = 0,2\,\Omega$.

Błąd metody zastosowania amperomierza o rezystancji $R_A > 0$ wynosi

$$\Delta_M \approx - I \frac{R_A}{R} = \frac{4 \cdot 0,5}{102,1} = - 0,02 \text{ A}$$

Wypadkowy błąd systematyczny pomiaru prądu wynosi

$$\Delta_{SI} = \Delta_M + \Delta_{S80} = - 0,02 + /-0,01/ = - 0,03 \text{ A}$$

Błąd systematyczny Δ_{SP} obliczony z zależności /26/ wynosi

$$\Delta_{SP} = \frac{\partial P}{\partial I} \cdot \Delta_I + \frac{\partial P}{\partial R} \cdot \Delta_{SR} = 2 \cdot I \cdot R \cdot \Delta_{SI} + I^2 \cdot \Delta_{SR} =$$

$$= 8 \cdot 102,1 \cdot /-0,03/ + 16 \cdot 0,5 = - 16,5 \text{ W}$$

Poprawka uwzględniająca błędy systematyczne ma wartość

$$P_M = - \Delta_{SP} = 16,5 \text{ W}$$

Odchylenie średnie kwadratowe s_p zgodnie z zależnością /28/ wynosi

$$s_p = \sqrt{\left(\frac{\partial P}{\partial I} \Delta_{pI}\right)^2 + \left(\frac{\partial P}{\partial R} \Delta_{pR}\right)^2} =$$

$$= \sqrt{/2 \, I \, R \, \Delta_{pI}/^2 + /I^2 \, \Delta_{pR}/^2} =$$

$$= \sqrt{/8 \cdot 102,1 \cdot 0,02/^2 + /16 \cdot 0,2/^2} = 16,7 \text{ W}$$

Moc mierzona P zgodnie z /28/ ma wartość

$$P = /P_1 + P_M/ \pm s_p = /1634 + 16,5/ \pm 16,7 \text{ W}$$

$$P = /1651 \pm 17/ \text{ W}$$

Taki sam wynik otrzymamy korzystając z zależności /31/ i /32/, a mianowicie

$$P_p = I_p^2 \cdot R_p$$

$$I_p = I_1 + \Delta_{SI} = 4,0 + 0,03 = 4,03 \text{ A}$$

$$R_p = R_1 + \Delta_{SR} = 102,1 - 0,5 = 101,6$$

$$P_p = /4,03/^2 \cdot 101,6 = 1651 \text{ W}$$

a więc

$$P = P_p \pm s_p = /1651 \pm 17/ \text{ W}$$

2.3.2. Seria pomiarów

Wielkości A, B, C,... zmierzono odpowiednio n_A, n_B, n_C ... razy. Błędy systematyczne wyeliminowano przez wprowadzenie poprawek jak w punkcie 2.2.1. Obliczone zgodnie z zależnością /12/ średnie arytmetyczne poszczególnych serii wynoszą

$$A_{pśr} = \frac{1}{n_A} \sum_{i=1}^{n_A} A_{ip} \qquad i = 1,2 \ldots n_A$$

$$B_{pśr} = \frac{1}{n_B} \sum_{j=1}^{n_B} B_{jp} \qquad j = 1,2 \ldots n_B \qquad /33/$$

$$C_{pśr} = \frac{1}{n_C} \sum_{k=1}^{n_C} C_{kp} \qquad k = 1,2 \ldots n_C$$

$$\vdots$$

Średnią arytmetyczną szukanej wielkości Y oblicza się z zależności

$$Y_{pśr} = f\,/A_{pśr}, B_{pśr}, C_{pśr} \ldots/ \qquad /34/$$

Odchylenia średniokwadratowe $s_{Aśr}, s_{Bśr}, s_{Cśr}$ ... wartości średnich $A_{pśr}, B_{pśr}, C_{pśr}$... poszczególnych wielkości mierzonych bezpośrednio oblicza się ze wzorów:

$$s_{Aśr} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n_A} /A_{ip} - A_{pśr}/^2}{n_A\ /n_A - 1/}}$$

$$s_{Bśr} = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{n_B} /B_{jp} - B_{pśr}/^2}{n_B\ /n_B - 1/}} \qquad /35/$$

$$s_{Cśr} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{n_C} /C_{kp} - C_{pśr}/^2}{n_C\ /n_C - 1/}}$$

$$\vdots$$

Odchylenie średnie kwadratowe s_Y średniej $Y_{pśr}$ oblicza się ze wzoru

$$s_Y = \sqrt{\left(\frac{\partial Y}{\partial A}\ s_{Aśr}\right)^2 + \left(\frac{\partial Y}{\partial B}\ s_{Bśr}\right)^2 + \left(\frac{\partial Y}{\partial C}\ s_{Cśr}\right)^2 + \ldots} \qquad /36/$$

dla $A = A_{pśr}$, $B = B_{pśr}$, $C = C_{pśr}$ ...

Jako wynik pomiaru wielkości Y podaje się

$$Y = Y_{pśr} \pm s_Y \qquad /37/$$

P R Z Y K Ł A D 5

W celu zmierzenia momentu skręcającego M wykonano 6 pomiarów siły F /n_F = 6/ i sześć pomiarów długości ramienia l /n_l = 6/. Wyniki poprawione zestawiono w tabeli 4

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

Biblioteka Główna
Politechniki Świętokrzyskiej

$$s_{Aśr} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n_A} /A_{ip} - A_{pśr}/^2}{n_A\ /n_A - 1/}}$$

$$s_{Bśr} = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{n_B} /B_{jp} - B_{pśr}/^2}{n_B\ /n_B - 1/}} \qquad /35/$$

$$s_{Cśr} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{n_C} /C_{kp} - C_{pśr}/^2}{n_C\ /n_C - 1/}}$$

$$\vdots$$

Odchylenie średnie kwadratowe s_Y średniej $Y_{pśr}$ oblicza się ze wzoru

$$s_Y = \sqrt{\left(\frac{\partial Y}{\partial A}\ s_{Aśr}\right)^2 + \left(\frac{\partial Y}{\partial B}\ s_{Bśr}\right)^2 + \left(\frac{\partial Y}{\partial C}\ s_{Cśr}\right)^2 + \ldots} \qquad /36/$$

dla $A = A_{pśr}$, $B = B_{pśr}$, $C = C_{pśr}$ ...

Jako wynik pomiaru wielkości Y podaje się

$$Y = Y_{pśr} \pm s_Y \qquad /37/$$

P R Z Y K Ł A D 5

W celu zmierzenia momentu skręcającego M wykonano 6 pomiarów siły F /n_F = 6/ i sześć pomiarów długości ramienia l /n_l = 6/. Wyniki poprawione zestawiono w tabeli 4

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

Tabela 4

Wyniki pomiarów siły i długości ramienia działania siły

Lp.		1	2	3	4	5	6
F_{ip}	N	10,5	10,1	10,3	10,6	10,0	10,2
l_{jp}	m	0,51	0,50	0,54	0,53	0,51	0,52

Wartości średnie siły oraz ramienia obliczone z zależności /33/ wynoszą

$$F_{pśr} = \frac{1}{n_F} \sum_{i=1}^{n_F} F_{ip} = \frac{61,7}{6} = 10,3 \text{ N}$$

$$l_{pśr} = \frac{1}{n_l} \sum_{j=1}^{n_l} l_{jp} = \frac{3,11}{6} = 0,52$$

Wartość średnia arytmetyczna momentu skręcającego obliczona z zależności /34/ wynosi

$$M_{śr} = F_{pśr} \cdot l_{pśr} = 5,36 \text{ Nm}$$

Odchylenia średnie kwadratowe wartości siły oraz długości ramienia wynoszą zgodnie z /35/

$$s_{Fśr} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n_F} (F_{ip} - F_{pśr})^2}{n_F (n_F - 1)}} = \sqrt{\frac{0,27}{6,5}} = 0,09 \text{ N}$$

$$s_{l\acute{s}r} = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{n_1} /l_{jp} - l_{p\acute{s}r}/^2}{n_1 /n_1 - 1/}} = \sqrt{\frac{0,0011}{6,5}} = 0,006 \text{ m}$$

Odchylenie średnie kwadratowe s_M szukanej wartości momentu skręcającego zgodnie z /36/ wynosi

$$s_M = \sqrt{/\frac{\partial M}{\partial F} \cdot s_{F\acute{s}r}/^2 + /\frac{\partial M}{\partial l} \cdot s_{l\acute{s}r}/^2} = \sqrt{/l_{p\acute{s}r} \cdot s_{F\acute{s}r}/^2 + /F_{p\acute{s}r} \cdot s_{l\acute{s}r}/^2} =$$

$$= \sqrt{/0,52 \cdot 0,09/^2 + /10,3 \cdot 0,006/^2} =$$

$$= 0,077 \text{ Nm}$$

Wartość rzeczywista momentu skręcającego zgodnie z /37/ wynosi

$$M_r = M_{\acute{s}r} \pm s_M = /5,36 \pm 0,08/ \text{ Nm}$$

3. WYZNACZANIE PARAMETRÓW STATYCZNYCH PRZETWORNIKÓW NA PODSTAWIE STATYCZNEJ FUNKCJI PRZETWARZANIA

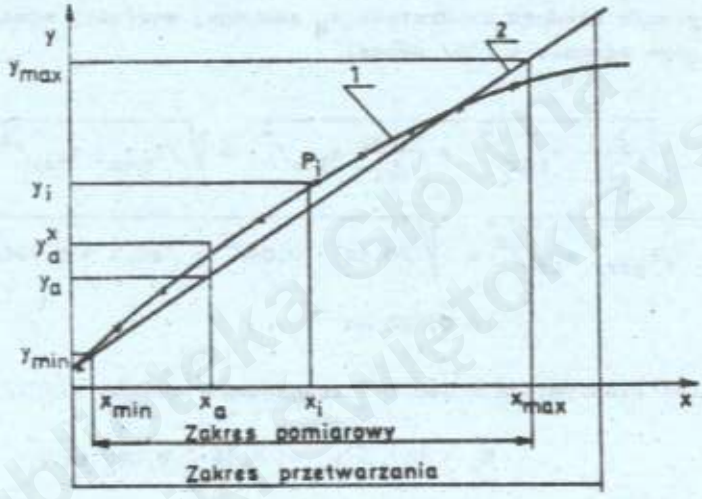
Wynikiem statycznego wzorcowania przetwornika pomiarowego jest związek funkcyjny między wielkością wejściową X i wyjściową Y, Y = f /X/ stanowiący statyczną funkcję przetwarzania. Dla większości przetworników pomiarowych stosowanych w praktyce statyczna funkcja przetwarzania jest linią prostą lub krzywą, którą można aproksymować prostą.

3.1. Określenia błędu nieliniowości

Załóżmy, co wynika z rozważań teoretycznych, że między wielkościami fizycznymi X i Y zachodzi zależność liniowa. Przy ustalonych

wartościach $x_1, x_2, \ldots, x_i, \ldots, x_n$ wielkości X wykonano pomiary wielkości Y i otrzymano odpowiednio wyniki $y_1, y_2, \ldots, y_i, \ldots y_n$, przy czym niedokładność pomiaru wszystkich wartości x_i była jednakowa. Odpowiadające parom liczb x_i, y_i punkty P_i w prostokątnym układzie współrzędnych /rys. 6/ będą się układały wokół pewnej prostej

$$y = a x + b \qquad /38/$$



Rys. 6. Rzeczywista 1 i pożądana 2 charakterystyka czujnika pomiarowego

Zadanie polega na doborze takich stałych a i b, aby prosta ta możliwie dobrze opisywała zbiór punktów P_i /x_i, y_i/ /i = 1,2,..,n/, tzn. poszukuje się takiej prostej, od której punkty odpowiadające pomiarom będą się odchylały jak najmniej. Zagadnienie to jest często określane jako wyznaczanie linii regresji.

Istnieje wiele metod obliczania linii regresji. Najbardziej popularną z nich jest metoda najmniejszych kwadratów. Polega ona na znalezieniu współczynników równania takiej prostej, dla której suma kwadratów odchyleń od niej jednej ze zmiennych jest najmniejsza.

Zgodnie z postulatem Gaussa stałe a i b oblicza się minimalizując funkcję

$$G_n = \sum_{i=1}^{n} \left[y_i - /a\, x_i + b/ \right]^2 = \text{minimum} \qquad /39/$$

Po obliczeniu pochodnych cząstkowych $\frac{\partial G}{\partial a}$ i $\frac{\partial G}{\partial b}$ i przyrównaniu ich do zera otrzymuje się

$$a = \frac{n \sum_{i=1}^{n} x_i y_i - \sum_{i=1}^{n} x_i \sum_{i=1}^{n} y_i}{M} \qquad /40/$$

$$b = \frac{\sum_{i=1}^{n} y_i \sum_{i=1}^{n} x_i^2 - \sum_{i=1}^{n} x_i y_i \sum_{i=1}^{n} x_i}{M} \qquad /41/$$

przy czym

$$M = n \sum_{i=1}^{n} x_i^2 - \Big/\sum_{i=1}^{n} x_i\Big/^2 \qquad /42/$$

Błąd nieliniowości określony jako maksymalne odchylenie rzeczywistej charakterystyki przetwarzania od charakterystyki idealnej w postaci linii prostej /prostej najmniejszych kwadratów/ występujący w zakresie pomiarowym oblicza się ze wzoru

$$\delta_y = \frac{/y_a - y_a^n/_{max}}{y_{max} - y_{min}} \qquad /43/$$

przy czym:

$y_a - y_a^n$ - maksymalne odchylenia charakterystyki rzeczywistej od prostej w zakresie pomiarowym,

$y_{max} - y_{min}$ - zakres wielkości wyjściowych odpowiadający zakresowi pomiarowemu.

Błąd nieliniowości dla przetwornika liniowego jest równoważny jego klasie dokładności.

Politechnika Świętokrzyska Biblioteka Główna

P R Z Y Ł A D 6

Wyniki wzorcowania magnetosprężystego czujnika siły o zakresie pomiarowym 0 - 500 N przedstawiono w tabeli 5. Znaleźć dla zakresu pomiarowego prostą najmniejszych kwadratów i określić klasę czujnika. Przyjąć, że funkcja przetwarzania czujnika jest liniowa o postaci

$$U_{wy} = a \cdot F + b$$

Tabela 5

Wyniki pomiarów i obliczeń

Lp.	F_i	U_i	F_i^2	$F_i U_i$	U_i obl.	δ
	N	mV	N^2	N mV	mV	%
1	0	12,1	0	0	12,17	0,8
2	50	13,2	2,5	660	13,18	- 0,3
3	100	14,1	10	1410	14,19	1,1
4	150	15,3	22,5	2295	15,2	-1,3
5	200	16,2	40	3240	16,21	0,8
6	250	17,4	62,5	4350	17,2	- 2,2
7	300	18,2	90	5460	18,23	0,3
8	350	19,0	122,5	6650	19,24	2,9
9	400	20,3	160	8120	20,25	- 0,6
n=9	$\sum_{i=1}^{9} F_i = 1800$	$\sum_{i=1}^{9} U_i = 145,8$	$\sum_{i=1}^{9} F_i^2 =$ $=510\ 10^3$	$\sum_{i=1}^{9} F_i U_i =$ $= 32185$		

Współczynniki prostej najmniejszych kwadratów wynoszą

$$a = \frac{n\sum_{i=1}^{9} F_i U_i - \sum_{i=1}^{9} F_i \sum_{i=1}^{9} U_i}{n\sum_{i=1}^{9} F_i^2 - \left(\sum_{i=1}^{9} F_i\right)^2} = \frac{9 \cdot 32185 - 1800 \cdot 145,8}{9 \cdot 510 \cdot 10^3 - 1800^2} =$$

$$= 0,02017$$

$$b = \frac{\sum_{i=1}^{9} U_i \cdot \sum_{i=1}^{9} F_i^2 - \sum_{i=1}^{9} F_i U_i \sum_{i=1}^{9} F_i}{n \sum_{i=1}^{9} F_i^2 - \left/\sum_{i=1}^{9} F_i\right/^2} =$$

$$= \frac{145{,}8 \cdot 510 \cdot 10^3 - 32185 \cdot 1800}{9 \cdot 510 \cdot 10^3 - 1800^2} = 12{,}167$$

Tak więc prosta najmniejszych kwadratów w zakresie pomiarowym ma postać

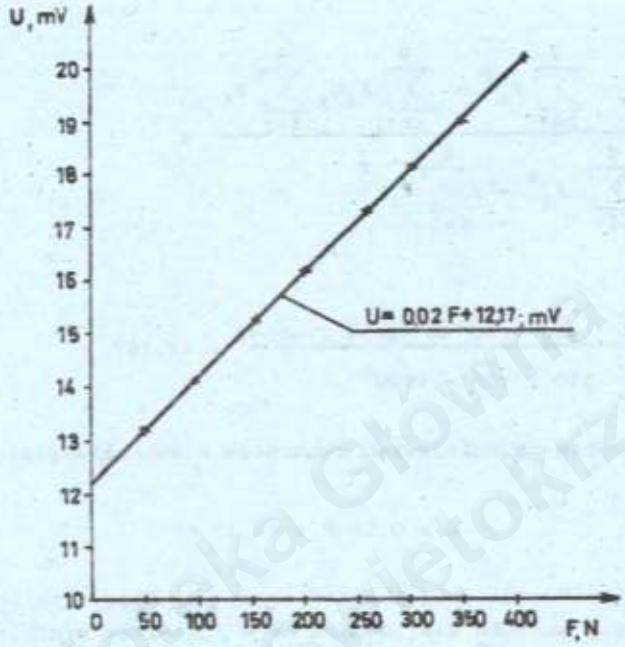
$$U = 0{,}02\ F + 12{,}17\ mV$$

a błąd nieliniowości czujnika obliczony zgodnie z zależnością /43/ ma największą wartość dla pomiaru nr 8 / tablica wyników/ i wynosi 2,9%

czyli $\delta = 2{,}9\ \%$

Wyniki wzorcowania czujnika oraz prostą najmniejszych kwadratów przedstawiono na rys. 7.

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej



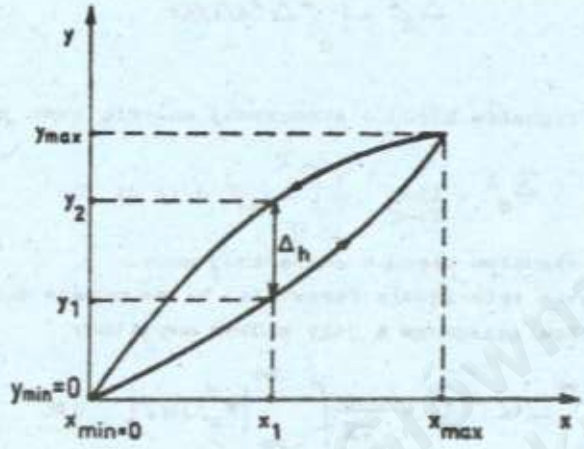
Rys. 7. Graficzne przedstawienie wyników wzorcowania czujnika siły oraz odpowiadająca tym wynikom prosta najmniejszych kwadratów

3.2. Określenie błędu histerezy

Błąd histerezy Δ_h określany jest jako różnica między wartością y_1 otrzymaną dla wartości x_1 wielkości wejściowej, przy jej powolnym zwiększaniu, a wartością y_2 otrzymaną dla tej samej wartości x_1 przy powolnym zmniejszaniu wielkości wejściowej /rys. 8/.

Błąd histerezy δ_h względny określa się jako stosunek błędu histerezy Δ_h do przedziału wartości wielkości wyjściowej odpowiadającej zakresowi pomiarowemu.

$$\delta_h = \frac{/y_1 - y_2/_{max}}{y_{max} - y_{min}}. \qquad /44/$$



Rys. 8. Wyznaczanie błędów histerezy z charakterystyki przetwarzania

4. WŁAŚCIWOŚCI DYNAMICZNE PRZETWORNIKÓW

4.1. Błąd dynamiczny

Błąd dynamiczny występuje w pomiarach wielkości zmiennych w czasie. Określa się go w dziedzinie czasu i w dziedzinie częstotliwości.

Błąd dynamiczny w ujęciu czasowym jest to różnica między wielkością wyjściową $y/t/$, a wielkością wyjściową poprawną $y_o/t/$, za którą umownie przyjmuje się wielkość wyjściową przetwornika bezinercyjnego

$$\Delta_d = y/t/ - y_o/t/ \qquad /45/$$

przy czym wartość błędu jest funkcją czasu.

Czasowy przebieg błędu dynamicznego $\Delta_d/t/$ trudno jest bezpośrednio wykorzystać jako miarę jakości dynamicznej pomiaru. Również żadna z cech błędu dynamicznego nie jest powszechnie uważana za jedyną obowiązującą miarę błędu. Istnieje wiele różnych miar błędu dynamicznego w dziedzinie czasu [1]. Często stosowaną miarą błędu dynamicznego jest błąd średniokwadratowy definiowany jako

$$\bar{\Delta}_d^2 = \int_0^{\infty} \Delta^2 d/t/dt \qquad /46/$$

w przypadku sygnałów błędu o skończonej energii oraz jako

$$\bar{\Delta}_d^2 = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T \Delta^2 \, d/t/ \, dt \qquad /47/$$

w przypadku sygnałów błędu o skończonej mocy.

Na podstawie twierdzenia Parsevala, które podaje związek między całką przebiegu czasowego a jego widmem amplitudy

$$\int_0^{\infty} x/t/^2 \, dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| F_x/j\omega/ \right|^2 d\omega \qquad /48/$$

można wyznaczyć błąd średniokwadratowy w funkcji charakterystyki częstotliwościowej $G/j\omega/$ i widma amplitudowego sygnału wymuszającego $F_x/j\omega/$

$$\bar{\Delta}_d^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| G/j\omega/ - k \right|^2 F_x/j\omega/ \, d\omega \qquad /49/$$

przy czym k - współczynnik wzmocnienia statycznego.

W dziedzinie częstotliwości błąd dynamiczny określa się przez porównanie rzeczywistych charakterystyk częstotliwościowych i fazowych z charakterystykami przetwornika niezniekształcającego. Błąd dynamiczny charakteryzuje się dwiema wielkościami:

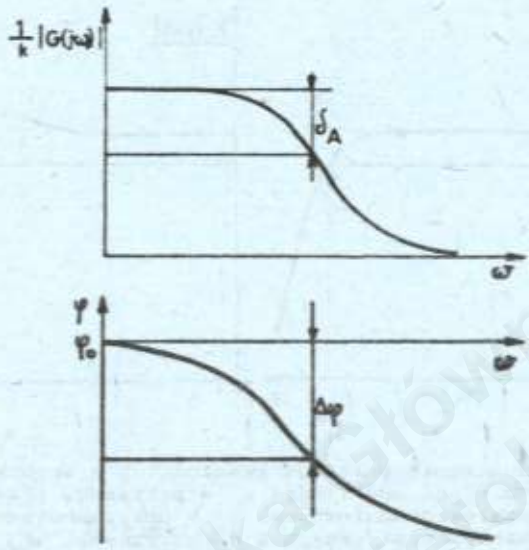
- błędem amplitudy

$$\delta_A = \frac{\left| G/j\omega/ \right| - k}{k} \qquad /50/$$

- błędem fazy

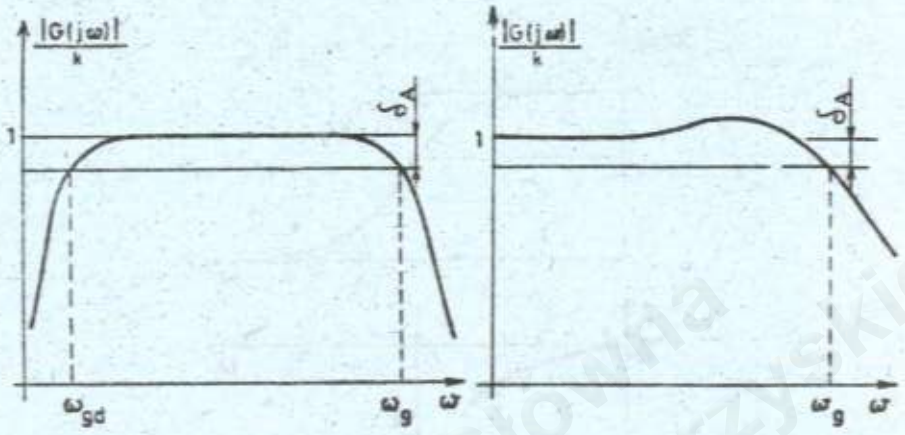
$$\Delta\varphi = \varphi - \varphi_o \qquad /51/$$

jak przedstawiono na rys. 9.



Rys. 9. Zdefiniowanie błędów amplitudy i fazy na charakterystykach częstotliwościowych

Błąd amplitudy określa, o jaką część amplituda wielkości wyjściowej różni się od amplitudy poprawnej wielkości wyjściowej /amplitudy wielkości wyjściowej przetwornika nie zniekształcającego/. Przy zadanych dopuszczalnych wartościach błędów amplitudy δ_A i fazy $\Delta\varphi$ określa się pasmo przenoszenia przetwornika. Najczęściej pasmo przenoszenia określa się na podstawie błędu amplitudy, definjując je jako zakres częstotliwości sygnału ograniczony f_{gd} i f_g, w którym charakterystyka amplitudowa nie odchyla się od wartości charakterystyki przetwornika nie zniekształcającego o więcej niż o $\delta_A \cdot k$ /rys. 10/. Najczęściej charakterystyka częstotliwościowa jest dolnoprzepustowa, tzn. wielkości o małych częstotliwościach przetwarzane są bez błędów /$f_{gd} = 0$/, a więc pasmo przenoszenia jest jednoznacznie określone przez wartość górnej częstotliwości granicznej f_g.



Rys. 10. Wyznaczanie pulsacji granicznych z warunku dopuszczalnego błędu amplitudy: a/ w przypadku przetwornika do pomiarów dynamicznych, b/ w przypadku przetwornika do pomiarów statycznych i dynamicznych, ω_{gd} - pulsacja graniczna dolna, ω_g - pulsacja graniczna górna

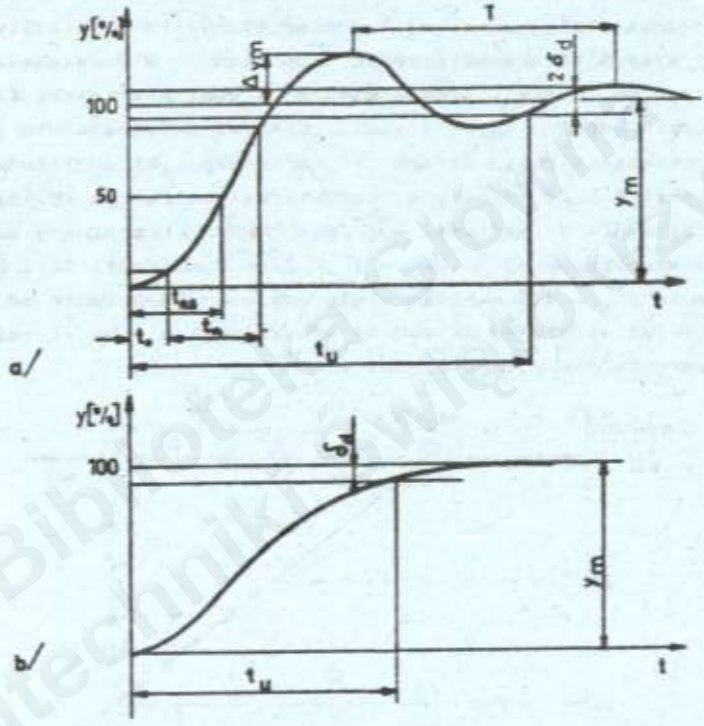
Praktycznie dla określenia wskaźników jakości dynamicznej aparatury pomiarowej przyjmuje się pewne charakterystyczne parametry występujące w odpowiedzi na standardowe wymuszenia. Jako wymuszenie standardowe w dziedzinie czasu stosuje się najczęściej wymuszenie skokowe i impulsowe oraz w dziedzinie częstotliwości wymuszenie harmoniczne o stałej amplitudzie.

Na rys. 11 przedstawiono aperiodyczny i periodyczny tłumiony przebieg odpowiedzi przetwornika na skok jednostkowy oraz zaznaczono niektóre parametry charakteryzujące tę odpowiedź. Podstawowym parametrem w dziedzinie czasu jest czas odpowiedzi /czas ustalania/ przetwornika. Określa się go jako czas, po którym odpowiedź na wymuszenie skokowe nie różni się od swojej wartości ustalonej y_m o więcej niż $\delta_d y_m$, gdzie δ_d - dopuszczalna wartość względnego błędu dynamicznego.

Dla oceny jakości dynamicznej przetworników w dziedzinie częstotliwości najczęściej stosuje się pulsację graniczną ω_g lub częstotliwość graniczną f_g. Częstotliwość graniczna f_g charakteryzuje przetwornik w dziedzinie częstotliwości podobnie jak czas odpowiedzi t_u w dziedzinie czasu. Jest zresztą obojętne, którym parametrem charakteryzujemy właściwości dynamiczne przetwornika,

można bowiem wykazać że między 5% czasem odpowiedzi t_u a 3dB górną częstotliwością graniczną istnieje związek

$$t_u = \frac{1}{2f_g} = \frac{\pi}{\omega_g} \qquad /52/$$



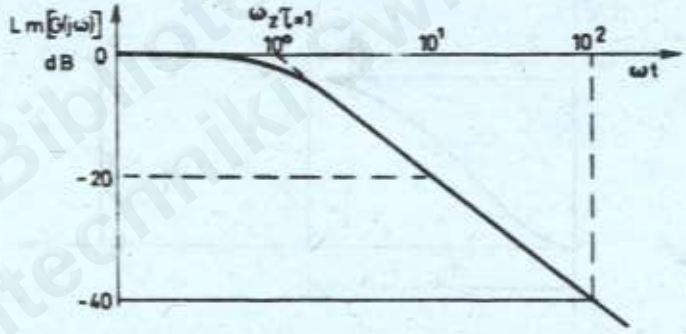
Rys. 11. Odpowiedź: a/ periodyczna tłumiona, b/ aperiodyczna przetwornika na wymuszenie impulsowe i parametry charakteryzujące tę odpowiedź; t_o - czas opóźnienia, $t_{0,5}$ - czas połówkowy, t_n - czas narastania, t_u - czas ustalenia wskazań /czas odpowiedzi/, Δ_{ym} - przelot, δ_d - dopuszczalna wartość względnego błędu dynamicznego

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

4.2. Wyznaczanie właściwości dynamicznych przetworników pomiarowych

4.2.1. Wyznaczanie parametrów przetworników pomiarowych na podstawie charakterystyk częstotliwościowych

Dla przetworników pomiarowych pierwszego rzędu parametrem charakteryzującym właściwości dynamiczne jest stała czasowa τ. Dla wyznaczenia stałej czasowej τ z charakterystyk częstotliwościowych należy wykreślić charakterystykę amplitudową w prostokątnym układzie współrzędnych o skali logarytmicznej i charakterystykę fazową w układzie współrzędnych o skali półlogarytmicznej. Dla przetwornika pierwszego rzędu asymptoty charakterystyki amplitudowej mają nachylenie 0 i 20 dB/dek, a charakterystyka fazowa zbliża się asymptotycznie do wartości $-\pi/2$. Asymptoty przecinają się w punktach o współrzędnych $\tau \cdot \omega_z = 1$ $G(\omega) = 0$ dB /rys. 12/. Pulsacja załamania $\omega_z = 1/\tau$ określa stałą czasową. Odchylenie od tych charakterystyk wskazuje, że badany przetwornik nie ma właściwości przetwornika pierwszego rzędu.



Rys. 12. Asymptotyczna logarytmiczna charakterystyka amplitudowa przetwornika pierwszego rzędu

Dla przetworników pomiarowych drugiego rzędu parametry dynamiczne: częstotliwość drgań własnych nietłumionych ω_0 oraz stopień tłumienia ζ wyznacza się z częstotliwościowych charakterystyk amplitudowych w sposób pokazany na rys. 13.

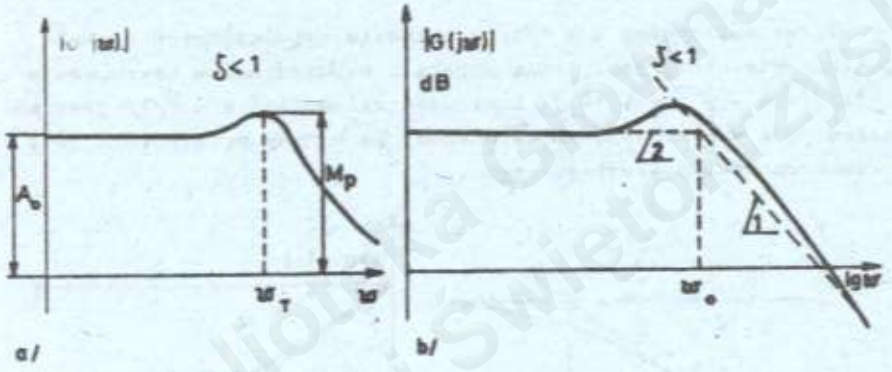
Wartość ζ oblicza się z zależności

$$\frac{M_p}{A_0} = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}} \qquad /53/$$

a wartość ω_0 z zależności

$$\omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - 2\zeta^2} \qquad /54/$$

Na wykresie $\left|G/j\omega/\right|$ w układzie współrzędnych ze skalą logarytmiczną, pulsację ω_0 wyznacza się jako punkt przecięcia prostych 1 i 2 /rys. 13b/ -



Rys. 13. Wyznaczanie parametrów przetworników pomiarowych z charakterystyki amplitudowej w przypadku małego tłumienia. Wykres w układzie współrzędnych: a/ w skali liniowej, b/ w skali logarytmicznej

4.2.2. Wyznaczanie parametrów przetworników pomiarowych na podstawie charakterystyk czasowych

Stałą czasową przetwornika pierwszego rzędu wyznacza się najczęściej z jego odpowiedzi na skok jednostkowy x/t/·1/t/:

- jako odcinek między punktem styczności stycznej a punktem przecięcia stycznej z wartością ustaloną odpowiedzi y_m /rys. 14a/,

- jako odcinek od chwili t = 0 do chwili t = τ, tzn. do chwili osiągnięcia przez odpowiedź 63,8% wartości ustalonej, można również wyznaczyć odcinek $t_{0,5}$, tzn. czas osiągnięcia 50% wartości ustalonej odpowiedzi i skorzystać z zależności

$$t_{0,5} = 0{,}69\tau \qquad /55/$$

- jako cotangens kąta nachylenia prostej z = f/t/

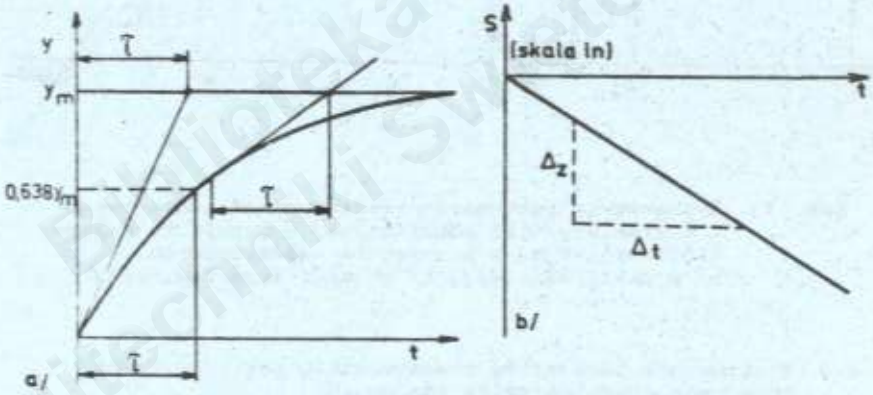
Odpowiedź przetwornika pierwszego rzędu na wymuszenie skokiem jednostkowym zapiszemy

$$y/t/ = h/t/ = k \cdot A \left/1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right/ \qquad /56/$$

Po zlogarytmowaniu otrzymamy

$$z = \ln\left[1 - \frac{h/t/}{k \cdot A}\right] = -\frac{t}{\tau} \qquad /57/$$

Wykres zależności z = f/t/ w układzie współrzędnych o skali półlogarytmicznej jest linią prostą o współczynniku kierunkowym $\Delta_z/\Delta_t = -\frac{1}{\tau}$ /rys. 14b/. Liniowość zależności z = f/t/ jest koniecznym i wystarczającym warunkiem, że badany przetwornik jest przetwornikiem pierwszego rzędu.



Rys. 14. Wyznaczanie stałej czasowej τ przetwornika pierwszego rzędu z odpowiedzi na skok jednostkowy

Dla przetwornika drugiego rzędu oscylacyjnego pulsację ω_o i stopień tłumienia ζ można wyznaczyć z odpowiedzi na wymuszenie skokowe z zależności

$$\zeta = \left[\left(\frac{\pi}{\ln\frac{\Delta y_m}{y_m}}\right)^2 + 1\right]^{-\frac{1}{2}} \qquad /58/$$

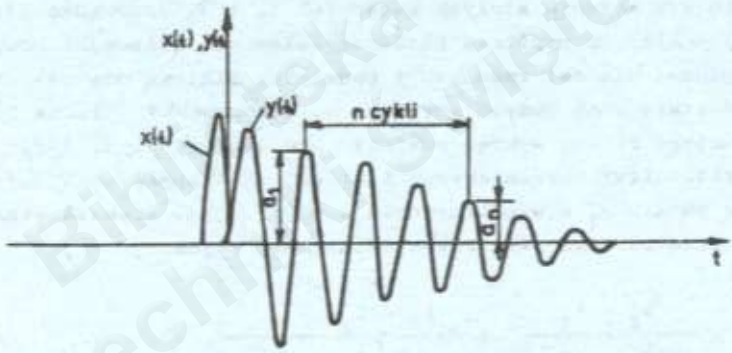
$$\omega_o = \frac{\omega}{\sqrt{1-\zeta^2}} \qquad \omega = \frac{2\pi}{T} \qquad /59/$$

oznaczenia jak na rys. 11.

Stopień tłumienia ζ i pulsację ω_o słabo tłumionego /$\zeta \ll 1$/ przetwornika drugiego rzędu można również wyznaczyć z jego odpowiedzi na wymuszenie krótkotrwałe /rys. 15/. Stopień tłumienia wyznacza się z zależności

$$\zeta \approx \frac{1}{2\pi n} \ln \frac{a_1}{a_n} \qquad /60/$$

Okres T należy wyznaczyć jako średnią wielu okresów występujących na oscylogramie.



Rys. 15. Odpowiedź słabo tłumionego przetwornika drugiego rzędu na wymuszenie krótkotrwałe

Jeżeli wartości stopnia tłumienia ζ obliczone z zależności /60/ są różne dla różnych n, oznacza to, że przyjęty model matematyczny nie odpowiada rzeczywistemu przetwornikowi.

Jeżeli przetwornik drugiego rzędu jest przetłumiony $\zeta > 1$, to jego właściwości dynamiczne określają dwie stałe czasowe τ_1 i τ_2. [1]. Dla $\zeta > 1$ odpowiedź na skok jednostkowy x/t/ = 1/t/ wyraża równanie

$$h/t/ = y/t/ = 1 + A\, e^{-at} + B\, e^{-bt} \qquad /61/$$

w którym a i b są pierwiastkami równania

$$s^2 + 2\zeta\omega_o \cdot s + \omega_o^2 = 0$$

$$A = \frac{b}{a - b}, \qquad B = -\frac{a}{a - b}, \quad /A, B, a, b, > 0/ \qquad /62/$$

$$\tau_1 = \frac{1}{a} = \frac{1}{\left(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}\right)\omega_o}$$

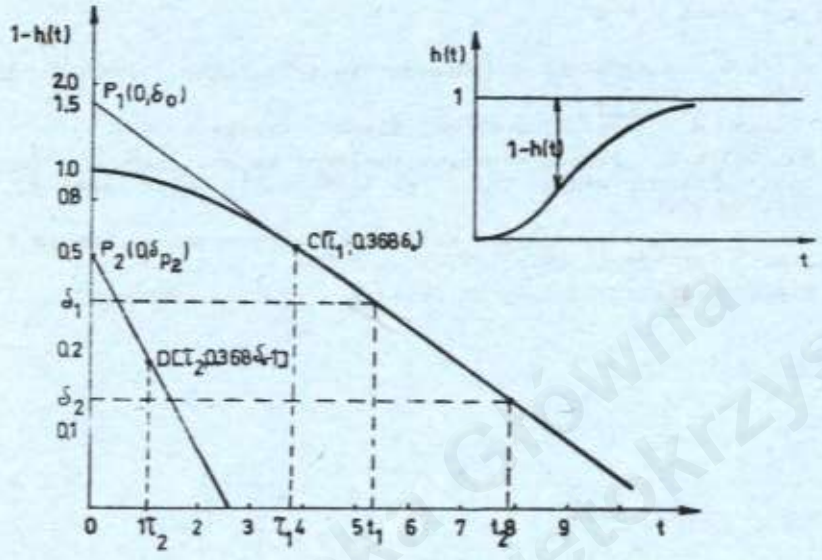
$$\tau_2 = \frac{1}{b} = \frac{1}{\left(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}\right)\omega_o}$$

Jest to przebieg przejściowy aperiodyczny /suma dwóch funkcji wykładniczych/.

W celu wyznaczenia stałych czasowych τ_1 i τ_2 sporządza się wykres 1 - h/t/ na papierze półlogarytmicznym, obierając podziałkę logarytmiczną dla osi rzędnych i podziałkę liniową dla osi czasu t. Dla dostatecznie dużych wartości t, w przypadku układów liniowych drugiego rzędu, wykres powinien być liniowy /rys. 16/. Odcinek prostoliniowy charakterystyki należy ekstrapolować w celu wyznaczenia punktu P_1 o współrzędnych t = 0; $\delta_o > 1$. Większa stała czasowa przetwornika jest równa nachyleniu stycznej

$$\tau_1 = \frac{t_2 - t_1}{\ln \delta_1 - \ln \delta_2} = \frac{t_2 - t_1}{2{,}3/\lg \delta_1 - \lg \delta_2/} \qquad /63/$$

Wartość stałej τ_1 można również odczytać bezpośrednio z wykresu jako odciętą punktu C o rzędnej 0,368 δ_o. Punkt C leży na asymptocie.



Rys. 16. Wyznaczanie stałych czasowych przetwornika drugiego rzędu przy $\zeta > 1$. Współrzędne δ_o i δ_{p2} powinny spełniać zależności $\delta_o = T_1/(\tau_1 - \tau_2)$, $\delta_{p2} = \tau_2/(\tau_1 - \tau_2)$

Niniejszą stałą czasową oblicza się z zależności

$$\tau_2 = \frac{\delta_o - 1}{\delta_o}\,\tau_1 \qquad /64/$$

W celu graficznego wyznaczenia stałej τ_2 należy sporządzić w tym samym układzie współrzędnych wykres odchyleń linii o równaniu 1 - h/t/ od asymptoty. Jeżeli wykres odchyleń nie jest liniowy, to przetwornika nie można przedstawić za pomocą modelu matematycznego drugiego rzędu. W przypadku liniowego wykresu odchyleń odcięta punktu D o rzędnej 0,368 $/\delta_o$ - 1/ wyznacza stałą czasową τ_2. Znając τ_1 i τ_2 można obliczyć z /62/ J i W_o.

L i t e r a t u r a

1. HAGEL R., ZAKRZEWSKI J.: Miernictwo dynamiczne. Warszawa:WNT 1984

2. HANSEL H.: Podstawy rachunku błędów. Warszawa: WNT 1968

3. MARCYNIUK A.: Teoria pomiaru. Podstawy metrologicznej interpretacji wyniku pomiaru. Skrypt Nr 1168 Politechniki Śląskiej, Gliwice 1984

4. ORZESZKOWSKI Z.: Podstawy metrologii elektrycznej. Skrypt Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1977

5. PIOTROWSKI J.: Podstawy metrologii. Warszawa: PWN 1977

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

Ć w i c z e n i e 1

POMIARY ODKSZTAŁCEŃ I NAPRĘŻEŃ MECHANICZNYCH

1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest poznanie właściwości tensometrów oporowych, metod pomiaru odkształceń i naprężeń mechanicznych w materiałach konstrukcyjnych, za pomocą tych tensometrów oraz przeprowadzenie pomiarów odkształceń statycznych w badanym elemencie.

2. Podstawy teoretyczne

2.1. Zasada pomiaru odkształceń za pomocą tensometrów rezystancyjnych

Pomiar odkształceń za pomocą tensometru rezystancyjnego opiera się na zjawisku zmiany rezystancji tensometru spowodowanej jego odkształceniem, zgodnym z odkształceniem badanego ciała. Tensometr przykleja się w wybranym miejscu badanego ciała, najczęściej na powierzchni. Pod wpływem obciążenia badane ciało odkształca się wraz z tensometrem, wskutek czego zmieniają się wymiary tensometru, a więc i jego rezystancja. Wydłużenie tensometru powoduje wzrost jego rezystancji, a skrócenie - zmniejszenie rezystancji.

Działanie tensometru metalowego można rozważyć wychodząc ze znanego związku między rezystancją przewodnika R, jego długością l, przekrojem s i rezystywnością ρ

$$R = \frac{l \cdot \rho}{s} \qquad /1/$$

Logarytmując powyższą zależność a następnie różniczkując i przechodząc do przyrostów skończonych otrzymamy

$$\frac{\Delta_R}{R} = \frac{\Delta_l}{l} + \frac{\Delta\rho}{\rho} - \frac{\Delta_s}{s} \qquad /2/$$

Wielkość $\frac{\Delta_l}{l} = \varepsilon$ jest wydłużeniem względnym. Zmiana długości przewodnika powoduje zmianę wymiarów poprzecznych. Stosunek tych zmian określa liczba Poissona ν , dla przewodnika o średnicy d

$$\nu = -\frac{\frac{\Delta d}{d}}{\frac{\Delta l}{l}} \qquad /3/$$

Uwzględniając zależność na przekrój poprzeczny przewodnika $s = \frac{\pi d^2}{4}$ otrzymuje się związek pomiędzy przyrostem względnym przekroju poprzecznego a wydłużeniem względnym.

$$\frac{\Delta s}{s} = 2 \cdot \frac{\Delta d}{d} = -2\nu\frac{\Delta l}{l} \qquad /4/$$

Po podstawieniu wzoru /4/ do równania /2/ otrzymamy

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l}(1 + 2\nu) + \frac{\Delta \rho}{\rho} \qquad /5/$$

I dalej

$$k = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta l}{l}} = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\varepsilon} = 1 + 2\nu + \frac{\frac{\Delta \rho}{\rho}}{\frac{\Delta l}{l}} = 1 + 2\nu + \gamma \qquad /6/$$

Tak określony współczynnik k, będący miarą względnej czułości tensometru metalowego, w praktyce z wystarczającym przybliżeniem może być uważany za wielkość stałą, dlatego nosi nazwę stałej tensometru.

Wielkość $\gamma_m = \frac{\Delta \rho}{\rho} / \frac{\Delta l}{l}$ zwana jest współczynnikiem elastorezystywności i określa zmiany rezystywności drutu powodowane jego odkształceniem, może być w obszarze odkształceń sprężystych dla wielu metali przyjęta za w przybliżeniu równą zero. Dla tensometrów metalowych stałą k określa zależność

$$k = 1 + 2\nu \qquad /7/$$

Stała Poissona ν dla większości metali i stopów zawiera się w przedziale $\nu = 0{,}25 - 0{,}5$, a więc na podstawie /7/ stała tensometrów metalowych winna mieścić się w przedziale $k = 1{,}5 - 2{,}0$. Doświadczalnie wyznaczone wartości stałych tensometrów wynoszą od - 12 do + 6,5, co wskazuje na zmianę rezystywności drutu z naprężeniem. W tabeli 1 podano właściwości elektryczne i wartości stałych najczęściej używanych materiałów do wyrobu tensometrów metalowych.

Tabela 1

Właściwości stopów tensometrycznych

Nazwa stopu	Skład chemiczny	k	ϱ	Temperaturowy współczynnik		S E M	ε_{max}
				rezystywności	rozszerzalności		
	%		$\Omega\,mm^2/m$	10^{-5} 1/K	10^{-5} 1/K	$\mu V/K$	‰
Konstyntan	40 Ni 60 Cu	2,1	0,5	-5 ÷ + 5	1,4 ÷ 1,5	45	~4
Nichrom	80 Ni 20 Cr	2,1	1	15 ÷ 17	1,4	20	~5
Chromel C	65 Ni 12 Cr 23 Fe	2,5	1	10 ÷ 50	1,5	17	~5
Elinwar	36 Ni 8 Cr 55 Fe 0,5 Mn	3,6	1,1	30		4	~8
Nikiel	100 Ni	- 12	0,11	540	1,2		~5

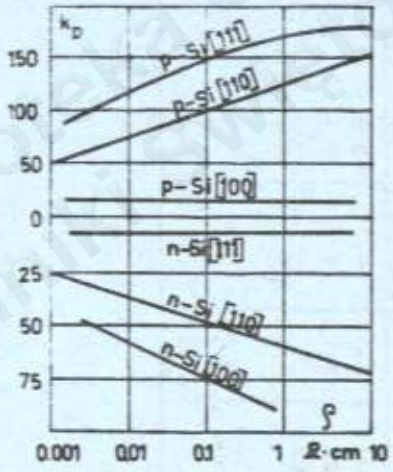
Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

Dużo większe czułości uzyskuje się w tensometrach półprzewodnikowych monokrystalicznych. Dla tego typu tensometrów obowiązuje również zależność /6/, określająca stałą tensometru. Zasadnicza różnica polega na tym, że dla metali można było przyjąć wartość współczynnika elastorezystywności $\gamma_m \approx 0$, natomiast dla półprzewodników wartość ta znacznie różni się od zera $\gamma_p \gg 0$, przy czym zwykle zachodzi relacja

$$\gamma_p \gg /1 + 2\nu/ \qquad /8/$$

Tak więc współczynnik czułości względnej tensometrów półprzewodnikowych k_p jest określony głównie współczynnikiem elastorezystywności półprzewodnika

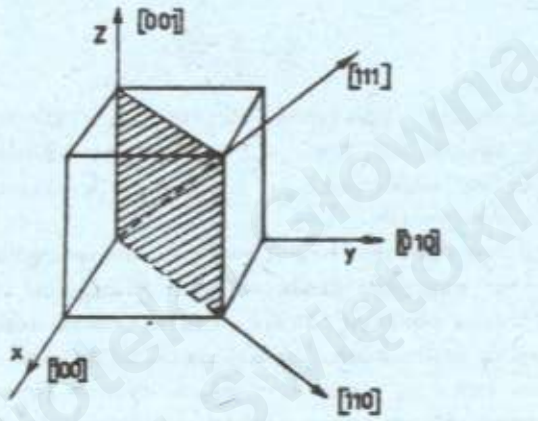
$$k_p \approx \gamma_p \qquad /9/$$



Rys. 1. Zależność współczynnika czułości odkształceniowej k_p w funkcji rezystywności tensometru krzemowego dla różnych kierunków cięcia i rodzaju półprzewodnika

Wartość k_p jest rzędu - 130 - 220, może być dodatnia lub ujemna, przy czym zależy ona od rodzaju półprzewodnika, koncentracji domieszek, temperatury oraz orientacji osi krystalicznych względem kierunku cięcia w monokryształe półprzewodnika /rys. 1/. Największą czułość odkształceniową k_p wykazują krzem i german zawierające

domieszki typu n i p pracujące w obszarze nasycenia. Monokrystaliczne tensometry półprzewodnikowe wykazują właściwości anizotropowe, tzn. mają różne właściwości tensometryczne dla różnych kierunków działającego odkształcenia. Najczęściej są stosowane cięcia wzdłuż osi krystalograficznych 111 lub 100 /rys. 2/, gdyż dla tych cięć występują maksymalne wartości stałej k_p.



Rys. 2. Osie krystaliczne i główne kierunki cięć w kryształach germanu i krzemu

Jak wiadomo, zgodnie z prawem Hooke'a w granicach odkształceń sprężystych dla jednoosiowego stanu naprężeń obowiązuje zależność

$$\varepsilon = \frac{\Delta_1}{1} = \frac{F}{s \cdot E} = \frac{\sigma}{E} \qquad /10/$$

w której:

F - siła działająca w przekroju elementu $[N]$,

s - przekrój poprzeczny elementu $[m^2]$,

E - moduł Younga $[N/m^2]$,

σ - naprężenie jednostkowe $[N/m^2]$

ε - wydłużenie względne.

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

ε jest wielkością bezwymiarową. W praktyce podawane jest w %, ‰ lub w umownych jednostkach mikrodeformacji μD. 1 μD odpowiada $\frac{\Delta l}{l} = 10^{-6}$. Tensometry po naklejeniu na badany element konstrukcyjny, poddany jednoosiowemu stanowi naprężeń, którego odkształcenia ma być określone, umożliwiają proste wyznaczenie tych odkształceń na podstawie znajomości stałej k użytych tensometrów i zmierzonej wartości $\frac{\Delta R}{R}$ z zależności

$$\varepsilon = \frac{1}{k} \frac{\Delta R}{R} \qquad /11/$$

Pośrednio, znając właściwości materiału, z którego wykonany jest badany element /moduł Younga/, można wyznaczyć również na podstawie zależności /10/ naprężenie σ istniejące w elemencie w miejscu naklejenia tensometru.

W przypadku ogólnym dwuosiowego stanu naprężeń, w celu określenia wielkości naprężeń głównych oraz kierunków ich działania, zachodzi potrzeba pomiaru odkształceń w trzech różnych obranych dla danego punktu kierunkach. Praktycznie realizuje się to przez naklejenie na badanym elemencie układu trzech lub czterech tensometrów usytuowanych względem siebie pod odpowiednimi kątami, tzw. rozet tensometrycznych.

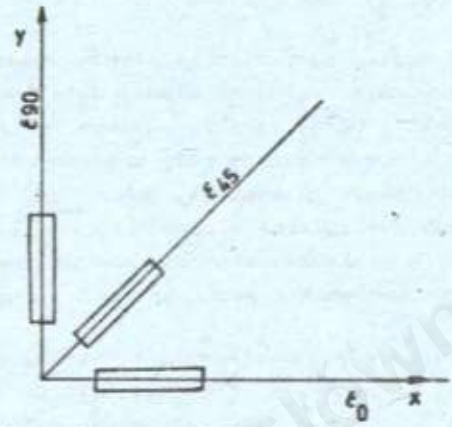
Ze względu na kąty między tensometrami w rozecie, rozróżnia się rozety prostokątne, delta i T-delta. Dla rozety prostokątnej /rys. 3/ odkształcenia główne wyznacza się z zależności:

$$\varepsilon_{max} = \frac{\varepsilon_o + \varepsilon_{90}}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{(\varepsilon_o - \varepsilon_{45})^2 + (\varepsilon_{45} - \varepsilon_{90})^2} \qquad /12/$$

$$\varepsilon_{min} = \frac{\varepsilon_o + \varepsilon_{90}}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{(\varepsilon_o - \varepsilon_{45})^2 + (\varepsilon_{45} - \varepsilon_{90})^2} \qquad /13/$$

Kąt α_ε zawarty między kierunkiem ε_{max} i osią x, wzdłuż której mierzy się odkształcenie ε_o wyznacza się z zależności

$$\operatorname{tg} 2\alpha_\varepsilon = \frac{2\varepsilon_{45} - (\varepsilon_o + \varepsilon_{90})}{\varepsilon_o - \varepsilon_{90}} \qquad /14/$$



Rys. 3. Schemat rozmieszczenia tensometrów w rozecie prostokątnej

Naprężenia główne określają zależności:

$$\sigma_{max} = \frac{E}{1-\nu^2}\left(\varepsilon_{max} + \nu\,\varepsilon_{min}\right) \qquad /15/$$

$$\sigma_{min} = \frac{E}{1-\nu^2}\left(\varepsilon_{min} + \nu\,\varepsilon_{max}\right) \qquad /16/$$

a wartość maksymalnego naprężenia stycznego

$$\tau_{max} = \sigma_{max}\,\frac{E}{2(1+\nu)} \qquad /17/$$

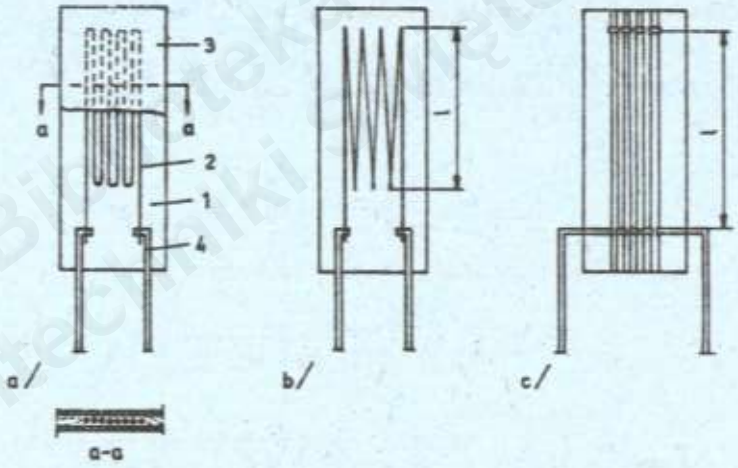
$$\frac{\sigma_{max}}{2} = \frac{\sqrt{2}}{2}\sqrt{\left(\varepsilon_0 - \varepsilon_{45}\right)^2 + \left(\varepsilon_{45} - \varepsilon_{90}\right)^2} \qquad /18/$$

Analogiczne zależności dla pozostałych typów rozet można znaleźć w pracach [5, 8].

2.2. Budowa i rodzaje tensometrów

Tensometr rezystancyjny stanowi element tensoczuły z odprowadzeniami elektrycznymi wklejony między dwie warstwy papieru lub odpowiedniej folii. Dolna warstwa papieru lub folii - podkładka, wraz z warstwą kleju spełniają rolę zarówno elementów przenoszących odkształcenie badanego przedmiotu, jak i rolę dielektryka w stosunku do metalowych powierzchni elementu badanego. Górna warstwa papieru lub folii - nakładka, stanowi zabezpieczenie elementu tensoczułego przed uszkodzeniami mechanicznymi i nagłymi zmianami temperatury.

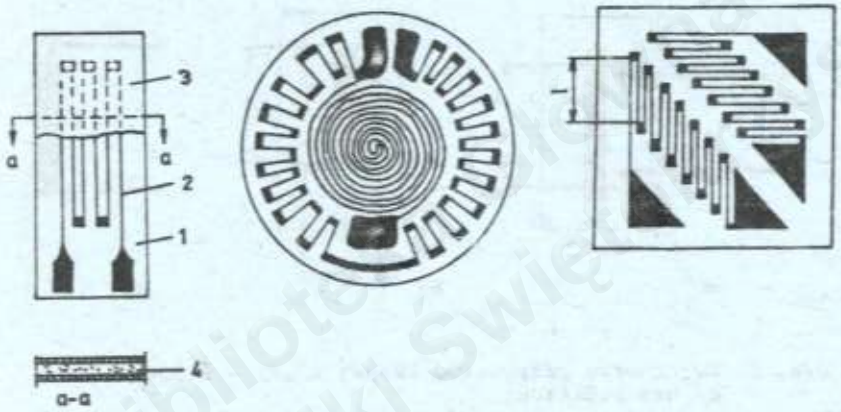
W zależności od rodzaju elementu tensoczułego rozróżniamy trzy podstawowe typy tensometrów: drutowe, foliowe i półprzewodnikowe. Na rysunkach 4, 5 i 6 przedstawiono wybrane konstrukcje omawianych typów tensometrów.



Rys. 4. Tensometry drutowe: a/ wężykowy, b/ zygzakowy, c/ kratowy; 1 - podkładka nośna, 2 - siatka rezystancyjna, 3 - nakładka ochronna, 4 - odprowadzenia

Tensometry drutowe w zależności od rodzaju wykonania siatki rezystancyjnej dzielimy na: wężykowe, zygzakowe i kratowe /rys. 4/. Tensometry wężykowe i zygzakowe reagują nie tylko na odkształcenia działające wzdłuż osi podłużnej tensometru, ale także w niewielkim stopniu na odkształcenie poprzeczne. Efekt ten jest spowodowany

występowaniem na każdym zagięciu siatki rezystancyjnej odcinka drutu w kierunku poprzecznym i uwidacznia się zmniejszeniem wartości współczynnika czułości odkształceniowej tensometru, szczególnie dla małych wartości baz. Za bazę tensometru przyjmuje się czynną długość elementu tensoczułego. Na rys. 4, 5 i 6 zaznaczono bazy literą l. Lepsze właściwości kierunkowe mają tensometry kratowe, w których siatka rezystancyjna składa się z pojedynczych odcinków drutu łączonych na końcach taśmą o dużej powierzchni.

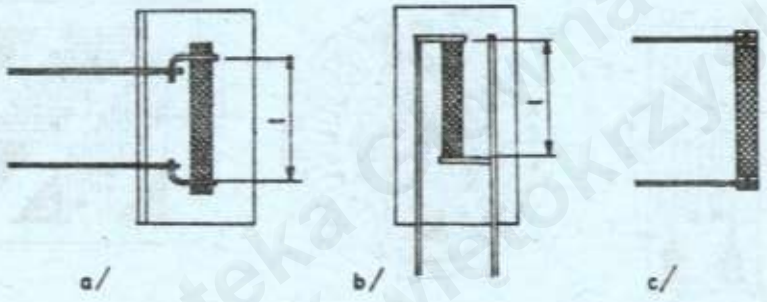


Rys. 5. Tensometry foliowe: a/ pojedynczy, b/ membranowy, c/ dwugałęziowy do pomiaru odkształceń przy skręcaniu; 1 - podkładka nośna, 2 - siatka rezystancyjna, 3 - nakładka ochronna, 4 - klej

Tensometry foliowe wykonuje się metodą fotochemiczną, która pozwala na otrzymanie najbardziej skomplikowanych kształtów tensometrów. Tensometry foliowe mają lepsze warunki chłodzenia w porównaniu z drutowymi, można więc do ich zasilania stosować większe wartości prądów. Prócz tego tensometry foliowe są bardziej podatne na deformacje ze względu na lepszą więź z badanym obiektem. Na rys. 5 pokazano przykładowe konstrukcje tensometrów foliowych.

Tensometry półprzewodnikowe wykonuje się najczęściej w postaci pręcików wyciętych z monokryształów krzemu lub germanu wklejonych pomiędzy podkładkę i nakładkę /rys. 6 a,b/. Podkładka i nakładka wykonane są z cienkiej folii z żywic epoksydowych. Wytwarzane są również tensometry w postaci samych pręcików z odprowadzeniami - rys. 6c /np. WDH 111, 112/. Odprowadzenia prądowe od elementu ten-

soczułego wykonywane są z drutów lub taśm ze złota, niklu lub miedzi. Styki odprowadzeń z półprzewodnikiem, oprócz małej rezystancji i trwałości, winny nie wykazywać właściwości prostujących. Wykonuje się je za pomocą zgrzewania, spawania, napylania, termokompresji lub elektrochemicznie. W chwili obecnej barierą powszechnego stosowania tensometrów półprzewodnikowych, oprócz gorszych właściwości temperaturowych niż pozostałych tensometrów, jest ich wysoka cena.



Rys. 6. Tensometry półprzewodnikowe: a/,b/ - z podkładką
c/ bez podkładki

2.3. Właściwości statyczne tensometrów

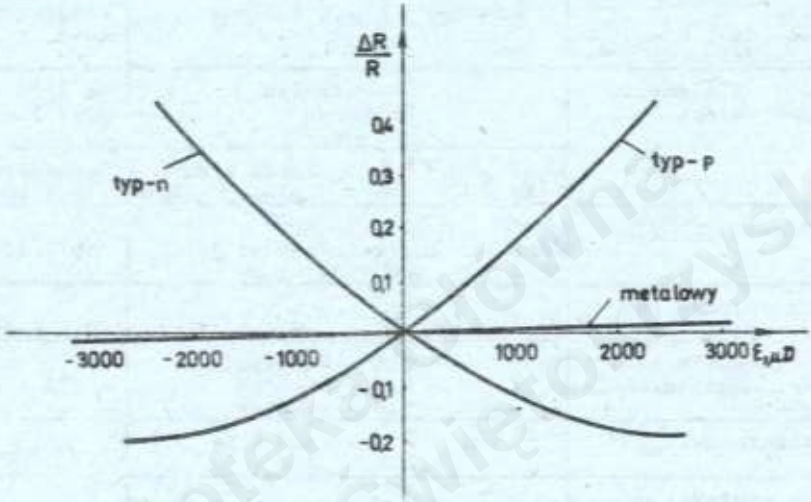
Podstawowe właściwości statyczne tensometrów różnych typów zestawiono w tabeli 2. Można stwierdzić, że tensometry metalowe wykazują lepszą liniowość i są mniej wrażliwe na zmiany temperatury niż tensometry półprzewodnikowe. Z tych powodów do pomiarów o dużej dokładności stosowane są nadal tensometry metalowe. Bardzo duży współczynnik czułości odkształceniowej tensometrów półprzewodnikowych pozwala na realizację pomiarów bardzo małych odkształceń rzędu 0,001‰ z wykorzystaniem standardowej aparatury tensometrycznej lub odkształceń o wartościach powyżej 0,1‰ z zastosowaniem prostych urządzeń pomiarowych.

Tabela 2

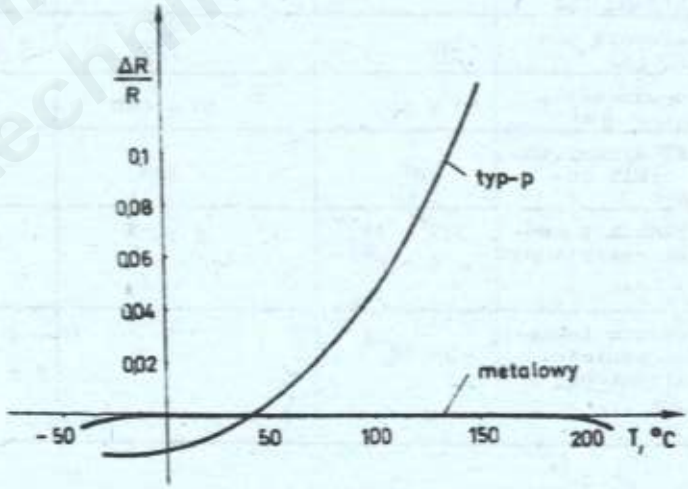
Właściwości statyczne tensometrów rezystancyjnych

Typ tensometrów / Wielkość charakterystyczna	Drutowe	Foliowe	Półprzewodnikowe
Materiał elementu tensoczułego	Konstantan Nichrom Elinwar		Ge i Si z domieszkami typu n i p
	Drut ϕ 12 ÷ ÷ 50 μm	Folia o grubości 3 - 8μm	Grubość 0,02÷ ÷ 0,1 mm
Rezystancja $[\Omega]$	120 - 1000 Wartości znormalizowane: 120, 300, 350, 500, 600, 1000		10 - 100000
Długość bazy pomiarowej l [mm]	3 ÷ 150	0,2 ÷ 150	0,2 ÷ 20
Współczynnik czułości odkształceniowej k	2,1 - Konstantan 2,1 - Nichrom 3,6 - Elinwar		- 130 ÷ + 220
Nieliniowość [%]	± 0,1 /ε < 4 %/ ± 1 /ε < 1 %/		1 /ε < 0,5%/
Próg czułości odkształceniowej ε [μD]	0,1	0,1	0,001
Zakres mierzonych odkształceń ε [%]	± 3 ÷ ± 5	± 5	
Odkształcenie niszczące ε [%]	20	20	3 ÷ 5
Prąd dopuszczalny maksymalny [mA]	10 ÷ 50	30 ÷ 650	1 ÷ 35
Trwałość dynamiczna liczby cykli odkształceń	10^7	10^7	10^6
Współczynnik temperaturowy rezystancji $\alpha_R = \frac{\Delta R}{R}/1K$	$3{,}9 \cdot 10^{-6}$ ÷ $6 \cdot 10^{-3}$	± 10^{-5}	$5 \div 9 \cdot 10^{-3}$
Współczynnik temperaturowy czułości odkształceniowej $\alpha_k = \frac{\Delta k}{k}/1K$	$-5 \cdot 10^{-6}$		$-6 \cdot 10^{-6}$ ÷ ÷ $-3 \cdot 10^{-3}$

Na rys. 7 przedstawiono typowe przebiegi zależności względnych zmian rezystancji $\frac{\Delta R}{R}$ w funkcji odkształcenia ε dla tensometrów półprzewodnikowych i metalowych, a na rys. 8 wpływ na te zmiany temperatury.



Rys. 7. Zależności względnej zmiany rezystancji $\Delta R/R$ tensometrów półprzewodnikowych typu n i p i metalowych od odkształcenia względnego



Rys. 8. Typowe zależności względnej zmiany rezystancji tensometrów półprzewodnikowych typu p i metalowych od temperatury

Wartości liczbowe zmian rezystancji tensometru ΔR, jakie występują podczas pomiaru odkształceń można wyznaczyć następująco: załóżmy, że typowe naprężenia w konstrukcji stalowej mają wartość $\sigma = 500\ N/mm^2$, przyjmując moduł Younga dla stali $E = 2 \cdot 10^5\ N/mm^2$ otrzymamy

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l} = \frac{\sigma}{E} = \frac{5 \cdot 10^2\ N/mm^2}{2 \cdot 10^5\ N/mm^2} = 2{,}5 \cdot 10^{-3} = 2500\,\mu D \qquad /19/$$

Mierząc tą wartość odkształcenia przy pomocy tensometru metalowego o stałej $k_m = 2$ otrzymamy

$$\frac{\Delta R}{R} = k_m \varepsilon = 5 \cdot 10^{-3} = 5\%$$

Dla wartości rezystancji tensometru $R_T = 120\,\Omega$ zmiana rezystancji wyniesie $\Delta R = 0{,}6\,\Omega$. Gdy zastosujemy do pomiaru odkształcenia tensometr półprzewodnikowy o stałej $k_p = 150$ i $R_T = 120\,\Omega$, otrzymamy

$$\frac{\Delta R}{R} = k_p \varepsilon = 37{,}5\%$$

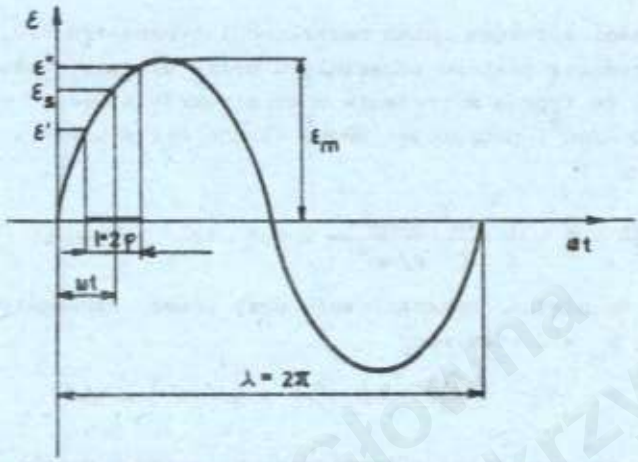
i

$$\Delta R = 45\,\Omega$$

Przy założeniu dokładności pomiaru odkształcenia 1% winniśmy zagwarantować pomiar zmian rezystancji ΔR dla tensometru metalowego $6 \cdot 10^{-3}\,\Omega$, a dla półprzewodnikowego $0{,}45\,\Omega$.

2.4. Właściwości dynamiczne tensometrów

Tensometry oporowe mają znikomą masę w porównaniu z masą elementów mierzonych. Można je uważać, w szerokim zakresie częstotliwości zmian odkształceń, za przetworniki bezinercyjne. Przy dużych częstotliwościach mierzonych odkształceń istotnym ograniczeniem powodującym powstawanie błędu pomiaru jest baza pomiarowa tensometru. Zagadnienie to przeanalizujemy dla przebiegu odkształcenie o charakterze sinusoidalnym przedstawionym na rys. 9.



Rys. 9. Sinusoidalny przebieg fali odkształcenia mierzony tensometrem o bazie pomiarowej l

Odkształcenie o częstotliwości f rozchodzi się w materiale w postaci fali o długości λ z prędkością v

$$v = f \cdot \lambda \qquad /20/$$

Dla stali v = 5000 m/s.

Przebieg czasowy odkształcenia zapiszemy w formie

$$\varepsilon = \varepsilon_m \cdot \sin \omega t \qquad /21/$$

gdzie:

$\omega = 2\pi f$ - pulsacja

Długość tensometru wyrażona w mierze kątowej jest równa

$$\varphi = \pi \frac{l}{\lambda} \qquad /22/$$

Średnia wartość względnego odkształcenia mierzona przez tensometr wynosi

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{2\varphi} \int_{\omega t - \varphi}^{\omega t + \varphi} \varepsilon_m \sin \omega t \, d(\omega t) = \varepsilon_m \sin \omega t \frac{\sin \varphi}{\varphi} \qquad /23/$$

Wykorzystując zależności /21/ i /23/ błąd dynamiczny tensometru można określić w postaci

$$\delta_d = \frac{\varepsilon - \varepsilon_o}{\varepsilon} = 1 - \frac{\sin\varphi}{\varphi} \qquad /24/$$

Dla małych wartości kąta φ funkcję $\sin\varphi/\varphi$ można rozwinąć w szereg Maclaurina uwzględniając tylko dwa wyrazy

$$\frac{\sin\varphi}{\varphi} \approx 1 - \frac{\varphi^2}{6} \qquad /25/$$

stąd

$$\delta_d \approx \frac{\varphi^2}{6} \qquad /26/$$

Uwzględniając zależności /20/ i /22/, otrzymamy

$$\delta_d = \frac{1}{6}\left(\frac{\pi \cdot l}{\lambda}\right)^2 = \frac{1}{6}\left(\frac{\pi \cdot l \cdot f}{v}\right)^2 \qquad /27/$$

Zakładając: dopuszczalną wartość błędu dynamicznego δ_d i wartość bazy tensometru l, częstotliwość graniczna tensometru wynosi

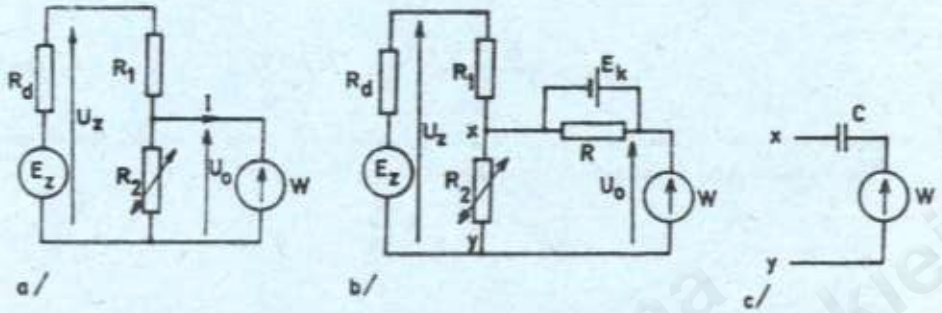
$$f_g = \frac{v}{\pi \cdot l}\sqrt{6 \cdot \delta_d} \qquad /28/$$

Na przykład przy tensometrach o wartości bazy l = 10 mm zakres częstotliwości odkształceń mierzonych z dokładnością $\delta_d < 1\%$ wynosi 0 - 40 kHz.

2.5. Układy połączeń tensometrów oporowych

Układy połączeń tensometrów umożliwiają przekształcenie niewielkich zmian rezystancji tensometrów na dostatecznie duże wartości prądów lub napięć. Stosowane są w tensometrii dwa typy układów: potencjometryczny /dzielnik napięcia/ i mostkowy. Układ potencjometryczny stosowany jest wyłącznie do pomiarów odkształceń zmiennych w czasie. Układ mostkowy jest podstawowym układem połączeń tensometrów, stosowany jest zarówno w pomiarach odkształceń stałych jak i zmiennych w czasie. Pokażemy zasadnicze właściwości tych układów w zastosowaniu do pomiarów tensometrycznych.

Biblioteka Głównna Politechniki Świętokrzyskiej



Rys. 10. Dzielnik napięcia: a/ układ podstawowy, b/ kompensacja składowej stałej dodatkowym źródłem E_k, c/ oddzielnie składowej stałej kondensatorem

Na rys. 10 pokazano układ dzielnika napięcia utworzony z rezystora stałego R_1 oraz tensometru o rezystancji R_2. Przy rezystancji wskaźnika W $R_w = \infty$ napięcie na wskaźniku U_o ma wartość

$$U_o = U_z \cdot \frac{R_2 + \Delta R_2}{R_1 + R_2 + \Delta R_2} \qquad /29/$$

Interesującymi są zmiany rezystancji, podzielmy więc licznik i mianownik przez R_2

$$U_o = U_z \frac{1 + \frac{\Delta R_2}{R_2}}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{\Delta R_2}{R_2}} \qquad /30/$$

Dla skończonej wartości rezystancji wskaźnika należy uwzględnić spadek napięcia na rezystorze R_1 od prądu I

$$U_o = \frac{1 + \frac{\Delta R_2}{R_2}}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{\Delta R_2}{R_2}} /U_z - R_1 I/ \qquad /31/$$

Zakładając równość obu rezystorów otrzymamy

$$U_o = \frac{1 + \frac{\Delta R}{R}}{2 + \frac{\Delta R}{R}} \cdot U \qquad /32/$$

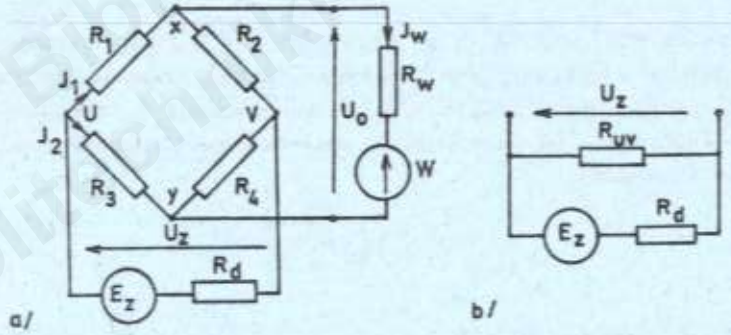
gdzie:

$U = U_z - R_1 \cdot I$.

Rozkładając wyrażenie /32/ w szereg potęgowy oraz uwzględniając tylko dwa pierwsze wyrazy otrzymamy

$$U_o = \frac{U}{2} + \frac{U}{4} \frac{\Delta R}{R} \qquad /33/$$

Tak więc gdyby wyeliminować pierwszy człon wyrażenia /33/ stanowiący składową stałą napięcia wyjściowego dzielnika napięcia, napięcie wyjściowe byłoby wprost proporcjonalne do względnych zmian rezystancji tensometru. Eliminację składowej stałej realizuje się dwoma sposobami: dla powolnych przebiegów kompensując ją napięciem włączonym przeciwnie /rys. 10b/, a dla przebiegów szybko zmiennych oddzielając ją kondensatorem od wskaźnika /rys. 10c/.



Rys. 11. Układ połączeń tensometrów w mostek Wheatstone'a: a/ układ zasadniczy, b/ schemat zastępczy dla uwzględnienia rezystancji źródła zasilania

Mostek Wheatstone'a /rys. 11/ stanowi podstawowy układ połączeń dla tensometrów oporowych. Tensometry spełniają rolę rezystorów $R_1 - R_4$. Napięcie pomiarowe mostka U_o jest funkcją wartości rezystorów $R_1 - R_4$ i napięcia zasilania U_z. Na początek pomińmy rezystancję źródła zasilania $R_d \approx 0$ a więc $E_z = U_z$. Rozważmy dwa przy-

padki obciążenia mostka mające duże znaczenie praktyczne: pierwszy $R_w = \infty$ i $I_w = 0$ i drugi R_w ma wartość skończoną i prąd wskaźnika $I_w > 0$.

Dla przypadku pierwszego $I_w = 0$ napięcie pomiarowe U_o wyznaczymy jako różnicę napięć dwu dzielników, z których składa się mostek R_1/R_2 i R_3/R_4

$$U_o = I_1 \cdot R_1 - I_2 \cdot R_3 = U_z \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \qquad /34/$$

$$I_1 = \frac{U_z}{R_1 + R_2} \qquad /35/$$

$$I_2 = \frac{U_z}{R_3 + R_4} \qquad /36/$$

a po uporządkowaniu wyrażenia /34/ otrzymujemy

$$U_o = \frac{R_1 \cdot R_4 - R_2 \cdot R_3}{(R_1 + R_2)\ (R_3 + R_4)}\ U_z \qquad /37/$$

Zależności /34/ - /37/ są podstawowymi dla układu mostkowego współpracującego z woltomierzem lub wzmacniaczem elektronicznym.

Dla przypadku, w którym wartość rezystancji R_w nie jest dostatecznie duża, prąd płynący przez wskaźnik można wyznaczyć z twierdzenia Thewenina

$$I_w = \frac{E_{xy}}{R_{xy} + R_w} \qquad /38/$$

gdzie:

$$R_{xy} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4}, \qquad /39/$$

$E_{xy} = U_o$ - napięcie w stanie jałowym przy $R_w = \infty$ określone zależnością /37/.

Po uwzględnieniu zależności /37/ i /39/ w zależności /38/ i uporządkowaniu otrzymamy

Politechnika Śląska Biblioteka Główna w Gliwicach

$$I_w = \frac{R_1 \cdot R_4 - R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot R_2 (R_3 + R_4) + R_3 \cdot R_4 (R_1 + R_2) + R_w (R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} U_z \qquad /40/$$

Prąd I_w wytworzony na rezystancji R_w spadek napięcia określony

$$U_o = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 R_2 (R_3 + R_4)/R_w + R_3 R_4 (R_1 + R_2)/R_w + (R_1 + R_2)\cdot(R_3 + R_4)} U_z \qquad /41/$$

Dla dużych wartości rezystancji R_w wyrażenie /41/ przyjmuje formę wyrażenia /37/. Zależności /40/ i /41/ są podstawowymi dla układu mostka współpracującego bezpośrednio z galwanometrem lub oscylografem pętlicowym.

Ze względu na powszechność stosowania wzmacniaczy elektronicznych do współpracy z tensometrami oporowymi rozważymy bliżej zachowanie się układu mostkowego pod wpływem zmian rezystancji tensometrów $R_1 - R_4$ gdy $R_w \to \infty$. Pod wpływem mierzonej wielkości zmienia się jedna lub więcej rezystancji w gałęziach mostka. Ogólnie rezystancję gałęzi mostka zapiszemy

$$R_n = R_{no} + \Delta R_n \qquad /42/$$

W zastosowaniach praktycznych przyjmuje się najczęściej

$$R_{10} = R_{20} = R_{30} = R_{40} = R \qquad /43/$$

Jeżeli przyjąć:

$$\begin{aligned} R_1 &= R + \Delta R_1 \\ R_2 &= R + \Delta R_2 \\ R_3 &= R + \Delta R_3 \\ R_4 &= R + \Delta R_4 \end{aligned} \qquad /44/$$

i podstawić zależność /44/ do wzoru /37/, to po przekształceniach otrzymamy

$$U_o = \frac{1}{2} \frac{U_z}{\left(2 + \sum_{n=1}^{4} \frac{\Delta R_n}{R}\right)} \left(\frac{\Delta R_1}{R} - \frac{\Delta R_2}{R} - \frac{\Delta R_3}{R} + \frac{\Delta R_4}{R} \right) \quad /45/$$

Dla małych przyrostów ΔR_n składnik $\sum_{n=1}^{4} \frac{\Delta R_n}{R}$ można pominąć w porównaniu z 2 i zależność /45/ przyjmie postać

$$U_o = \frac{U_z}{4} \left(\frac{\Delta R_1}{R} - \frac{\Delta R_2}{R} - \frac{\Delta R_3}{R} + \frac{\Delta R_4}{R} \right) \quad /46/$$

Z równania /46/ wynika, że dla małych odchyleń od stanu równowagi napięcie U_o jest proporcjonalne do napięcia zasilania i do sumy algebraicznej względnych zmian rezystancji. Przy większych zmianach względnych $\frac{\Delta R_n}{R}$ charakterystyka przetwarzania mostka niezrównoważonego jest nieliniowa.

Rozważmy kilka charakterystycznych przypadków włączenia tensometrów w układ mostkowy.

I. Jeden tensometr czynny poddany odkształceniu rozciągającemu /rys. 12a/

$$R_1 = R + \Delta R_1 = R + \Delta R \qquad \Delta R_2 = \Delta R_3 = \Delta R_4 = 0 \quad /47/$$

Podstawiając zależność /47/ do wzoru /45/ otrzymamy

$$U_o = \frac{1}{2} \frac{U_z}{\left(2 + \frac{\Delta R}{R}\right)} \frac{\Delta R}{R} \quad /48/$$

Przy dużej wartości odkształcenia, a więc dla dużych wartości $\frac{\Delta R}{R}$ mostek jest nieliniowy. Jeżeli spełniony jest warunek $\frac{\Delta R}{R} \ll 2$, to

$$U_o = \frac{U_z}{4} \frac{\Delta R}{R} \qquad /49/$$

lub

$$\frac{U_o}{U_z} = \frac{1}{4} \frac{\Delta R}{R} \qquad /50/$$

Względna zmiana napięcia wyjściowego jest równa $\frac{1}{4}$ względnej zmiany rezystancji jednego tensometru.

II. Dwa tensometry czynne poddane równym co do wartości, lecz przeciwnym co do znaku odkształceniom, włączone w sąsiednie gałęzie mostka /rys. 12b/

$$\Delta R_1 = -\Delta R_2 = \Delta R \qquad \Delta R_3 = \Delta R_4 = 0 \qquad /51/$$

Podstawiając zależność /51/ do wzoru /45/ otrzymamy

$$U_o = \frac{1}{2} \frac{U_z}{(2+0)} \left(\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta R}{R} \right) = \frac{U_z}{2} \frac{\Delta R}{R} \qquad /52/$$

Napięcie wyjściowe U_o jest dwukrotnie większe niż w przypadku 1. Układ jest liniowy.

III. Dwa tensometry poddane jednakowemu co do wartości i znaku odkształceniu /rys. 12c rozciąganie/ włączone w przeciwległe gałęzie mostka

$$\Delta R_1 = \Delta R_4 = \Delta R \qquad \Delta R_2 = \Delta R_3 = 0 \qquad /53/$$

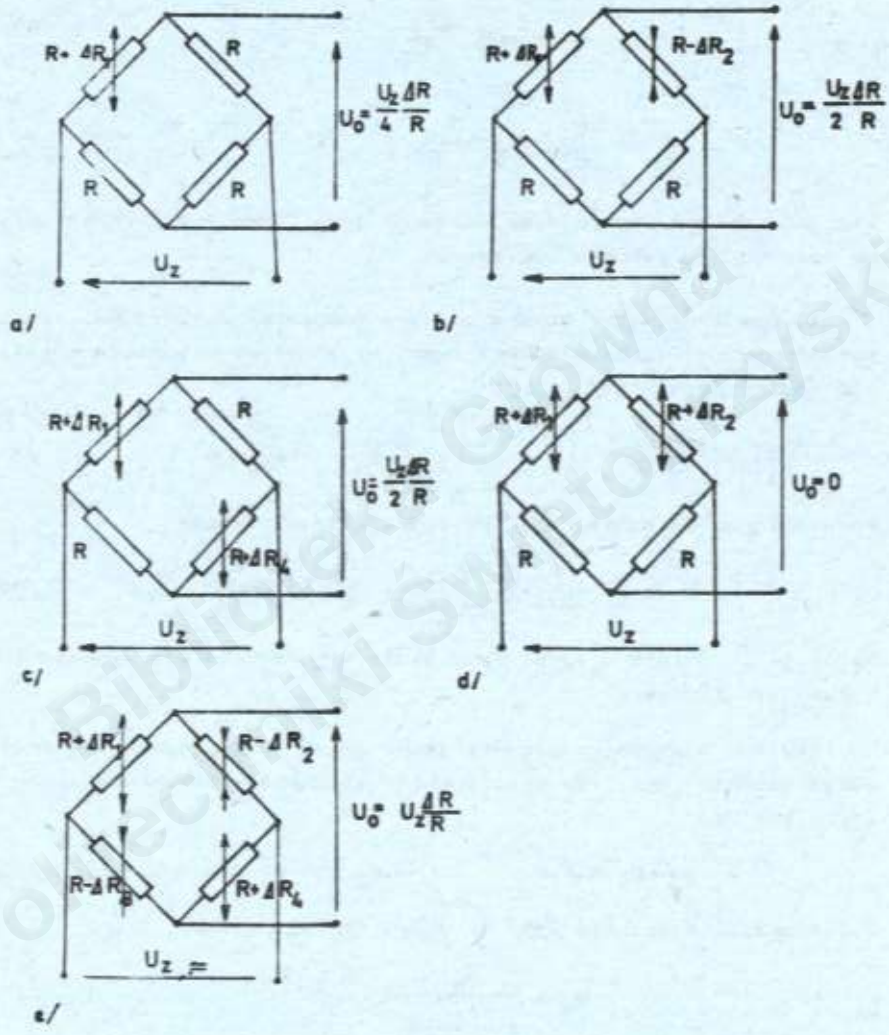
Podstawiając zależność /53/ do wzoru /45/ otrzymamy

$$U_o = \frac{U_z}{2 + \frac{2\Delta R}{R}} \frac{\Delta R}{R} \qquad /54/$$

Jeżeli $\frac{2\Delta R}{R} \ll 2$, to /55/

$$U_o = \frac{U_z}{2} \frac{\Delta R}{R} \qquad /56/$$

Przy dużych zmianach $\frac{\Delta R}{R}$ układ jest nieliniowy.



Rys. 12. Sposoby włączenia tensometrów w układ mostka Wheatstone'a

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

IV. Dwa tensometry poddane jednakowemu co do wartości i znaku odkształceniu włączone w sąsiednie gałęzie mostka /rys. 12d/

$$\Delta R_1 = \Delta R_2 = \Delta R \qquad \Delta R_3 = \Delta R_3 = 0 \qquad /57/$$

Podstawiając zależność /57/ do wzoru /45/ otrzymamy

$$U_o = 0$$

V. Cztery poddane jednakowemu co do wartości, lecz przeciwnemu co do znaku - parami odkształceniu /rys. 12e/

$$\Delta R_1 = \Delta R_4 = -\Delta R_2 = -\Delta R_3 = \Delta R \qquad /58/$$

Podstawiając zależność /58/ do wzoru /45/ otrzymamy

$$U_o = \frac{1}{2} \frac{U_z}{(2+0)} \frac{4\Delta R}{R} = U_z \frac{\Delta R}{R} \qquad /59/$$

W tym przypadku uzyskujemy czterokrotny wzrost napięcia wyjściowego w porównaniu do układu z jednym tensometrem. Mostek jest liniowy.

Z podanych wyżej zależności wynikają bardzo ważne dla praktyki pomiarowej wnioski. W mostku Wheatstone'a jednakowe zmiany rezystancji tensometrów leżących w przeciwległych gałęziach /np. R_1, R_4/ dodają się, natomiast jednakowe zmiany rezystancji tensometrów włączonych w sąsiednie gałęzie /np. $\Delta R_1, \Delta R_2$/ znoszą się. Te zależności można wykorzystać do zwiększania czułości przetworników i dla kompensacji wielkości wpływowych /np. wpływ temperatury/. Jeżeli źródła zasilającego mostek nie można uważać za źródło napięciowe $R_d > 0$, lub gdy rezystancja przewodów łączących mostek z zasilaczem jest duża, wówczas należy uwzględnić wpływ R_d. Schemat zastępczy dla tego przypadku przedstawiono na rys. 11b.

$$U_z = E_z \frac{R_{uv}}{R_d + R_{uv}} \qquad /60/$$

W przypadku mostka symetrycznego $R_{uv} = R_{xy} = R$

$$U_z = E_z \frac{R}{R + R_d} \qquad /61/$$

Taką wartość napięcia należy podstawić do zależności na $U_o = f/U_z, R/$, by uwzględnić rezystancję obwodu zasilania.

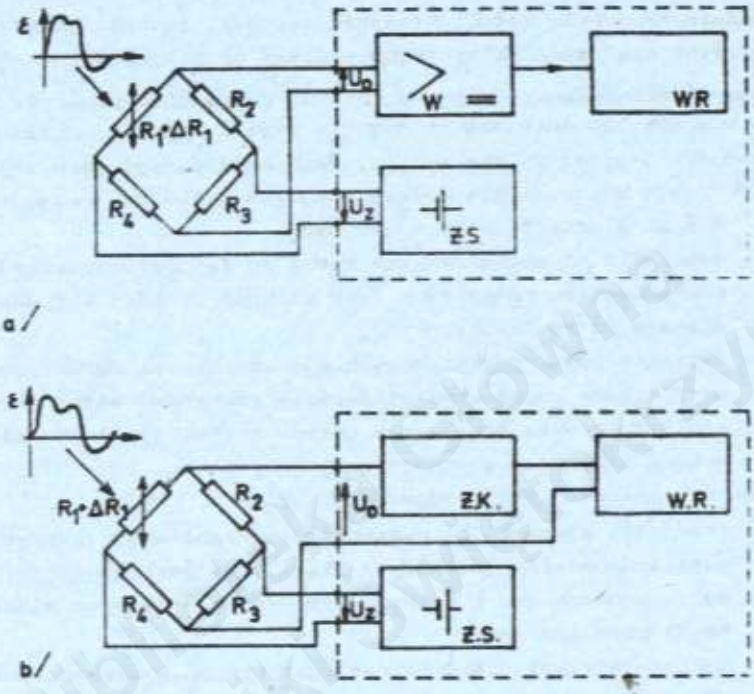
2.6. Urządzenia pomiarowe tensometrii oporowej

Urządzenia pomiarowe przeznaczone do pomiaru napięcia wyjściowego z mostków czteroramiennych lub dzielników napięcia, w których włączone są tensometry oporowe noszą nazwę mostków tensometrycznych lub tensometrycznych wzmacniaczy pomiarowych. Urządzenia te wywzorcowane są najczęściej w jednostkach odkształcenia.

Istnieje obecnie duża różnorodność typów tych urządzeń. Dokonamy ich podziału przyjmując następujące kryteria: rodzaj napięcia zasilania tensometrów, metodę pomiarową i przeznaczenie. W zależności od napięcia zasilania tensometrów urządzenia pomiarowe dzielimy na stałoprądowe, zmiennoprądowe i impulsowe; ze względu na metodę pomiarową na zerowe /mostki zrównoważone/ i wychyłowe /mostki niezrównoważone/; za względu na przeznaczenie na urządzenia do pomiarów statycznych i dynamicznych.

2.6.1. Mostki tensometryczne prądu stałego

Schematy blokowe niezrównoważonych mostków tensometrycznych prądu stałego przedstawiono na rys. 13. Podstawowymi członami tych mostków są stabilizowane źródła napięcia lub prądu zasilania mostka czujnika i kompensujące oraz wzmacniacz prądu stałego. Pod wpływem mierzonego odkształcenia ε następuje zmiana rezystancji tensometru ΔR_1, powodując wystąpienie napięcia nierównowagi mostka czujnika U_o określonego zależnością /37/. Napięcie U_o wzmocnione we wzmacniaczu prądu stałego wskazane przez wskaźnik jest miarą mierzonego odkształcenia. Zmiana znaku odkształcenia ε powoduje zmianę polaryzacji napięcia nierównowagi U_o, a zatem i zmianę kierunku wychylenia wskaźnika. Zgodnie z zależnością /37/ napięcie nierównowagi U_o jest proporcjonalne do napięcia zasilania U_z, stąd duże wymogi odnośnie stałości źródła zasilania.



Rys. 13. Schematy tensometrycznych mostków stałoprądowych do współpracy: a/ z tensometrami metalowymi, b/ półprzewodnikowymi. Oznaczenia: ZS-zasilacz stabilizowany, W - wzmacniacz pomiarowy, ZK - źródło napięcia kompensującego, WR - urządzenie wskazujące lub rejestrujące

O dokładności mostków prądu stałego decydują w głównej mierze stałość napięć lub prądów zasilających mostek czujnika, a także wahania czułości mostków i wzmacniaczy oraz pełzanie zera /dryft/ wzmacniaczy, spowodowane wpływem temperatury.

Stałość napięć i prądów stałoprądowych źródeł zasilania określona jest zwykle stałością parametrów stosowanych diod Zenera. Osiągane stałości wartości napięcia i prądu praktycznie używanych źródeł napięć lub prądów wynoszą: 10^{-4}/8h - czasowa i $5 \cdot 10$/K - temperaturowa.

Temperaturowy dryft średniej klasy wzmacniaczy prądu stałego jest około dwukrotnie większy niż równoważny dryft średniej klasy wzmacniacza z falą nośną. Stosunek ten jest jeszcze bardziej niekorzystny dla wzmacniaczy prądu stałego przy wyższej klasie porównywanych wzmacniaczy. Wpływ dryftu na dokładność pomiarów jest tym większy, im mniejsze są sygnały uzyskiwane z czujników.

Mostki tensometryczne stałoprądowe mają następujące zalety:

- proste równoważenie mostka czujnika tylko za pomocą regulowanych elementów rezystancyjnych,
- możliwość używania długich kabli do łączenia tensometrów z urządzeniem pomiarowym /nie ma konieczności kompensowania składowych reaktancyjnych/,
- szerokie pasmo przenoszonych częstotliwości /praktycznie ograniczone górną częstotliwością graniczną wzmacniacza dla schematu z rys. 13a, a dla układu z rys. 13b tylko częstotliwością rezonansu własnego czujnika/.

Do wad mostków stałoprądowych należą:

- trudności związane ze wzmacnianiem sygnału uzyskanego z pomocą tensometrów metalowych /konieczny jest wzmacniacz o dużym wzmocnieniu i małych dryftach - droższy od wzmacniacza prądu przemiennego/,
- zakłócający wpływ sił termoelektrycznych występujących zwłaszcza na stykach miedź-konstantan, napięć o częstotliwości sieci zasilającej oraz szumu wąskopasmowego, mieszczącego się w paśmie przenoszenia wzmacniacza.

Mostki prądu stałego są stosowane w przypadkach pomiarów dynamicznych o dużej szybkości zmian wielkości mierzonych oraz gdy przetworniki tensometryczne są wykorzystywane w zakresie pełnego sygnału znamionowego. Są stosowane chętnie z tensometrami półprzewodnikowymi rys. 13b. Nie stosuje się ich w pomiarach o dużej dokładności z tensometrami metalowymi.

2.6.2. Urządzenia pomiarowe z falą nośną

Urządzenia pomiarowe, w których tensometry zasilane są napięciem lub prądem sinusoidalnym noszą nazwę urządzeń z falą nośną. Mostek czteroramienny, którego gałęzie /lub gałąź/ tworzą tenso-

metry rezystancyjne zasilany napięciem sinusoidalnym jest parametrycznym modulatorem amplitudy. Wynika to bezpośrednio z zależności /11, 59/ i twierdzenia o modulacji, które można zapisać:

Jeżeli

$$\mathcal{F}\left[\xi(t)\right] = F(\omega) \qquad /62/$$

to

$$\mathcal{F}\left[\xi(t)\cos\Omega t\right] = \frac{1}{2}\left[F(\omega+\Omega) + F(\omega-\Omega)\right] \qquad /63/$$

a którego sens można wyrazić następująco: widmo $F(\omega)$ dowolnego sygnału $\xi(t)$ można przesuwać na osi pulsacji o wartość $\pm\Omega$ mnożąc ten sygnał przez sygnał sinusoidalny o pulsacji Ω. Jeżeli w równaniu /59/ za U_z wstawimy $U_{zm}\cos\Omega t$, i uwzględnimy zależność /11/, to otrzymamy lewą stronę równości /bez stałego współczynnika/ /63/.

Jeżeli mostek nie jest wstępnie zrównoważony, to uzyskuje się w nim modulację amplitudy z falą nośną A M, a jeżeli mostek jest wstępnie zrównoważony, to otrzymujemy w nim modulację amplitudy bez fali nośnej AM/SC /eng. Amplitude Modulation with Suppressed Carrier/.

Wynik jak wyżej, przy sygnale modulującym o przebiegu harmonicznym $\xi_x(t) = E_m \cos\omega_x t$, można uzyskać bezpośrednio z zależności określającej napięcie nierównowagi mostka

$$u_o(t) = s\frac{\Delta R_x(t)}{R}\,u_z(t) = s\,k\,\xi_x(t)\,u_z(t) =$$

$$= s\,k\,E_m\cos\omega_x t\,U_{zm}\cos\Omega t \qquad /64/$$

lub inaczej

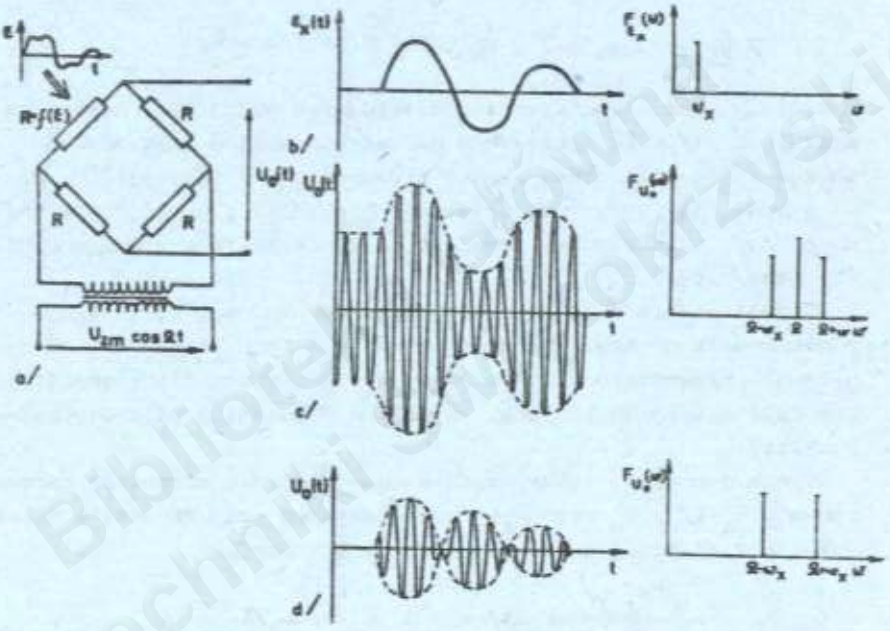
$$u_o(t) = U_{om}\left[\cos(\Omega-\omega_x)t + \cos(\Omega+\omega_x)t\right] \qquad /65/$$

gdzie:

s - współczynnik czułości mostka zależy od ilości czynnych tensometrów, dla jednego tensometru $s = \frac{1}{4}$, a dla czterech $s = 1$,

$U_{om} = \frac{1}{2}\,s \cdot k \cdot E_m \cdot U_{zm}$.

Tak więc sygnał w przekątnej mostka wstępnie zrównoważonego składa się tylko ze składowych bocznych widma, a więc jest sygnałem o modulacji AM/SC. Przebiegi czasowe sygnałów i ich charakterystyki widmowe w mostku wstępnie zrównoważonym przedstawiono na rys. 14b i 14d. Z rys. 14b i 14d widać, że zmiana znaku sygnału mierzonego /modulującego/ powoduje zmianę fazy sygnału nośnego.



Rys. 14. Modulacja w mostku: a/ układ połączeń, b/ sygnał modulujący /mierzony/ i jego widmo częstotliwościowe, sygnał w przekątnej pomiarowej i jego widmo, c/ mostka wstępnie niezrównoważonego, d/ mostka zrównoważonego

W przypadku mostka wstępnie niezrównoważonego, dla którego przy $\varepsilon_x(t) = 0$ dokonano rozstrojenia o wartość zależną od oczekiwanego stosunku sygnałów o wartościach dodatnich i ujemnych, napięcie w przekątnej pomiarowej ma postać

$$u_o(t) = U_{om}\left[2\sin\Omega t + \cos(\Omega - \omega)t + \cos(\Omega + \omega)t\right] \qquad /66/$$

Zawiera więc oprócz wstęg bocznych dodatkowo składową o częstotliwości Ω. Przebiegi czasowe sygnałów i ich charakterystyki widmowe w mostku wstępnie niezrównoważonym przedstawiono na rys. 14b i 14c.

Tak więc wynikiem modulacji w mostku jest przesunięcie widma częstotliwości sygnału mierzonego w zakres większych częstotliwości. Dzięki temu możemy stosować w mostkach tensometrycznych wzmacniacze prądu zmiennego także w pomiarach wielkości statycznych. Jeżeli wielkość mierzona ma widmo częstotliwościowe ograniczone pulsacją graniczną ω_{gs}, to wzmacniacz pomiarowy powinien mieć płaską charakterystykę częstotliwościową co najmniej w zakresie $\Omega \pm \omega_{gs}$. Wzmacniacz pomiarowy w mostkach tensometrycznych jest więc wzmacniaczem pasmowym.

W celu odtworzenia modulującego sygnału pomiarowego $\varepsilon_x(t)$ na podstawie sygnału zmodulowanego, konieczne jest przesunięcie widma do jego położenia początkowego na osi częstotliwości. Proces przesuwania widma do jego położenia początkowego nazywa się demodulacją. Demodulację amplitudy można zrealizować mnożąc sygnał zmodulowany przez dowolny sygnał okresowy o pulsacji Ω sygnału nośnego. Demodulatory sygnałów zmodulowanych amplitudowo AM, które można podzielić na prostoliniowe i obwiedniowe są ogólnie znane. Ich zastosowanie w urządzeniach pomiarowych tensometrycznych jest ograniczone.

Sygnały zmodulowane z tłumieniem fali nośnej AM/SC są poddawane demodulacji synchronicznej.

Jeżeli sygnał $\varepsilon(t)\cos\Omega t$ pomnożyć przez sygnał nośny $\cos\Omega t$, to otrzyma się

$$\varepsilon(t)\cos^2\Omega t = \frac{1}{2}\left[\varepsilon(t) + \varepsilon(t)\cos 2\Omega t\right] \qquad /67/$$

Skoro $\mathcal{F}[\varepsilon(t)] = F(\omega)$, to na podstawie /63/ otrzymamy:

$$\mathcal{F}[\varepsilon(t)\cos^2\Omega t] = \frac{1}{2}F(\omega) + \frac{1}{4}\left[F(\omega + 2\Omega) + F(\omega - 2\Omega)\right] \qquad /68/$$

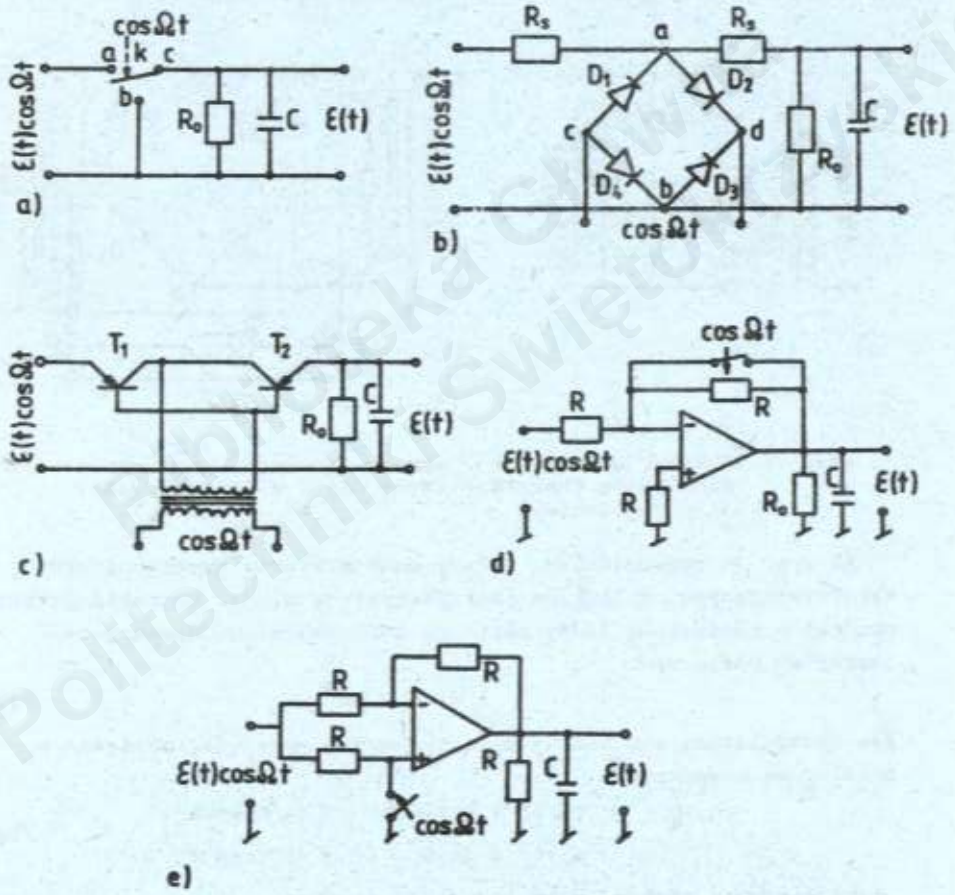
Tak więc widmo sygnału $\mathcal{E}/t/\cos^2 \Omega t$ składa się z widma sygnału modulującego $F/\omega/$ oraz dodatkowych składowych, skupionych wokół 2Ω. Dla odtworzenia z tego widma sygnału modulującego $\mathcal{E}/t/$, należy zastosować filtr dolnoprzepustowy, który przeniesie $F/\omega/$ a stłumi pozostałe składowe widma.

Demodulację synchroniczną można realizować w układach liniowych zmiennych w czasie /np. w układach przełączających lub kluczujących/ albo w układach, w których występują elementy nieliniowe. Na rys. 15 pokazano układy demodulatorów synchronicznych opartych o kluczowanie. W układzie na rys. 15a klucz k przełącza zaciski a i b z częstotliwością Ω. Przez pół okresu przełącznik łączy zacisk c z sygnałem $\mathcal{E}/t/\cos \Omega t$, zaś przez pozostałe pół okresu zacisk c jest uziemiony. Przebieg wyjściowy na zacisku c jest zatem kluczowany z częstotliwością Ω. Kluczowanie można traktować jako mnożenie $\mathcal{E}/t/\cos \Omega t$ przez sygnał o przebiegu prostokątnym. W układzie na rys. 15b, diody spełniają funkcje przełącznika. Gdy sygnał $\cos \Omega t$ ma taką polaryzację, że zacisk c ma potencjał wyższy niż zacisk d, przy przyjęciu amplitudy sygnału $\cos \Omega t$ znacznie większej /w praktyce około 5 razy/ niż amplituda sygnału $\mathcal{E}/t/\cos \Omega t$, to wszystkie diody przewodzą. W tych warunkach napięcie na diodzie D_1 jest takie samo jak na diodzie D_4 a zatem zacisk a ma taki sam potencjał jak zacisk b. Zacisk a jest więc uziemiony. Przy polaryzacji sygnału $\cos \Omega t$ przeciwnej niż poprzednia, wszystkie diody są spolaryzowane zaporowo i stanowią przerwy w obwodzie. W tych warunkach zacisk a jest dołączony do sygnału $\mathcal{E}/t/\cos \Omega t$ przez rezystor R_s. Diody przełączają zacisk a na przemian do sygnału $\mathcal{E}/t/\cos \Omega t$ i do masy z częstotliwością Ω.

W układzie na rys. 15c funkcje przełącznika spełniają tranzystory. Sygnał $\cos \Omega t$ wprowadza w jednym półokresie tranzystor w stan nasycenia a w drugim półokresie w stan zaporowy. W stanie zaporowym płynie jednak prąd zerowy tranzystowa. Dla wyeliminowania w obwodzie zerowego prądu tranzystora, stosuje się jako klucz parę jednakowych tranzystorów, połączonych jak na rys. 15 c.

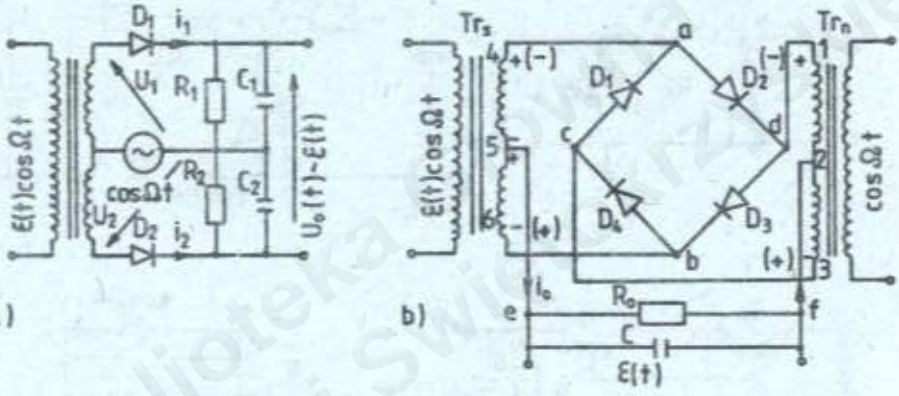
Układy demodulatorów synchronicznych z wykorzystaniem wzmacniaczy operacyjnych przedstawiono na rys. 15d i 15e. Układy te charakteryzują się dobrą liniowością, dużą czułością oraz mają tę zaletę, że nie wymagają stosowania transformatorów.

W układzie pokazanym na rys. 15d sygnał cos Ωt steruje kluczem /np. tranzystorowym/, który załącza lub wyłącza /zwiera/ opór sprzężenia zwrotnego we wzmacniaczu, powodując zmianę jego wzmocnienia między określoną wartością a zerem. Na wyjściu wzmacniacza otrzymuje się kluczowany przebieg sygnału $\mathcal{E}/t/\cos\Omega t$, odpowiednio wzmocniony.



Rys. 15. Układy demodulatorów synchronicznych wykorzystujące kluczowanie: a/ z przerywaczem mechanicznym, b/ z przerywaczem diodowym, c/ z przerywaczem tranzystorowym, d,e/ z przerywaczem i wzmacniaczem operacyjnym

W demodulatorze ze wzmacniaczem różnicowym, sygnał cos Ωt steruje kluczem, który załącza lub odłącza /zwiera z masą/ wejście nieodwracające od sygnału $\mathcal{E}/t/\cos\Omega t$. Powoduje to zmianę wzmocnienia K_u wzmacniacza między wartościami +1 i -1. Dla zwartego z masą wejścia nieodwracającego $K_u = -1$. Przy kluczu otwartym, wzmocnienie wzmacniacza dla wejścia odwracającego wynosi $K_{u-} = -1$, natomiast dla wejścia nieodwracającego $K_{u+} = (R/R) + 1 = +2$. Wypadkowe wzmocnienie wzmacniacza, przy kluczu otwartym, wynosi więc $K_u = +1$.



Rys. 16. Układy demodulatorów synchronicznych, wykorzystujących nieliniową charakterystykę diod: a/ przeciwsobny b/ pierścieniowy

Na rys. 16 przedstawiono układy demodulatorów synchronicznych, wykorzystujących nieliniową charakterystykę diody. Charakterystykę prądowo - napięciową diody półprzewodnikowej można aproksymować szeregiem potęgowym:

$$i = au + bu^2 \qquad /69/$$

Dla demodulatora w układzie przeciwsobnym, rys. 16a, napięcia u_1 oraz u_2 są określone

$$\begin{aligned} u_1/t/ &= \cos\Omega t + \mathcal{E}/t/\cos\Omega t \\ u_2/t/ &= \cos\Omega t - \mathcal{E}/t/\cos\Omega t \end{aligned} \qquad /70/$$

Stąd prądy i_1 oraz i_2 można wyrazić wzorami:

$$i_1/t/ = au_1 + bu_1^2 = a\left[\cos\Omega t + \mathcal{E}/t/\cos\Omega t\right] + b\left[\cos\Omega t + \mathcal{E}/t/\cos\Omega t\right]^2 \qquad /71/$$

$$i_2/t/ = a\left[\cos\Omega t - \varepsilon/t/\cos\Omega t\right] + b\left[\cos\Omega t - \varepsilon/t/\cos\Omega t^2\right] \quad /71/$$

Napięcie wyjściowe u_o jest określone jako:

$$u_o = i_1R - i_2R \quad /72/$$

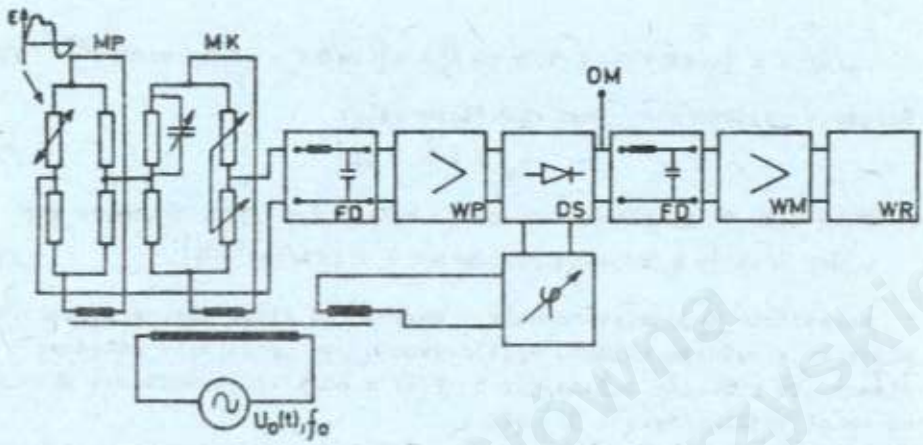
Podstawiając do powyższego równania zależności /71/ otrzymuje się

$$u_o/t/ = 2R\left[b\,\varepsilon/t/ + a\,\varepsilon/t/\cos\Omega t + b\,\varepsilon/t/\cos 2\Omega t\right] \quad /73/$$

Na wejściu demodulatora należy zastosować filtr dolnoprzepustowy, który ze złożonego sygnału wyjściowego $u_o/t/$ przeniesie składową stanowiącą przebieg modulujący $b\,\varepsilon/t/$ a odfiltruje składowe skupione wokół częstotliwości Ω i 2Ω.

Demodulator pierścieniowy, którego układ przedstawiono na rys. 16b, umożliwia usunięcie pewnych zniekształceń demodulacji, powstających w układzie demodulatora przeciwsobnego. Dla demodulatora pierścieniowego, analogicznie jak dla przeciwsobnego, obowiązuje warunek, że amplituda sygnału $\cos\Omega t$ powinna być około 5 razy większa, niż amplituda sygnału $\varepsilon/t/\cos\Omega t$. Sygnał $\cos\Omega t$ decyduje o przewodzeniu diod w demodulatorze. Przy zgodnych fazach sygnałów: $\cos\Omega t$ oraz $\varepsilon/t/\cos\Omega t$, w pierwszym półokresie /oznaczenia biegunowości sygnałów bez nawiasów/ przewodzą diody D_3 i D_4 a prąd wywołany napięciem $\varepsilon/t/\cos\Omega t$ płynie w obwodzie wyznaczonym punktami: 5ef21db63. W następnym półokresie /biegunowość sygnałów oznaczona w nawiasach/ przewodzą diody D_1 oraz D_2 a prąd płynie w odwodzie określonym punktami 5ef23ca45, ma więc ten sam kierunek, w obciążeniu, jak w poprzednim półokresie. Jeżeli faza jednego z sygnałów doprowadzonych do demodulatora ulegnie zmianie, w stosunku do drugiego, to kierunek prądu w obciążeniu zmieni się na przeciwny /od f do e/.

Na rys. 17 przedstawiono schemat blokowy mostka tensometrycznego z falą nośną. Generator fali nośnej zasila, poprzez trzy oddzielne uzwojenia transformatora wyjściowego, most pomiarowy MP, mostek kompensacyjny MK oraz demodulator synchroniczny DS. Dla właściwej pracy demodulatora synchronicznego otrzymuje on napięcie z generatora poprzez przesuwnik fazowy ϕ. Filtr dolnoprzepustowy FD przed wzmacniaczem pasmowym WP służy do odfiltrowania częstotliwości nośnej. Stosowane częstotliwości generatora fali nośnej zawierają się w przedziale f_o = 1 - 50 kHz, przy czym jako typową wartość stosuje się f_o = 5kHz.



Rys. 17. Schemat blokowy mostka tensometrycznego z falą nośną: FD - filtr dolnoprzepustowy, WP - wzmacniacz pasmowy, WM - wzmacniacz mocy, WR - urządzenia wskazujące lub rejestrujące, MP - mostek pomiarowy, MK - mostek kompensacyjny, DS - detektor synchroniczny, φ - przesuwnik fazy.

W pomiarach precyzyjnych przebiegów o małych szybkościach zmian stosowane są małe częstotliwości nośne f_o = 100 - 300 Hz.

Podsumowując rozważania dotyczące urządzeń z falą nośną można stwierdzić, że do ich zalet należą:

- łatwość wzmacniania sygnałów /mniejszy koszt wzmacniacza niż wzmacniacza prądu stałego tej samej klasy/,
- eliminacja wpływu sił termoelektrycznych, napięć o częstotliwości sieciowej oraz szumu wąskopasmowego.

Natomiast do wad należą:

- konieczność równoważenia mostka za pomocą elementów regulacyjnych zarówno rezystancyjnych - amplitudowo, jak i pojemnościowych - fazowo,
- trudność stabilizacji napięć o częstotliwości nośnej /zarówno amplitudy jak i częstotliwości/,
- ograniczony zakres mierzonych częstotliwości od 0 - 0,25 f_o,
- konieczność stosowania demodulatora synchronicznego.

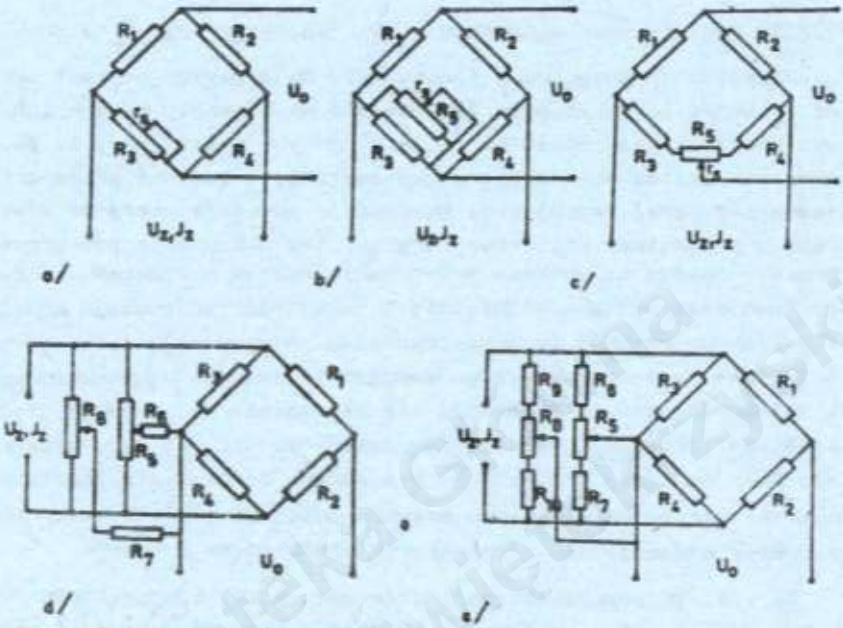
Urządzenia pomiarowe z falą nośną stosuje się w pomiarach statycznych i dynamicznych do częstotliwości < 10 kHz oraz wówczas, gdy wymagana jest duża dokładność pomiarów.

2.6.3. Sposoby równoważenia mostków tensometrycznych

Rezystancje znamionowe tensometrów mają pewien rozrzut wartości, również po naklejeniu tensometrów na elementy badane ich rezystancje ulegają zmianie. To są przyczyny powodujące, że po włączeniu w mostek Wheatatone'a tensometrów, o podanej przez producenta tej samej rezystancji znamionej, powstaje napięcie nierównowagi w przekątnej pomiarowej mostka. Aby można było przeprowadzić pomiar, należy na wstępie zrównoważyć mostek czujnikowy. Układy równoważenia mostków różnią się w zależności od rodzaju zasilania. W przypadku mostków zmienno-prądowych równoważenie tylko rezystancyjne nie wystarcza, gdyż pojemności przewodów doprowadzających i pojemności własne dołączają się równolegle do rezystancji tensometrów. Składowe reaktancyjne gałęzi mostka powodują przesunięcie fazy napięcia pomiarowego w stosunku do napięcia zasilania mostka. Układy równoważenia mostków zmiennoprądowych winny zapewnić więc równocześnie równoważenie amplitudowe i fazowe.

Na rys. 18 przedstawiono podstawowe układy równoważenia mostków prądu stałego. Najprostszy układ według rys. 18a charakteryzuje się niestałością rezystancji kontaktowej r_s suwaka elementu regulacyjnego i nie jest w zasadzie stosowany w układach z tensometrami. Zmniejszony wpływ rezystancji kontaktowej r_s zapewnia włączenie elementu regulacyjnego R_5 równolegle do rezystancji gałęziowej wg rys. 18b. Przy zastosowaniu do współpracy z mostkiem wzmacniacza o dużej rezystancji wejściowej, wpływ rezystancji kontaktowej r_s na równowagę mostka jest do pominięcia w układzie jak na rys. 18c. Dwustopniowe równoważenie mostka wstępne i dokładne zapewniają układy wg rys. 18 d i e.

Elementy R_6 i R_7 wg rys. 18d i R_6, R_7, R_9, R_{10} wg ryc. 18e służą do zawężenia zakresu regulacji i zabezpieczają przed możliwością zwarcia jednej z rezystancji gałęziowej w przypadku skrajnego położenia suwaka potencjometru. Dla mostka symetrycznego wg rys. 18d zwykle przyjmuje się wartości rezystancji R_6 lub R_7 równe /25 - 100/ R, gdzie R - rezystancja gałęzi mostka. Dla spełnienia wymagań liniowości rezystancje potencjometrów winny spełniać dodatkowo warunki: $R_6 \ll R_5$ i $R_7 \ll R_8$.

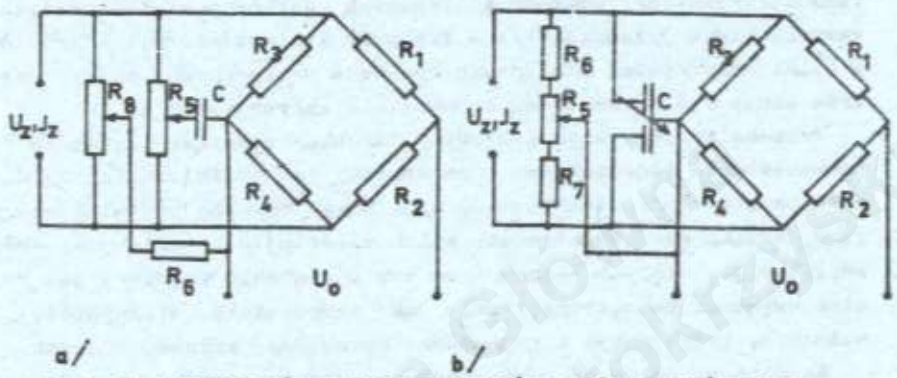


Rys. 18. Układy równoważenia mostków rezystancyjnych prądu stałego: R_1 - R_4 - rezystory gałęzi mostka, R_5, R_8 - potencjometry równoważenia, R_6,R_7,R_9,R_{10} - rezytory organiczające zakres regulacji

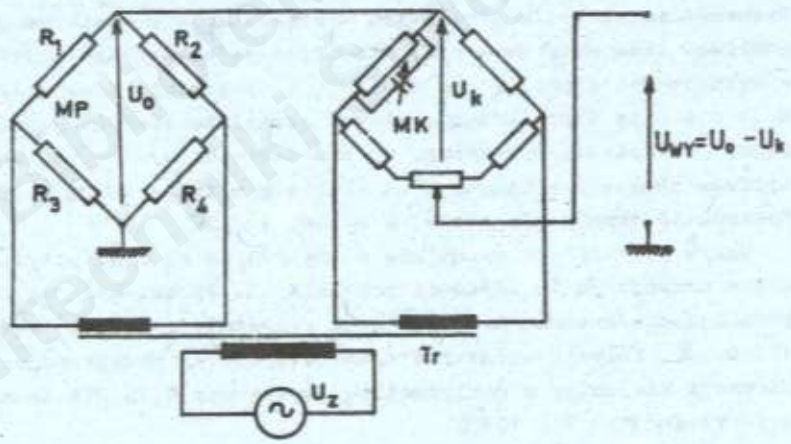
Mostki prądu przemiennego równoważy się fazowo za pomocą kondensatorów i amplitudowo za pomocą rezystorów. Na rys. 19 przedstawiono najczęściej spotykane w tensometrii układy równoważenia mostków zasilanych napięciem przemiennym. Równoważenie wg rys. 19a przeprowadza się kilkakrotnie, gdyż równoważenie fazowe wpływa na równowagę amplitudową.

Zastosowanie kondensatora różnicowego w układzie wg rys. 19b pozwala na wyeliminowanie wpływu równoważenia fazowego na równowagę amplitudową mostka. Często sygnał niezrównoważenia mostka czujnikowego kompensuje się za pomocą napięć z układów zewnętrznych. Na rys. 20 przedstawiono układ korekcji, dla mostków zasilanych prądem przemiennym. Napięcie nierównowagi u_o mostka pomiarowego M_p jest kompensowane napięciem nierównowagi U_k mostka kompensacyjnego M_k. Obydwa mostki zasilane są przez oddzielne uzwojenia z tego sa-

mego transformatora. Układ pozwala na skompensowanie napięć nierównowagi mostków składających się z tensometrów o znacznej różnicy wartości rezystancji znamionowej.



Rys. 19. Układy równoważenia mostków prądu przemiennego



Rys. 20. Układ korekcji napięcia nierównowagi mostka pomiarowego przy pomocy mostka kompensacyjnego

3. Błędy występujące w pomiarach tensometrycznych

Błędy występujące w pomiarach tensometrycznych powodowane są błędami tensometrów oraz błędami urządzeń pomiarowych /mostków tensometrycznych/. Dokładność typowych mostków tensometrycznych zawiera się w przedziale /1 - 2/% przy liniowości /0,1 - 1/%. Aby w pełni wykorzystać dokładność urządzeń pomiarowych, błędy tensometrów winny być sprowadzone do możliwie małych wartości.

Przeanalizujemy więc przyczyny /źródła/ powstawania błędów przetwarzania tensometrami oraz sposoby ich zmniejszania. Na dokładność przetwarzania tensometrów mają wpływ zarówno czynniki wewnętrzne, wynikające bezpośrednio z ich właściwości, takie jak: różnica rezystancji, stałych tensometrów czy obciążenie prądowe, jak rówa nież czynniki zewnętrzne, takie jak: temperatura, wilgotność, pełzanie, rezystancje i pojemności przewodów doprowadzających.

Zasadniczy wpływ na błąd przetwarzania tensometrów w pomiarach wytrzymałościowych ma niedokładność określenia stałej tensometrów. Wyznaczenie stałej k tensometru zastosowanego w pomiarze jest niemożliwe: tensometr jest przetwornikiem jednorazowego użytkowania, a wyznaczenia stałej można dokonać po naklejeniu tensometru. Przyjmuje się więc w pomiarach wartości stałej tensometru podawane przez producenta, wyznanzane na podstawie statystycznej analizy wyników pomiarów wykonanych na próbkach z danej serii produkcyjnej. Dokładność określenia stałej k wynosi 1 ÷ 2%.

Wpływ pozostałych czynników wewnętrznych na błąd przetwarzania można zmniejszyć do wartości pomijalnych. Producenci na ogół zapewniają nierównomierność wartości rezystancji tensometrów w partii 0,1 Ω. Pozwala to dobrać tensometry /przy przestrzeganiu instrukcji klejenia/ z dokładnością lepszą niż 0,1% dla tensometrów o rezystancjach $R > 100\,\Omega$.

Błędy powodowane obciążeniem prądowym tensometrów można zaniedbać nie przekraczając dopuszczalnych prądów obciążenia dla danych typów tensometrów.

Przeanalizujemy główne wpływy zewnętrzne. Wpływ temperatury jest dwojaki: powoduje powstanie pozornego wydłużenia oraz zmniejszenie czułości. Jeżeli tensometr z materiału o temperaturowych współczynnikach: rezystancji α_R oraz wydłużenia liniowego siatki rezystancyjnej tensometru α_t jest przyklejony na podłożu o współ-

czynniku wydłużenia α_p, to pomijając wpływ kleju, wskutek zmiany temperatury Δt powstaje zmiana rezystancji tensometru

$$\Delta R = R\left[\alpha_R + k/\alpha_p - \alpha_t/\right]\Delta t \qquad /74/$$

a stąd błąd w postaci pozornego wydłużenia

$$\varepsilon = \frac{\Delta R}{R}\frac{1}{k} = \left[\frac{1}{k}\alpha_R + /\alpha_p - \alpha_t/\right]\Delta t \qquad /75/$$

W tabeli 3 zestawiono kilka typowych wartości błędów ε dla różnych podłoży i materiałów siatki tensometrów dla $t = 1^{\circ}C$, $k = 2$.

Tabela 3

Błędy temperaturowe tensometrów naklejonych na różnych podłożach

Podłoże	Materiał tensometru	α_R	α_p	α_t	ε	$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_{max}} \cdot 100$
		$10^{-6}/K$	$10^{-6}/K$	$10^{-6}/K$	$10^{-6}/K$	%
Stal	Konstantan	3	12	15	-1,5	-0,01
Aluminium	Konstantan	3	25	15	+11,5	+0,111
Stal	Nichrom	300	12	7	+1,55	+1,55

Kompensację wpływu temperatury można uzyskać przez takie dobranie współczynników temperaturowych aby spełniony był warunek

$$\alpha_R + k/\alpha_p - \alpha_t/ = 0 \qquad /76/$$

Kompensację błędów temperaturowych można zrealizować następującymi sposobami:

a/ zastosować tensometry samokompensujące, których siatki rezystancyjne wykonane są ze specjalnych stopów; taka kompensacja jest skuteczna dla określonego podłoża np. stali, stopów miedzi, aluminium, dla których spełniona jest zależność /76/;

b/ umieścić w sąsiednich gałęziach mostka pomiarowego tensometry kompensacyjne, zainstalowane w identycznych warunkach termicznych na takim samym podłożu jak tensometry czynne; często są to jednocześnie tensometry czynne;

c/ zamontować w bezpośrednim sąsiedztwie mostka pomiarowego termoelementy, których napięcie dodaje się do napięcia wyjściowego mostka, kompensując sygnał błędu.

Wzrost temperatury powoduje zmniejszenie współczynnika czułości odkształceniowej tensometrów, głównie z powodu stopniowego pogarszania się sprężystości kleju. Większą odpornością na zmiany temperatury odznaczają się kleje utwardzalne /bakelitowe i inne polimeryzowane/.

Wpływ wilgoci na pracę tensometrów może być znaczący, szczególnie w długotrwałych pomiarach polowych, gdy na tensometry oddziaływują zmienne warunki atmosferyczne. Nie wnikając szczegółowo w zjawiska, jakie zachodzą w samym tensometrze i jego elementach budowy, pod działaniem wilgoci, za kryterium zawilgocenia tensometru można przyjąć wartość rezystancji izolacji siatki rezystancyjnej w stosunku do obiektu, na którym naklejony jest tensometr. Przy dobrze naklejonych i wysuszonych tensometrach, rezystancja izolacji osiąga wartość /50 - 200/MΩ. Przy wysokim stopniu zawilgocenia tensometru wartość ta może spaść do 0,1 MΩ, co uniemożliwia pomiar. Rezystancja izolacji tensometru R_i bocznikuje jego własną rezystancję R. Gdy jeden z końców tensometru jest uziomiony, a rezystancję izolacji potraktujemy jako równomiernie rozłożoną wzdłuż siatki rezystancyjnej tensometru, to rezystancja zastępcza R_z tensometru określona jest zależnością [5]

$$R_z \approx R \left/ 1 - \frac{R}{3R_i} \right. \qquad /77/$$

a dla tensometru nieuziemionego

$$R_z \approx R \left/ 1 - \frac{R}{12\,R_i} \right. \qquad /78/$$

Niech spadek rezystancji izolacji z R_{i1} do R_{i2} powoduje zmianę rezystancji zastępczej z R_{z1} do R_{z2}, to znaczy zmianę względną

$$\frac{\Delta R_z}{R_z} = \frac{R_{z1} - R_{z2}}{R_{z1}} \qquad /79/$$

Dla dużej początkowej wartości izolacji, tj. gdy $R_{z1} \gg R_{z2}$ oraz przy pominięciu w mianowniku wyrażenia $R/3R_i \ll 1$ otrzymujo się z zależności /77/ i /79/

$$\frac{\Delta R_z}{R_z} = \frac{1}{3} \frac{R}{R_{i2}} \qquad /80/$$

Aby nie przekroczyć dopuszczalnego błędu pomiaru $\delta[\%]$ przy zakresie pomiarowym ε i stałej tensometrów k musi być

$$\frac{\Delta R_z}{R_z} \leq \frac{\delta \varepsilon}{k} \qquad /81/$$

a stąd

$$R_{i2} \geq \frac{R \cdot k}{3\delta\varepsilon} \qquad /82/$$

Dla typowego przypadku $\delta = 1\%$, $\varepsilon = 1 \cdot 10^{-3}$, $k = 2$, $R = 300\,\Omega$ otrzymujemy $R_{i2} = 20\ M\Omega$. Dla tensometrów nieuziemionych wartość ta jest czterokrotnie zmniejsza /zależność /77//.

Zabezpieczenie tensometrów przed zawilgoceniem realizuje się przy pomocy powłok ochronnych z wosków naturalnych i syntetycznych, lakierów ochronnych, gumowych ochraniaczy, taśm przylepnych lub różnych kombinacji tych środków. Wpływ rezystancji i pojemności przewodów łączeniowych, w pomiarach tensometrycznych, przejawia się głównie w zmniejszaniu wartości współczynnika czułości odkształceniowej k tensometrów. Zmiany rezystancji przewodów łączeniowych, pod wpływem temperatury, są kompensowane dzięki stosowaniu trójprzewodowego układu połączeń tensometrów /w przypadku półmostka/.

Dodatkowa rezystancja przewodów R_p powoduje zmniejszenie stałej k tensometrów do wartości k'. Możemy zapisać:

$$\frac{R}{R + R_p} = k'\varepsilon \qquad /83/$$

Ponieważ $\frac{\Delta R}{R}/\varepsilon = k$, wyrażenie /82/ można zapisać w postaci

$$k' = k \frac{R}{R + R_p} \qquad /84/$$

W celu zmniejszenia wartości R_p należy stosować przewody o niezbyt dużej długości i niezbyt cienkie. Jeżeli użyto do pomiarów przewodów miedzianych o długości 2 · 15 m i przekroju 0,5 mm^2, których rezystancja R_p = 1Ω, to zgodnie z /84/ stała tensometrów k zmniejszy się o 1%.

Wpływ pojemności przewodów doprowadzających może wystąpić przy zasilaniu mostków pomiarowych napięciem zmiennym. Praktycznie wpływy pojemności przewodów dają się odczuć przy dużych częstotliwościach napięcia zasilającego lub przy dużych długościach kabli doprowadzających. Pojemność C przewodów doprowadzających powoduje zmniejszenie stałej k tensometrów zgodnie z zależnością [5]

$$k' = k\,/1 - \omega^2 C^2 R^2/ \qquad /85/$$

Przyjmując dwuprzewodowy kabel o pojemności 200 pF/m i długości 15 m dla f = 5 kHz, R = 300Ω otrzymuje się spadek wartości stałej k o ~ 0,1%. Taki spadek wartości k w porównaniu z dokładnością określenia stałej przez producenta jest do pominięcia.

Zjawisko pełzania tensometrów stanowić może istotny problem w długotrwałych pomiarach wytrzymałościowych lub w pomiarach prowadzonych w podwyższonych temperaturach. Zjawisko to polega na zmianie rezystancji tensometrów w czasie, przy stałym stanie odkształcenia obiektu, na którym zostały naklejone tensometry. Kierunek pełzania jest przeciwny do kierunku obciążenia. Za miarę pełzania jednostkowego przyjmuje się wyrażenie [5]

$$\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon} = \frac{\varepsilon_{to} - \varepsilon_t}{\varepsilon_{to}} \qquad /86/$$

gdzie:

$\Delta\varepsilon$ - wartość pełzania wykazywanego przez tensometr po czasie t,

ε_{to}, ε_t - odkształcenie wykazywane przez tensometr odpowiednio po czasie t = 0 i t,

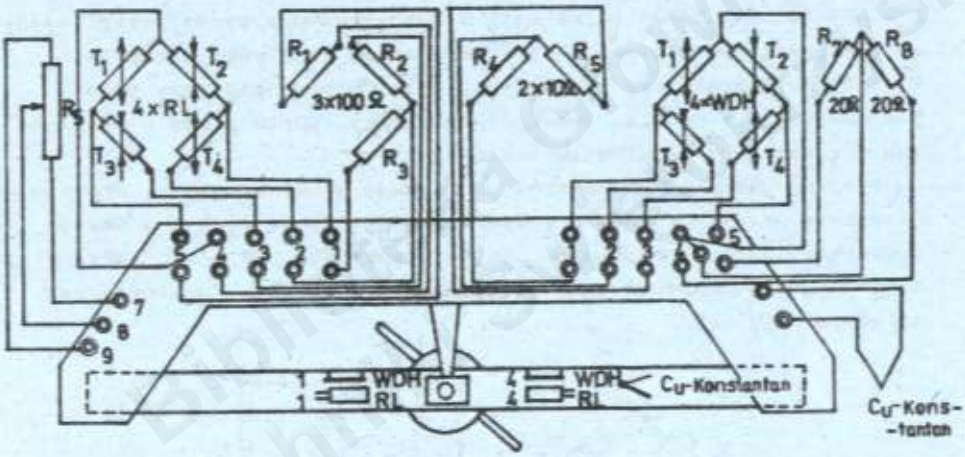
ε - odkształcenie rzeczywiste badanego obiektu.

Podstawową rolę w procesie pełzania odgrywają czas i temperatura. Przestrzeganie instrukcji klejenia i instalowania tensometrów, zabezpieczenie przed wilgocią, utrzymanie dobrej izolacji tensometrów pozwala na zadawalające zmniejszenie wpływu pełzania na dokładność pomiarów.

4. Pomiary

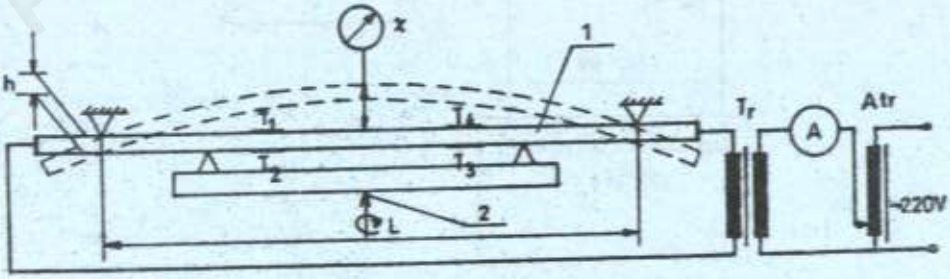
4.1. Wyznaczanie współczynnika czułości odkształceniowej tensometrów

Należy wyznaczyć współczynnik czułości jednego z tensometrów drutowych typu RL/120 i jednego z tensometrów półprzewodnikowych typu WDH 101 zainstalowanych na belce pomiarowej urządzenia do wzorcowania tensometrów. Sposób połączenia tensometrów, rezystorów manganinowych do tworzenia mostka pomiarowego oraz termoelementu miedź-Konstantan w urządzeniu wzorcującym przedstawiono na rys. 21.



Rys. 21. Sposób połączenia tensometrów w urządzeniu wzorującym

Schemat urządzenia do wzorcowania tensometrów przedstawiono na rys. 22.



Rys. 22. Schemat urządzenia do wzorcowania tensometrów

Pokręcając śrubą 2 powodujemy zginanie belki pomiarowej 1. Wartość odkształcenia zewnętrznego włókien belki określa zależność

$$\varepsilon = \frac{4\ h}{l^2} X \qquad /87/$$

gdzie:

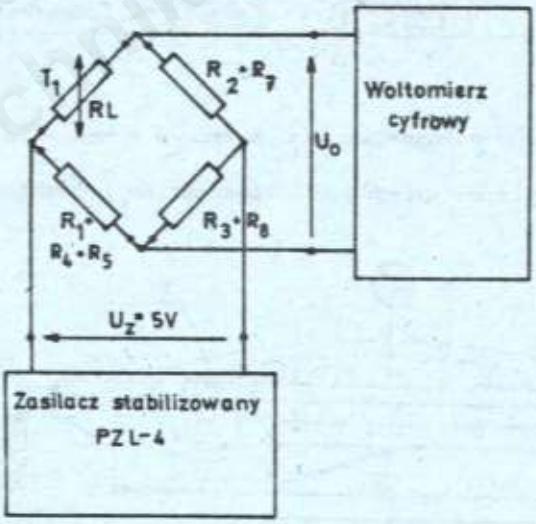
X - zmierzona czujnikiem zegarowym strzałka ugięcia belki,

h - grubość belki,

l - długość cięciwy belki, na której zmierzono strzałkę X

Belka pomiarowa zastosowana w ćwiczeniu ma następujące wymiary L = 499 mm, h = 7 mm. Belka może być podgrzewana przez przepływający przez nią prąd, którego natężenie można regulować w zakresie 0 - 200 A. Temperaturę powierzchni belki mierzy się przy pomocy przyklejonego w pobliżu tensometrów termoelementu miedź - konstantan wykonanego z tensometru drutowego.

Wybrany jeden z tensometrów podłączamy w układ mostka, którego pozostałe gałęzie stanowią rezystory manganinowe $R_1 \div R_8$. Mostek pomiarowy zasilamy napięciem stałym o wartości 5 V z zasilacza stabilizowanego, a napięcie nierównowagi mostka mierzymy woltomierzem cyfrowym /rys. 23/.



Rys. 23. Układ pomiarowy do wyznaczania współczynnika czułości odkształceniowej tensometrów

Odkształcenie ε belki pomiarowej, a więc i naklejonego na nią tensometru badanego, zadajemy zmieniając strzałkę ugięcia X w zakresie 0 - 1 mm co 0,1 mm. Wartość zadanych odkształceń wyznacza się z zależności /87/.

Dla ustalonych wartości strzałek ugięcia /odkształceń/ belki odczytujemy wartość napięcia nierównowagi U_o i z zależności /50/ wyznaczamy względną zmianę rezystancji jako

$$\frac{\Delta R}{R} = 4 \frac{U_o}{U_z} \qquad /88/$$

Jeżeli dla zerowego odkształcenia belki pomiarowej napięcie nierównowagi mostka $U_o \neq 0$, to należy zrównoważyć mostek wykorzystując jeden z układów z rys. 18 lub przyjmując do wyznaczenia względnej zmiany rezystancji przyrost napięcia nierównowagi mostka U_o, określony jako różnica napięcia nierównowagi U_{of} mostka dla danej strzałki ugięcia X i napięcia nierównowagi U_{oo} dla f = 0. W tym przypadku zależność /88/ ma postać

$$\frac{\Delta R}{R} = 4 \frac{\Delta U_o}{U_z} = 4 \frac{U_{of} - U_{oo}}{U_z} \qquad /89/$$

Na podstawie pomiarów wyznaczamy charakterystykę $\varepsilon = f(\frac{\Delta R}{R})$, a jej nachylenie stanowi wartość współczynnika czułości odkształceniowej k badanego tensometru.

4.2. Wyznaczanie wpływu temperatury na stałą k tensometrów

Wyznaczyć wpływ temperatury na stałą k tensometru drutowego i półprzewodnikowego, w zakresie temperatur 20 ÷ 55°C. Układ połączeń jak w punkcie 4.1. Ustawić zerowe odkształcenie belki pomiarowej, podgrzać ją do zadanej temperatury, zrównoważyć mostek pomiarowy. Temperaturę belki mierzyć termoelementem miedź - konstantan i woltomierzem cyfrowym. Zależność wartości SEM termoelementu miedź - konstantan od temperatury w zakresie 0°C - 35°C podano w tabeli 4. Uwzględnić temperaturę odniesienia zimnych końców termoelementu zgodnie z ustaleniami podanymi w ćwiczeniu "Pomiary temperatur" pkt. 2.4. Dla wybranych 4 ÷ 5 wartości temperatur w zakresie 20°C ÷ 55°C wyznaczyć zależność $\frac{\Delta R}{R} = f(\varepsilon)$ jak w pkt. 4.1.

Na podstawie przeprowadzonych pomiarów wyznaczyć zależność k = f/T/.

Tabela 4

Charakterystyka termometryczna termoelementu miedź-konstantan wg PN-81/M-5385405

t	E	t	E
°C	μV	°C	μV
0	0	18	709
1	39	19	749
2	78	20	789
3	117	21	830
4	156	22	870
5	195	23	911
6	234	24	951
7	273	25	992
8	312	26	1032
9	351	27	1073
10	391	28	1114
11	430	29	1155
12	470	30	1196
13	510	31	1237
14	549	32	1279
15	589	33	1320
16	629	34	1361
17	669	35	1403

4.3. Wyznaczanie wpływu temperatury na powstawanie pozornego sygnału pomiarowego /błąd zera/

Należy wyznaczyć wpływ temperatury na zero mostka pomiarowego dla tensometrów metalowych i półprzewodnikowych dla przypadków:

a/ jeden czynny tensometr w mostku,

b/ jeden czynny tensometr i jeden kompensacyjny.

Odciążyć belkę, zrównoważyć mostek pomiarowy według wybranego układu z rys. 17. Podgrzewając belkę pomiarową poprzez zwiększanie przepływającego przez nią prądu /wskazanie amperomierza nie powin-

Biblioteka Głównej Politechniki Świętokrzyskiej

no przekroczyć 2 A, rys. 22/ mierzyć napięcie nierównowagi mostka U_o i wartość SEM termoelementu Cu - Konst. Z tabeli 4 odczytać wartość temperatury dla danej wartości SEM, uwzględniając poprawkę na temperaturę wolnych końców termoelementu.

Wyznaczyć zależność napięcia nierównowagi mostka U_o w funkcji temperatury tensometrów /belki/ $U_o = f/T/$. Dla przypadku a/ układ połączeń jak w punkcie 4.1. Dla przypadku b/ włączyć w układ mostka jeden czynny tensometr, a w sąsiednią gałąź tensometr kompensacyjny /może to być również czynny tensometr mierzący odkształcenie przeciwne niż pierwszy np. T_1 i T_2/, pozostałe gałęzie mostka utworzyć z rezystorów R_1 i R_2.

Na podstawie przeprowadzonych pomiarów wyznaczyć błąd zera jako wartości pozornego odkształcenia odniesione do zakresu na stopień temperatury przy napięciu zasilania U_z w $\left[\%/K\right]$.

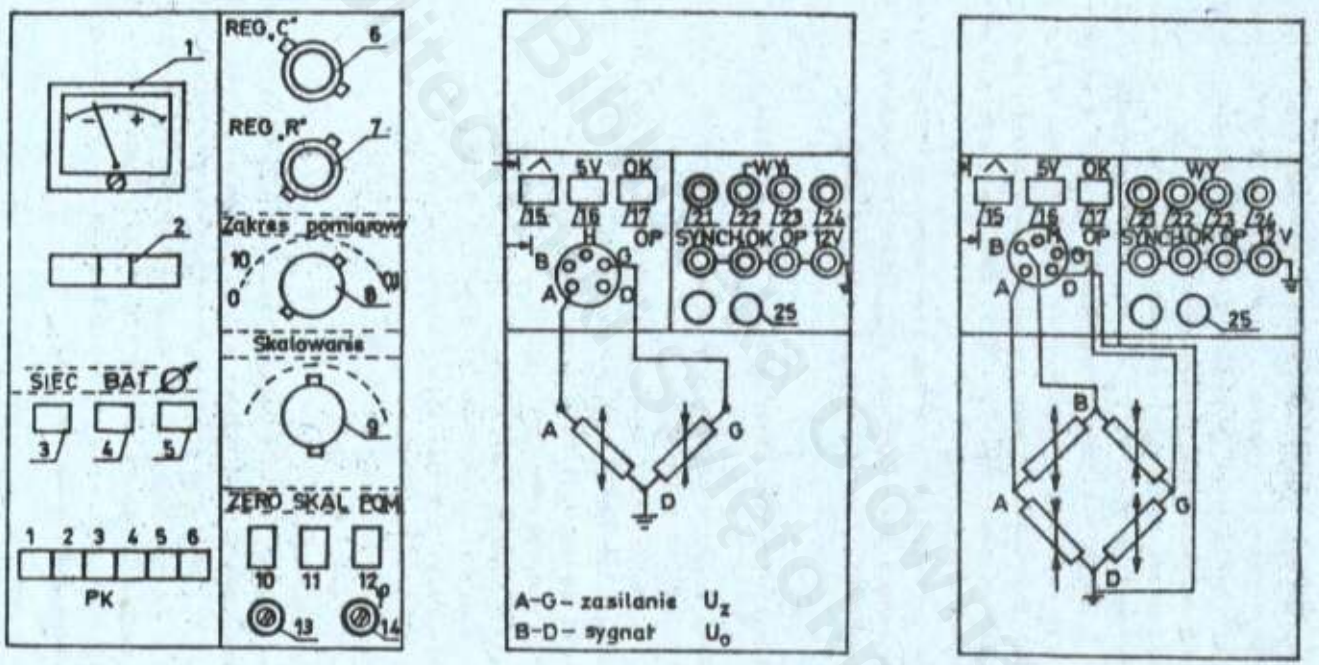
4.4. Pomiar statycznych odkształceń belki wzmacniaczem TT-6c

Należy dokonać pomiaru odkształceń belki pomiarowej w zakresie zmian wartości strzałki ugięcia 0 - 1 mm.

Wzmacniacz tensometryczny TT-6c jest sześciokanałowym urządzeniem z falą nośną o następujących parametrach:

- zakresy pomiarowe: 0,1; 0,3; 1; 3; 10; $\left[\%\right]$,
- rezystancja tensometrów: 60 - 600 Ω,
- kalibracja: ± 0,1; ± 0,3; ± 1%
- zasilanie mostka: U_z = 0,5 V lub 5 V, f = 5 kHz,
- sygnał wyjściowy: 1 V lub 18 mA/10,
- równoważenie:
  - rezystancyjne ± 1,5%
  - pojemnościowe ± 400 pF,
- błąd liniowości 2%.

Schemat blokowy jednego kanału wzmacniacza TT-6c jest typowy dla tego rodzaju urządzeń i jest zgodny z rys. 17. Nie posiada wzmacniacza wyjściowego WW, natomiast jest wyposażony we wskaźnik równoważenia fazowego /oko magiczne/ podłączony w punkcie OM. Rozmieszczenie elementów regulujących na płycie czołowej jednego kanału wzmacniacza i bloku zasilania oraz sposób podłączenia tensometrów do wzmacniacza przedstawiono na rys. 24.



a/ b/

Rys. 24. Wzmacniacz TT-6c: a/ widok płyty czołowej bloku zasilania i jednego kanału, b/ widok płyty tylnej jednego kanału i sposób połączenia tensometrów

Politechnika Śląska Biblioteka Cyfrowa

Po dołączeniu tensometrów do wybranego kanału pomiarowego wg rys. 24 należy:

- włączyć dany kanał odpowiednim przyciskiem przełącznika P-K,
- ustawić przełącznik 15 na odpowiedni układ pracy tensometrów,
- ustawić przełącznik 16 w pozycję wybranego napięcia zasilania tensometrów,
- ustawić przełącznik zakresów 8 w pozycji 0,
- wcisnąć przycisk 12; powoduje to przyłączenie tensometrów do obwodu wejściowego wzmacniacza,
- wcisnąć przycisk 5 załączający przyrząd wskazówkowy,
- włączyć napięcie zasilające przyciskiem 3.

Ustawić przełącznik zakresów 8 na zakres 10‰. Zrównoważyć mostek pomiarowy używając do równoważenia amplitudowego pokrętła REG R - 7 i przyrządu wskazówkowego jako wskaźnika równowagi, do równoważenia fazowego używać pokrętła 6 - REG. C i oka magicznego jako wskaźnika równowagi.

W stanie równowagi oko magiczne jest rozwarte maksymalnie, a przyrząd wskazuje wartość 0. Pokrętła 6 i 7 umożliwiają zgrubne i dokładne równoważenie. Następnie przełączyć pokrętło 8 na niższy zakres pomiarowy i powtórzyć czynności równoważenia opisane wyżej. Równoważenie prowadzić do najniższego zakresu pomiarowego 0,1‰. Ustawić przełącznik zakresów 8 w pozycję zakresu przewidywanej wartości wielkości mierzonej.

Wykonać skalowanie wzmacniacza: włączyć przycisk SKAL - 11 i ustawić przełącznik SKALOWANIE - 9 w pozycję "+" odpowiadającą ustawionemu pokrętłem 8 zakresowi. Regulować pokrętłem 13 wzmacniacza do otrzymania wychylenia przyrządu 1 pełnego zakresu. Sprawdzić symetrię skalowania przełączając przełącznik 9 w pozycję "-".

Dla sprawdzenia fazy napięć zasilających należy: wcisnąć przycisk POM - 12, pokrętłem REG.R - 7 spowodować wychylenie wskazówki przyrządu 1 do np. 80% pełnego wychylenia, a następnie pokrętłem 14 osiągnąć największe możliwe wychylenie przyrządu 1.

Po wykonaniu wyżej wymienionych czynności wzmacniacz jest przygotowany do pomiaru. Sprawdzić zrównoważenie układu i ewentualnie skorygować je pokrętłami 6 i 7, przy ustawieniu zakresu pomiarowego pokrętłem 8 w pozycji 0,1‰. Obciążyć belkę pomiarową i odczytać wskazanie α przyrządu 1. Wartość mierzonego odkształcenia wyznaczyć z zależności

$$\varepsilon = C/n/ \cdot \frac{2}{k} \; c_\varepsilon \alpha \qquad /90/$$

gdzie:

C/n/ - wskaźnik uwzględniający sposób naklejenia tensometrów i ich ilość, którego wartość dla badanej belki wynosi dla ilości czynnych tensometrów: jednego C/n/ = 1
dwóch C/n/ = $\frac{1}{2}$
czterech C/n/ = $\frac{1}{4}$

$c_\varepsilon = \frac{\varepsilon_s}{\alpha_s}$,

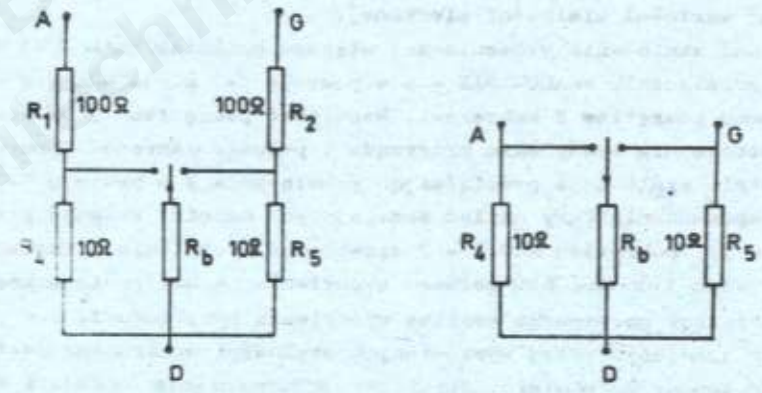
ε_s - wartość zakresu pomiarowego ustawionego pokrętłem 8,

α_s - wychylenie w działkach miernika 1 odpowiadające sygnałowi ε_s.

Przeprowadzić analizę błędów wykonanych pomiarów. Oszacować błąd skalowania i liniowości wzmacniacza.

4.5. Wzorcowanie zewnętrzne wybranego kanału wzmacniacza TT-6c

Zbudować z rezystorów manganinowych $R_1 - R_5$ układy półmostków do wytwarzania wzorcowych małych zmian rezystancji pokazanych na rys. 25. Jako rezystancję R_b zastosować opornicę dekadową.



Rys. 25. Układy do wytwarzania wzorcowych zmian odkształceń /przy k = 2/: a/ 0 - 1‰ b/ 0 - 10‰

Podłączyć /zamiast tensometrów/ na wejście badanego kanału wzmacniacza TT-6o jeden z układów półmostka z rys. 25. Wykonać czynności przygotowawcze i skalowanie wewnętrzne kanału zgodnie z zaleceniami podanymi w punkcie 4.4. Zadając wzorcowe zmiany rezystancji i odpowiadające im wzorcowe zmiany odkształcenia /przy k = 2/ zmianami wartości R_b zgodnie z tabelą 5, odczytywać wskazanie miernika 1 wzmacniacza. Wzorcowanie przeprowadzić dla zakresów wskazanych przez prowadzącego zajęcia.

Tabela 5

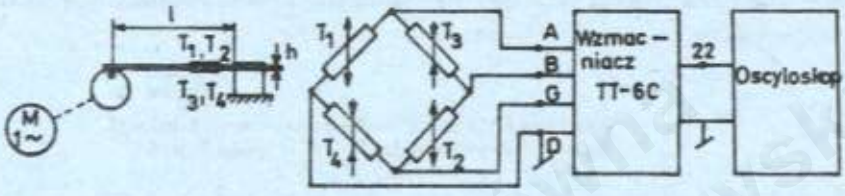
Zależność zmian odkształceń w funkcji zmian rezystancji R_b dla układów z rys. 25

Układ a/		Układ b/	
ε	R_b	ε	R_b
%	Ω	%	kΩ
0,05	9080,0	1	49,9
0,1	4535,4		
0,15	3020,3	2	24,9
0,20	2262,7		
0,25	1808,2	3	16,57
0,30	1505,2		
0,35	1299,7	4	12,4
0,40	1126,4		
0,45	1000,4	5	9,9
0,50	899,1		
0,55	816,4	6	8,23
0,60	747,6		
0,65	689,3	7	7,04
0,70	639,4		
0,75	596,1	8	6,15
0,80	558,2		
0,85	524,7	9	5,41
0,90	495,1		
0,95	468,5	10	4,9
1,00	444,5		

Na podstawie przeprowadzonych pomiarów wyznaczyć błąd wzorcowania danego kanału wzmacniacza oraz sporządzić wykres poprawek podstawowych p = f/ε/.

4.6. Pomiar dynamiczny odkształceń belki wzmacniaczem TT-6c

Należy dokonać pomiaru amplitudy i kształtu odkształcenia belki jednostronnie utwierdzonej, zginanej mimośrodem obracającym się ze zmienną prędkością w układzie pomiarowym jak na rys. 26.



a/ b/

Rys. 26. Pomiar odkształceń mechanicznych zmiennych w czasie: a/ układ do wytwarzania zmiennych odkształceń, b/ układ pomiarowy

Przed pomiarem wykonać czynności wstępne ze wzmacniaczem TT-6c jak w punkcie 4.4 przy ustawieniu swobodnym belki. Ustawić kalibrowane wzmocnienia wzmacniacza Y oscyloskopu. Zadać przełącznikiem skalowania 9 wzmacniacza TT-6c wzorcową wartość odkształcenia i odczytać tę wartość na oscyloskopie α_s /w działkach/. Włączyć silnik M napędzający mimośród napędzający belkę i wykonać pomiar. Odczytać na oscyloskopie wartość amplitudy α badanego sygnału w działkach. Obliczyć odkształcenie belki ε posługując się zależnością /90/.

Wykorzystując zależność na ugięcie belki

$$\varepsilon = \frac{3\,h}{2\,l^2}\,f \qquad /91/$$

oraz zmierzoną wartość ε obliczyć strzałkę ugięcia belki f. Przyjąć h = 0,2 mm, l = 82 mm. Przeprowadzić analizę błędu wykonanego pomiaru.

L i t e r a t u r a

1. HAGEL R.: Miernictwo dynamiczne. Warszawa; WNT, 1975
2. LATHI B.P.: systemy telekomunikacyjne, Warszawa: WNT 1972
3. MORECKI A.: Miernictwo mechanicznych parametrów maszyn metodami elektrycznymi. Warszawa: PWN, 1972
4. NIEMIEC J.: Prakticzieskoje primienienie tiensorezistorow. "Energia" Moskwa 1970
5. BOLIŃSKI Z.: Tesnometria oporowa, Warszawa: WNT 1981
6. STYBURSKI W.: Przetworniki tensometryczne. Warszawa: WNT, 1976
7. SZUMIELEWICZ B.i in.: Pomiary elektroniczne w technice. Warszawa: WNT, 1982
8. VAUGHAN J.: Strain measurements. Nerum Denmark. Druel Kier 1975

Biblioteka Głowna Politechniki Świętokrzyskiej

Biblioteka Główna
Politechniki Świętokrzyskiej

Ćwiczenie 2

POMIARY KRÓTKICH CZASÓW

1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest poznanie metod oraz układów pomiarowych stosowanych do pomiaru czasu względnego w przedziale $1 \div 10^{-8}$ s.

Pomiary tego typu są wykonywane dla określenia:

a/ czasów zadziałania /zamykania lub rozwierania/ styków roboczych łączników,

b/ czasów niejednoczesności zadziałania styków roboczych łączników trójfazowych,

c/ okresu, częstotliwości lub przesunięcia fazy,

d/ czasów działania urządzeń mechanicznych w szczególności wykorzystujących w swej pracy udar mechaniczny.

2. Podstawy teoretyczne

Pomiar czasu jest najdokładniejszym, powszechnie wykonywanym pomiarem zarówno w życiu człowieka jak też w nauce i technice. Rozróżnia się pomiar czasu względnego oraz bezwzględnego, który można określić jako czas astronomiczny. Pomiar czasu względnego, którym zajmujemy się w ćwiczeniu, obejmuje określenie pewnych przedziałów czasowych wyznaczanych w dowolny sposób. Omówimy najczęściej stosowane metody pomiaru czasu.

2.1. Metoda oscyloskopowa

Doprowadzenie napięcia zmiennego do jednej pary płytek odchylających lampy oscyloskopowej, daje na ekranie odcinek o długości proporcjonalnej do amplitudy przebiegu w przypadku napięć zmieniających się jednokierunkowo i proporcjonalnej do podwójnej amplitudy, jeśli napięcie badane jest przemienne.

Jeśli do płytek odchylania X doprowadzić napięcie piłokształtne /rys. 1/, które zapiszemy

$$U = k \cdot t \qquad /1/$$

gdzie:

$k = \frac{U_m}{T}$ nachylenie napięcia piłokształtnego $\left[V/s\right]$,

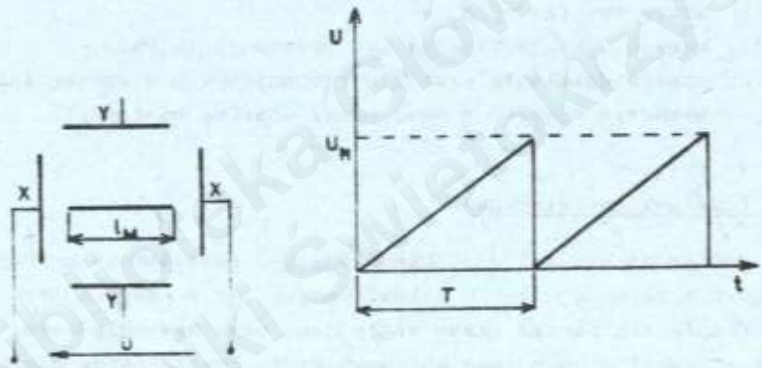
U_m, T - odpowiednio amplituda i okres napięcia piłokształtnego,

to długość odcinka powstałego na ekranie lampy wynosi

$$l = S_u \cdot U \qquad /2/$$

gdzie:

S_u - czułość lampy oscyloskopowej $\left[mm/V\right]$.



Rys. 1. Napięcie piłokształtne doprowadzone do płytek X lampy oscyloskopowej

Uwzględniając zależność /1/ w /2/ otrzymamy

$$l = k \cdot S_u \cdot t = v \cdot t \qquad /3/$$

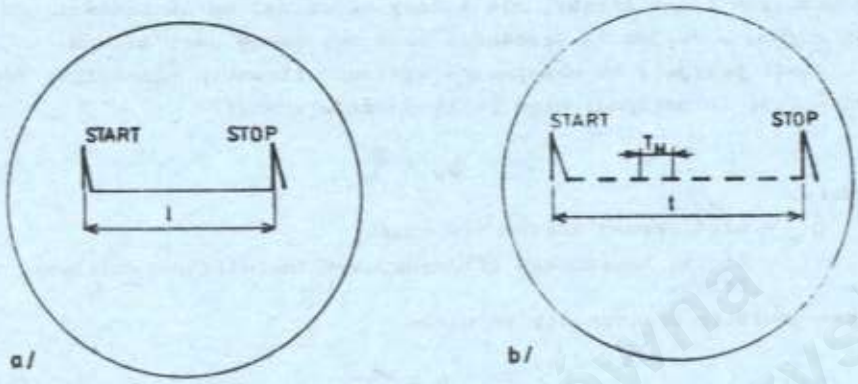
gdzie:

v - prędkość plamki świetlnej na ekranie /podstawy czasu/ $\left[m/s\right]$

Pomiar czasu t w tym przypadku sprowadza się do pomiaru długości odcinka l, o który przesunęła się plamka świetlna na ekranie lampy oscyloskopowej w czasie t. A więc

$$t = \frac{l}{v} \qquad /4/$$

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej



Rys. 2. Obraz na ekranie lampy oscyloskopowej przy doprowadzeniu do płytek Y impulsów start - stop przy: a/ rozciągu liniowym, b/ rozciągu liniowym ze znacznikami czasu

Praktycznie pomiar przeprowadza się następująco: mierzony czas t wyznaczają impulsy: początku /start/ i końca /stop/ - rys. 2a, które doprowadzamy do płytek odchylania Y. Impuls początku wyzwala jednocześnie generator podstawy czasu. Dobiera się taką prędkość podstawy czasu /częstotliwość/, przy której na ekranie widać oscylogramy impulsu początku i końca mierzonego czasu oddalone o największą możliwą odległość l. Odległość tę mierzymy za pomocą siatki naniesionej na przeźroczystą płytkę nałożoną na ekran lampy oscyloskopowej lub za pomocą linijki. Niedokładność pomiaru czasu z wykorzystaniem kalibrowanej podstawy czasu zależy od niedokładności pomiaru odcinka l, niestałości częstotliwości generatora podstawy czasu i nieliniowości jego napięcia.

Wszystkie te niedokładności można wyeliminować stosując dowolną podstawę czasu, na której uwidoczni się wzorcowe znaki o różnej jaskrawości - rys. 2b. Znaki te powstają na skutek przyłożenia do siatki sterującej lampy oscyloskopowej napięcia U_w z wzorcowego generatora drgań sinusoidalnych o częstotliwości f_w. Dla dodatnich półokresów U_w gęstość strumienia elektronów jest większa, a tym samym jaskrawość też większa, dla ujemnych półokresów U_w gęstość strumienia elektronów jest mniejsza i jaskrawość też jest mniejsza.

Dokładność pomiaru czasu z wykorzystaniem znaczników czasu modulujących jaskrawość strumienia zależy od dokładności okresu

znaczników i ich liczby, nie zależy natomiast od liniowości podstawy czasu, a znajomość prędkości podstawy czasu jest zbędna.

Jeśli przyjąć, że maksymalna zdolność liczenia znaczników wynosi $\pm$ 0,5, to względny błąd pomiaru czasu wynosi

$$\delta = \delta_w + \frac{50}{n} \qquad /5/$$

gdzie:

δ_w - błąd okresu znaczników czasu,

n - liczba znaczników przypadających na mierzony odcinek czasu

Czas mierzony oblicza się ze wzoru

$$t = T_w \cdot n = \frac{n}{f_w} \qquad /6/$$

Niedogodnością metody ze znacznikami czasu jest żmudne liczenie dużej liczby znaczników przy dużej dokładności. Tak np. przy liczbie znaczników n = 50, dokładności okresu 0,5% dokładność pomiaru czasu δ = 1,5%. Dla zwiększenia zdolności rozdzielczej, a więc dokładności pomiaru, stosuje się kołowe /rys. 3a/, a zwłaszcza spiralne /rys. 4a/ rozciągi w oscyloskopach. Rozciąg kołowy uzyskuje się jeżeli do obu par płytek odchylających doprowadzi się napięcie sinusoidalne o tej samej częstotliwości przesunięte w fazie o $\frac{\pi}{2}$. Wzmocnienia w kanałach X i Y powinny być tak dobrane, aby

$$Y_m = K_y \cdot S_y \cdot U_{ym} = X_m = K_x \cdot S_x \cdot U_{xm} = a \qquad /7/$$

gdzie:

K_y, K_x - wzmocnienia w kanałach Y i X,

S_y, S_x - czułość odchylania w kierunku Y i X

Najprostszym układem kołowego rozciągu jest przesuwnik fazowy złożony z rezystora R i pojemności C /rys. 3b/. Jeżeli układ jest zasilany z generatora napięcia sinusoidalnego, to napięcia doprowadzone do kanałów X i Y oscyloskopu wynoszą

$$U_y = U_{ym} \sin \omega t \qquad /8/$$

$$U_x = U_{xm} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \qquad /9/$$

a odchylenia strumienia w lampie w kierunku osi X i Y

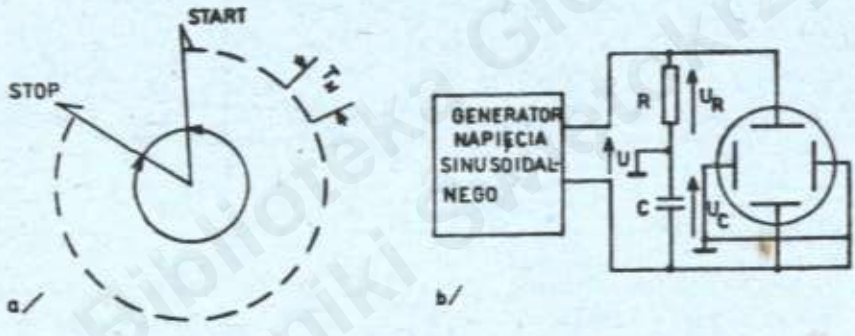
$$y = K_y \cdot S_y U_{ym} \sin\omega t = Y_m \sin\omega t \qquad /10/$$

$$x = K_x \cdot S_x U_{xm} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = X_m \cos\omega t \qquad /11/$$

Po uwzględnieniu warunku $X_m = Y_m = a$ otrzymuje się

$$x^2 + y^2 = a^2 \qquad /12/$$

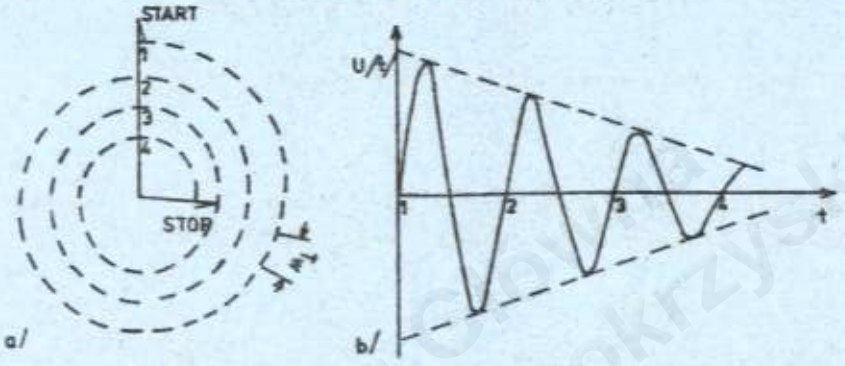
Zaletą rozciągu kołowego jest π razy dłuższa linia w stosunku do rozciągu liniowego /przy takiej samej średnicy ekranu/.



Rys. 3. Rozciąg kołowy: a/ ślad promienia na ekranie lampy oscyloskopowej, b/ schemat układu do otrzymywania rozciągu kołowego

Rozciąg spiralny uzyskuje się przez doprowadzenie do obu par płytek odchylających napięć sinusoidalnych zmodulowanych amplitudowo przebiegiem liniowym /rys. 4/. Podobnie jak przy rozciągu kołowym, obydwa napięcia powinny mieć taką samą częstotliwość i być przesunięte względem siebie o kąt $\frac{\pi}{2}$. Rozciąg spiralny można również wytworzyć przez gasnące wykładniczo drganie sinusoidalne. Budowane są również w tym celu specjalne lampy oscyloskopowe z dodatkowymi elektrodami centralnymi w postaci współosiowych ściętych stożków. Do elektrod centralnych doprowadza się napięcie liniowo malejące, które powoduje przemieszczenie strumienia elektronów od obwodu lampy w kierunku jej środka. Równocześnie z napięciem

odchylającym strumień w kierunku promieniowym oddziaływuje napięcie kołowej podstawy czasu w wyniku czego strumień elektronowy przemieszcza się po spirali. Rozdzielczość pomiaru czasu ze spiralnym rozciągiem może być lepsza niż 0,03 μs.



Rys. 4. Rozciąg spiralny: a/ ślad promienia na ekranie lampy oscyloskopowej, b/ kształt napięcia rozciągu

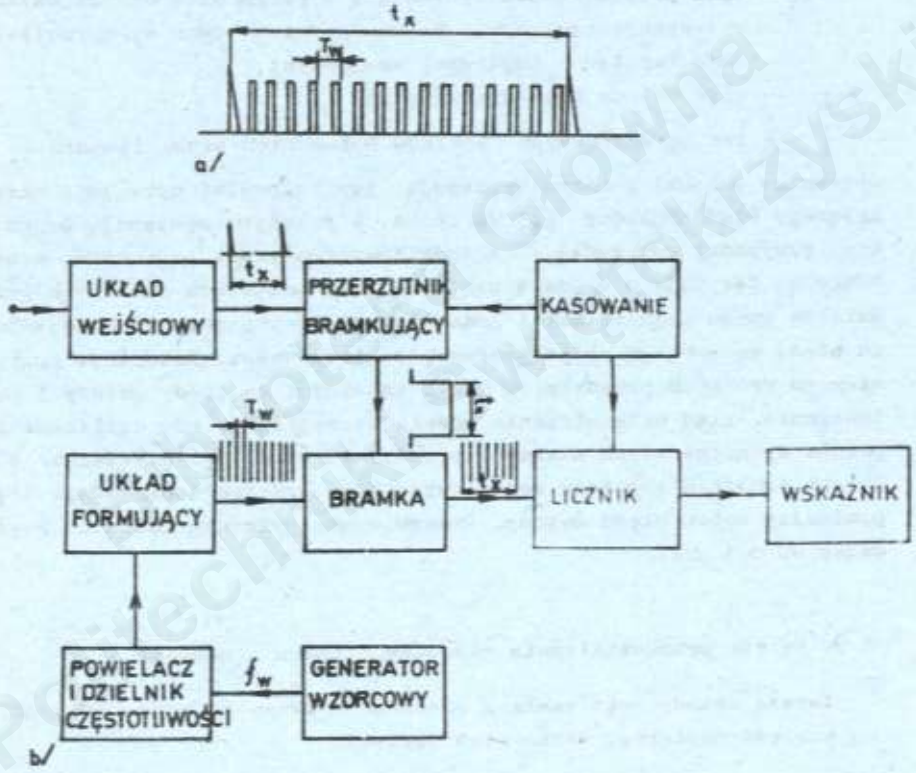
2.2. Metoda cyfrowa

Mierzony odstęp czasu t_x wypełniony jest impulsami wzorcowymi o znanym okresie powtarzania $T_w \ll t_x$ /rys. 5a/. Liczba impulsów wzorcowych, która jest zliczana w liczniku jest miarą mierzonego czasu.

Schemat blokowy czasomierza cyfrowego pokazano na rys. 5b. Impulsy wejściowe wyznaczające początek i koniec przedziału t_x sterują przerzutnikiem bramkującym. Przerzutnik ten wytwarza impuls bramkujący, który otwiera bramkę na czas t_x. Impulsy wzorcowe o okresie T_w są otrzymywane z generatora wzorcowego. Po powieleniu lub podzieleniu częstotliwości, sygnał z generatora wzorcowego jest formowany w ciąg impulsów o parametrach wymaganych do sterowania licznika. Impulsy wzorcowe przechodzą przez bramkę, która jest otwarta w czasie wyznaczonym przez impulsy wejściowe, a następnie zliczane przez licznik. Stan licznika jest uprzednio skasowany przez układ kasowania. Zakres pomiarowy, czyli maksymalny przedział czasu, który może być przez dany czasomierz zmierzony, zależy od pojemności licznika P i jednostki pomiarowej, którą jest okres wzorcowy

$$t_{x\ max} = P \cdot T_w \qquad /13/$$

Pojemność danego licznika jest stała, natomiast można zmieniać okres T_w przez przełączanie z reguły dekadowych powielaczy lub dzielników częstotliwości wzorcowej. Jedynym ograniczeniem jest czas rozdzielczy licznika.



Rys. 5. Schemat funkcjonalny czasomierza cyfrowego

Politechnika Świętokrzyska Biblioteka Główna

Błąd pomiaru czasomierza cyfrowego wyraża się następująco

$$\delta_{tx} = \delta_w + \delta_z + \frac{1}{n} \qquad /14/$$

gdzie:

δ_w - błąd względny wzorca częstotliwości,

δ_z - błąd przetwarzania wynikający z progu nieczułości układu wytwarzającego impuls bramkujący i z braku synchronizacji tego impulsu z impulsami wzorcowymi,

$\frac{1}{n}$ - błąd metody liczenia impulsów,

n - liczba wzorcowych impulsów zliczonych przez licznik

Optymalne warunki pomiaru występują, gdy składniki wyrażenia określającego błąd względny δ_{tx} są równe. W praktyce występują najczęściej przypadki gdy jeden ze składników przewyższa pozostałe, wobec czego on decyduje o błędzie pomiaru. Przy pomiarach dłuższych przedziałów czasu błąd metody i przetwarzania można uczynić mniejszym od błędu wnoszonego przez wzorzec częstotliwości. Natomiast przy pomiarach krótkich przedziałów czasu istotnymi są błędy metody i przetwarzania. Błąd przetwarzania rośnie szczególnie, gdy amplituda impulsów wyznaczających mierzony przedział czasu jest niewielka. Dla dużych amplitud impulsów wejściowych błąd przetwarzania staje się pomijalny wobec błędu metody. Czasomierzem cyfrowym można mierzyć czasy od 0,1 μs.

2.3. Metoda przekształcania mierzonego czasu w napięcie

Istotą metody jest zamiana mierzonego czasu t_x w proporcjonalną wartość napięcia. Można więc zapisać

$$U = k \cdot t_x \qquad /15/$$

Układy realizujące równanie /15/, a więc generujące napięcie zmieniające się liniowo w funkcji czasu, w większości wykorzystują ładowanie kondensatora ze źródła napięcia przez rezystor.

Jeżeli nienaładowany kondensator o pojemności C dołączyć do źródła napięcia E przez rezystor R, to napięcie na nim wzrasta według krzywej wykładniczej zgodnie z zależnością

$$U_C = E \left/ 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right. \qquad /16/$$

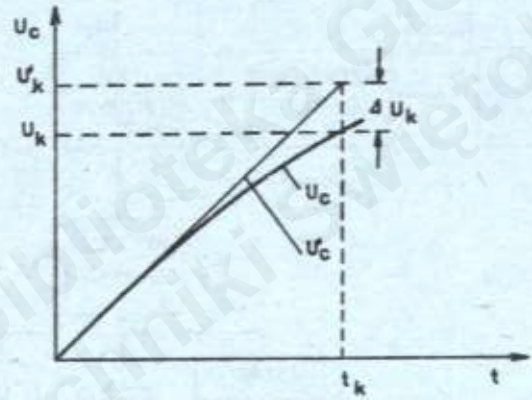
Nieliniowość tej krzywej, określana jako różnica napięcia na kondensatorze U_C i wartość U_C', jaką napięcie to przyjęłoby przy idealnym ładowaniu liniowym /rys. 6/ wynosi

$$\delta \approx \frac{1}{2} \frac{U_k'}{E} \approx \frac{1}{2} \frac{t_k}{\tau} \qquad /17/$$

gdzie:

$\tau = RC$ - stała czasowa obwodu ładowania kondensatora,

t_k - czas, po którym napięcie na kondensatorze osiągnie wartość U_k.

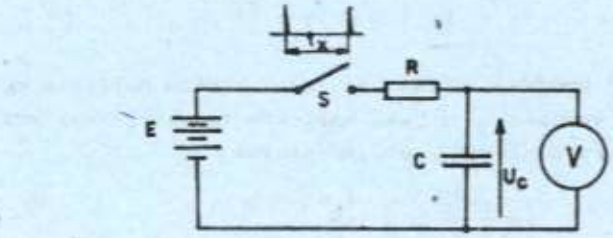


Rys. 6. Przebieg idealnego U_C' i rzeczywistego U_C ładowania kondensatora

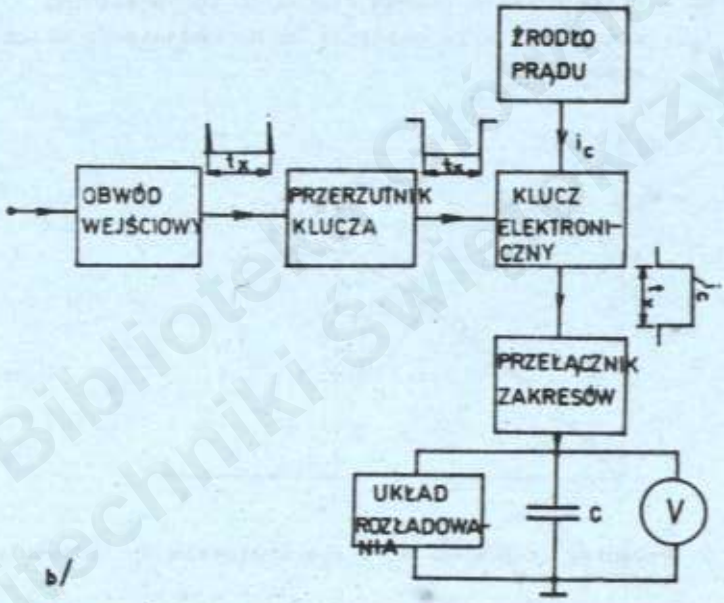
Z zależności /17/ wynika konieczność znacznego ograniczenia wartości napięcia na kondensatorze przy zachowaniu wymaganej liniowości tego napięcia, tzn. wykorzystanie tylko początku krzywej ładowania kondensatora. Jeśli chcemy uzyskać przebieg liniowo narastający o liniowości np. nie gorszej niż 1%, to wartość napięcia na kondensatorze nie może przekroczyć 1/50 E.

Jednym ze sposobów linearyzacji przebiegu ładowania kondensatora jest utrzymanie stałej wartości prądu ładowania i_C. Jeżeli zróżniczkować równanie kondensatora

$$U_C = \frac{Q}{C} \qquad /18/$$



a/



b/

Rys. 7. Czasomierz wykorzystujący przetwarzanie mierzonego czasu w napięcie: a/ zasada działania, b/ schemat funkcjonalny

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

to warunek stałości w czasie przyrostu napięcia na kondensatorze ma postać

$$\frac{du_C}{dt} = \frac{1}{C}\frac{dQ}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_C = \text{const} \qquad /19/$$

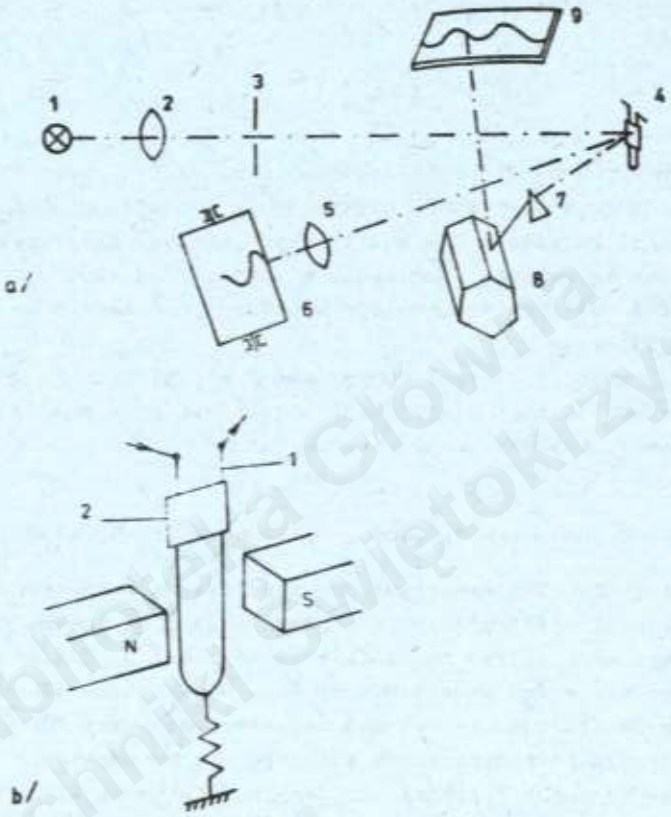
a więc prąd ładowania kondensatora i_C ma mieć wartość stałą.

Spełnienie tego warunku uzyskuje się stosując w obwodzie ładowania zamiast rezystora R elementy, których charakterystyki prądowo-napięciowe są poziome, tzn. prąd nie zależy od napięcia. Charakterystyki takie mają np. tranzystory bipolarne w układzie OB czy tranzystory polowe.

Zasadę pracy i schemat funkcjonalny miernika czasu wykorzystującego przekształcenie miary czasu w napięcie przy pomocy ładowania kondensatora przedstawiono na rys. 7.

2.4. Pomiar czasu przy pomocy oscylografów elektromechanicznych

Oscylografy elektromechaniczne umożliwiają bezpośrednią rejestrację wielkości elektrycznych w funkcji czasu, za pomocą promienia świetlnego na papierze lub taśmie światłoczułej. Zakres rejestrowanych częstotliwości wynosi 0 - 15 kHz. W oscylografach elektromechanicznych stosuje się ustroje magnetoelektryczne lub ferrodynamiczne. Ustroje ferrodynamiczne stosowane są do pomiaru i rejestracji mocy. Ustrój magnetoelektryczny oscylografu ma cewkę ruchomą o jednym zwoju wykonanym ze sprężystej taśmy w kształcie pętlicy /rys. 8b/. Stąd też ustrój ten jest często nazywany pętlicą oscylograficzną, a oscylografy - pętlicowymi. Do pętlicy przymocowane jest niewielkie lusterko obracające się wraz z pętlicą. Podstawowymi parametrami charakteryzującymi pętlice są: częstotliwość drgań własnych, czułość prądowa i stopień tłumienia. Produkowane obecnie pętlice mają czułość $5 \cdot 10^4$ mm/A do 20 mm/A i f_o = 500 Hz - 20 kHz. Schemat zapisu i obserwacji typowego oscylografu pętlicowego pokazano na rys. 8a.



Rys. 8. Działanie oscylografu pętlicowego: a/ układ rejestracji i obserwacji: 1 - źródło światła, 2,5 - soczewki skupiające, 3 - przesłona, 4 - pętlica, 6 - bęben z papierem, 7 - pryzmat, 8 - graniastosłup, 9 - matówka; b/ magnetoelektryczny ustrój pętlicowy: 1 - pętlica, 2 - lusterko

Światło żarówki /lub lampy rtęciowej/ pada przez soczewkę skupiającą 2 i przez przesłonę 3 jako wiązka promieni na lusterko organu ruchomego 4. Promienie odbite przez lusterko i skupione ponownie w wiązkę świetlną przez soczewkę 5, tworzą plamkę świetlną na powierzchni taśmy papieru światłoczułego nawiniętego na bębnie 6. Bęben jest napędzany przez silnik elektryczny i wprawia papier

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

w ruch o stałej prędkości. Badany przebieg elektryczny rejestrowany jest w układzie współrzędnych x - t. Oś wielkości mierzonej x skierowana jest w poprzek taśmy, a oś czasu t wzdłuż taśmy. Pewna część wiązki promieni odbitych od lusterka organu ruchomego trafia przez pryzmat 7 na lustrzaną powierzchnię graniastosłupa 8, odbija się od niej tworząc obraz przebiegu rejestrowanego na matówce 9.

Oscylografy elektromechaniczne mają najczęściej kilka do kilkunastu niezależnych od siebie pętlic, co umożliwia rejestrację wielu przebiegów jednocześnie na papierze światłoczułym. Kinematyka układów napędowych posuwu taśmy jest mocno rozbudowana, aby zapewnić dużą rozpiętość posuwu taśmy /5 . 10^{-5} ÷ 20 m/s/ i jej równomierność.

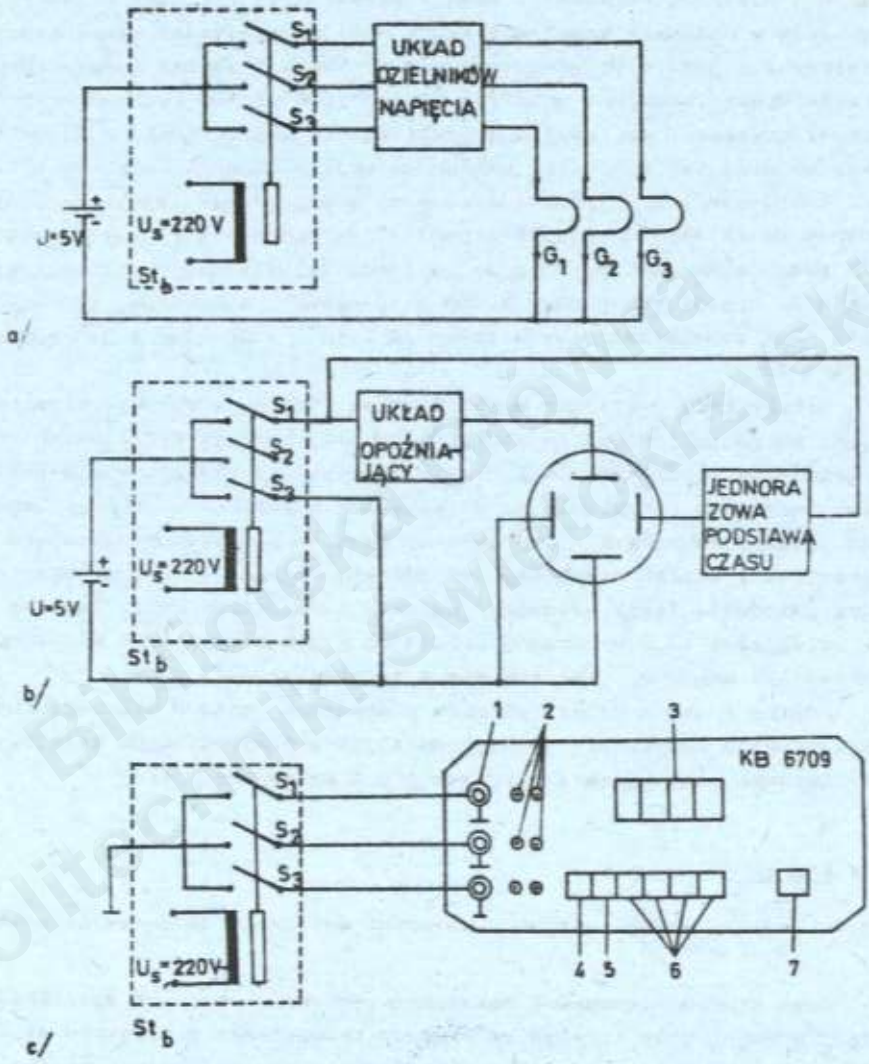
Oscylografy pętlicowe wyposażone są również w układy wytwarzające znaczniki czasu. Te właściwości oscylografów pętlicowych pozwalają na wykorzystanie ich do jednoczesnego pomiaru wielu przedziałów czasowych w zakresie do dziesiątych części milisekundy. Jeżeli do pętlicy oscylografu doprowadzić impulsy prądowe wyznaczające początek i koniec mierzonego przedziału czasu t_x, to przy włączonym przesuwie taśmy otrzymamy na niej zarejestrowane te impulsy w odległości l. Przy znanej prędkości v przesuwu taśmy, mierzony przedział czasu t_x wyznacza się z zależności /4/.

Pomiar czasu z wykorzystaniem znaczników czasu w oscylografach pętlicowych odbywa się analogicznie jak w oscylografach katodowych z liniowym rozciągiem i korzysta się z zależności /6/.

3. Pomiary

3.1. Pomiary czasów niejednoczesności działania zestyków łączników trójfazowych

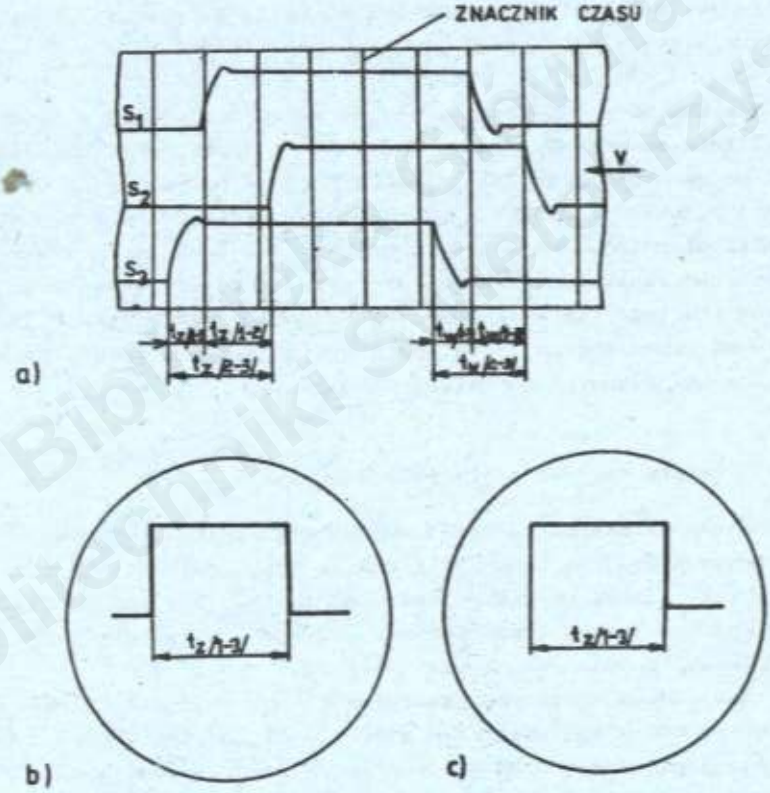
Czas niejednoczesności działania zestyków roboczych łączników trójfazowych jest to czas od momentu zadziałania pierwszego styku do momentu zadziałania ostatniego styku danego łącznika. Wartości czasów niejednoczesności działania styków wyłączników mają zasadniczy wpływ na wartość powstających w sieciach wysokiego napięcia przepięć łączeniowych. Zawierają się one w przedziale 5 - 20 milisekund w zależności od sposobu połączenia styków roboczych łącznika /wg PN-73/E-06105/.



Rys. 9. Schematy układów do pomiaru czasów niejednoczesności działania zestyków łączników trójfazowych z wykorzystaniem: a/ oscylografu pętlicowego, b/ oscyloskopu, c/ miernika czasu KB 6709, 1 - gniazda wejściowe, 2 - lampki sygnalizujące kolejność zadziałania, 3 - pole wskaźników cyfrowych, 4 - przycisk rodzaju pracy łącznika /załączenie, rozłączenie styków/, 5 - przycisk kasowania, 6 - przełącznik zakresu pomiarowego, 7 - wyłącznik miernika

Należy pomierzyć czasy niejednoczesności działania zestyków łączników trójfazowych niskiego napięcia metodą oscylograficzną, oscyloskopową oraz miernikiem niejednoczesności komutacji MB 6709 w układach jak na rys. 9.

Oscylograf pętlicowy umożliwia zarejestrowanie pełnego cyklu łączeniowego łącznika wielofazowego, a więc załączenie i wyłączenie wszystkich zestyków. Przykładowy oscylogram takiego cyklu łączeniowego przedstawiono na rys. 10.



Rys. 10. a/ Oscylogram przebiegu łączeniowego stycznika trójfazowego. Obraz na lampie oscyloskopowej uzyskany
b/ z użyciem układu opóźniającego,
c/ bez układu opóźniającego

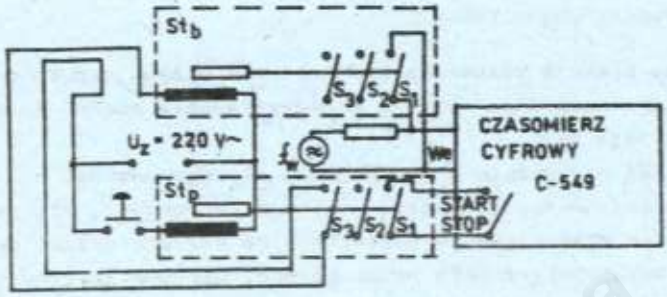
Za pomocą oscyloskopu można zmierzyć niejednoczesność działania tylko dwu zestyków. Na rys. 9b przedstawiono układ do pomiaru zamykania styków łącznika. Gdy jako pierwszy działa styk S_1 napięcie ze źródła U wyzwala jednorazową podstawę czasu i przez układ opóźniający podawane jest na płytki odchylania Y. Zamknięcie styku S_3 powoduje zwarcie płytek Y do masy. Uzyskany obraz na ekranie lampy oscyloskopowej pokazuje rys. 10b. Jeżeli jako pierwszy zamknie się styk S_3 lub przy równoczesnym zamknięciu styków S_1 i S_3 rozciąg jednorazowy nie zostanie wyzwolony. Dla wyznaczenia czasu niejednoczesności działania łącznika trójfazowego przy pomocy oscyloskopu należy więc wykonać pomiary trzech par styków: $S_1 - S_3$, $S_1 - S_2$, $S_2 - S_3$.

Miernik MB - 6709 działający na zasadzie podanej w punkcie 2.2 umożliwia samoczynny pomiar czasu niejednoczesności działania łącznika ze wskazaniem kolejności działania pierwszego i ostatniego styku badanego łącznika przy pomocy lampek sygnalizacyjnych 2. Pomiar miernikiem MB - 6709 sprowadza się do odczytu wyniku, po uprzednim skasowaniu wskazań miernika, wybraniu właściwego zakresu i rodzaju pracy łącznika. Należy wykonać pomiary kilkakrotnie według zaleceń prowadzącego i otrzymane wyniki pomiaru opracować zgodnie z zasadami podanymi we wstępie skryptu.

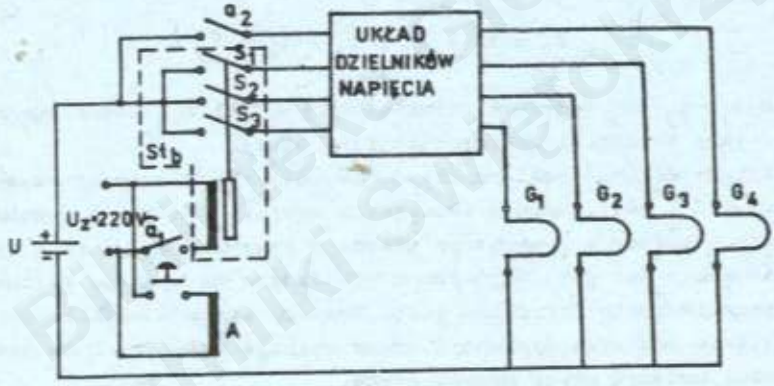
3.2. Pomiary czasów zadziałania łącznika

Czas zadziałania łącznika wyznaczają: chwila podania napięcia na cewkę sterującą łącznika i chwila zamknięcia styków roboczych łącznika. Należy wyznaczyć czas zadziałania stycznika niskiego napięcia za pomocą czasomierza cyfrowego i oscylografu pętlicowego w układach pokazanych na rys. 11 i 12.

Zadziałanie stycznika pomocniczego powoduje jednocześnie podanie na cewkę sterującą stycznika badanego St_b napięcia U_z i zamknięcie obwodu generator - czasomierz /impuls start/. Zadziałanie stycznika badanego St_b zwiera wejście czasomierza i jest równoważne z podaniem impulsu stop.



Rys. 11. Schemat układu do pomiaru czasów zadziałania stycznika; f_w - generator wzorcowy



Rys. 12. Schemat układu do pomiaru czasów działania stycznika

W układzie z oscylografem pętlicowym /rys. 12/ zadziałanie przekaźnika A powoduje jednocześnie podanie napięcia zasilania na cewkę sterującą stycznika badanego St_b i napięcia U na pętlicę G_4. Zadziałanie stycznika St_b powoduje podanie napięcia U na pozostałe pętlice G_1 - G_3 włączone szeregowo ze stykami S_1 - S_3 stycznika. Po wyłączeniu przekaźnika A z oscylogramu można wyznaczyć czas wyłączenia stycznika.

Pomiary czasu zadziałania stycznika czasomierzem cyfrowym należy wykonać wielokrotnie. Uzyskane wyniki pomiarów opracować jak w punkcie 3.1. Porównać wyniki uzyskane dwiema wyż.wym. metodami.

3.3. Pomiar czasu reakcji

Czas reakcji człowieka jest to czas upływający od momentu zadziałania bodźca do momentu zapoczątkowania ruchu. Na czas reakcji t_r składają się:

- czas pobudzenia w receptorze, którego wartość zależy od umiejętności koncentracji uwagi /wzrokowej, słuchowej/ - t_1,
- czas przekazywania pobudzenia do ośrodka układu nerwowego - t_2,
- czas przekazywania przez ośrodki nerwowe /uformowanie sygnału cyfrowego/ - t_3,
- czas przekazywania sygnału z ośrodka układu nerwowego do mięśnia - t_4,
- czas pobudzenia mięśnia - t_5

$$t_r = t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5$$

Czas t_1, t_3, t_5 w drodze ukierunkowanych ćwiczeń można zmniejszyć, pozostałe składniki czasu reakcji są stałe.

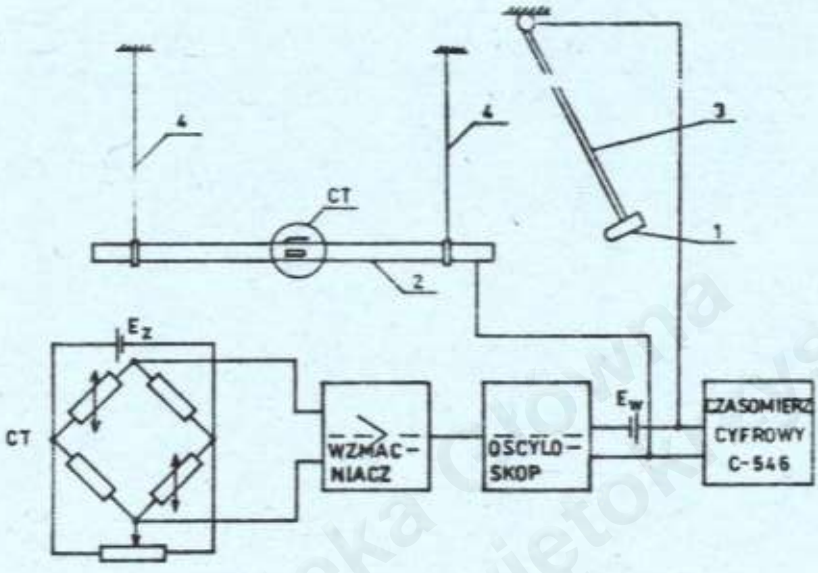
Należy dokonać pomiaru czasów reakcji wykorzystując czasomierz cyfrowy C - 549. Jeden z ćwiczących przyciskiem start uruchamia zliczanie impulsów z generatora własnego czasomierza, zmiana cyfr wskaźnika z zer jest sygnałem dla badanego na reakcję ćwiczącego do przyciśnięcia przycisku stop. Pomiary wykonać kilkakrotnie. Na podstawie pomiarów wyznaczyć czasy reakcji ćwiczących na poziomie ufności zadanym przez prowadzącego.

3.4. Pomiary czasu udaru mechanicznego

Wykonać pomiary czasu trwania uderzenia stalowego bijaka w stalowy pręt cylindryczny, dla kilku zadanych prędkości uderzenia, w układzie pomiarowym jak na rys. 13. Prędkość uderzenia zadawać przez odpowiednie wychylenie ramienia 3 z bijakiem 1.

Pomiar czasu trwania uderzenia przeprowadza się dwiema metodami jednocześnie:

- jako czas styku bijaka i pręta, metodą cyfrową przy pomocy czasomierza cyfrowego 543,
- jako czas trwania impulsu odkształcenia w pręcie, wytworzonego pod wpływem uderzenia, mierzonego metodą oscyloskopową.



Rys. 13. Układ do pomiaru czasu trwania uderzenia mechanicznego: 1 - bijak, 2 - pręt cylindryczny, stalowy, 3 - ramię bijaka, 4 - struny stalowe, CT - czujnik tensometryczny

Na podstawie pomiarów określić wpływ prędkości uderzenia na czas trwania uderzenia. Porównać wyniki pomiarów uzyskane obydwiema metodami.

L i t e r a t u r a

1. GOHLKE W.: Mechanisch - elektrische messtechnik, C.Hanser, München 1955
2. KRECZNER S.: Oscylografy magnetoelektryczne. Warszawa: WNT 1971
3. NIRSKI G.: Miernictwo elektroniczne. Warszawa: WKŁ 1973
4. RYDZEWSKI J.: Oscyloskop elektroniczny. Warszawa: WKŁ 1982
5. SOWIŃSKI A.: Cyfrowa technika pomiarowa. Warszawa: WKŁ 1975

Biblioteka Główna
Politechniki Świętokrzyskiej

Ć w i c z e n i e 3

POMIARY WILGOTNOŚCI

1. Cel ćwiczenia

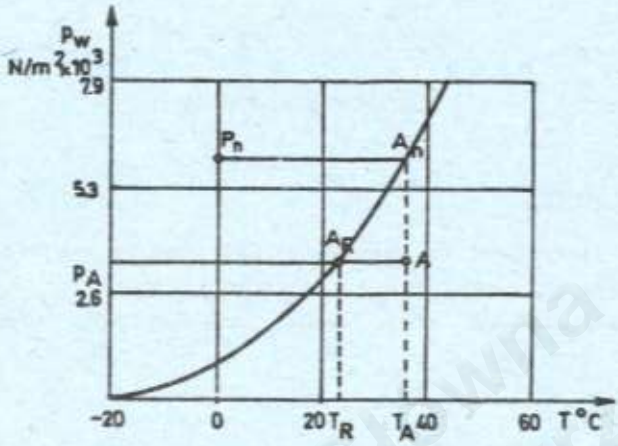
Celem ćwiczenia jest poznanie elektrycznych czujników wilgotności powietrza i ciał stałych, w szczególności ich budowy i własności metrologicznych oraz układów pomiarowych do współpracy z tymi czujnikami.

2. Podstawy teoretyczne

2.1. Pojęcia i określenia wilgotności

Pojęcie wilgotności oznacza stężenie wody w substancji stałej lub stężenie pary wodnej w mieszaninie gazu i pary wodnej. Wilgotność jest jedną z ważnych wielkości charakteryzujących gazy i materiały niemetaliczne. Znajomość zawartości wilgoci w powietrzu jest szczególnie konieczna w procesach suszarniczych i klimatyzacyjnych. Pomiary wilgotności ciał stałych i sypkich najczęściej przeprowadza się w przemyśle papierniczym, zbożowo-młynarskim i tytoniowym.

W tabeli 1 podano istniejące określenia wilgotności gazów, których stosowanie zależy od rodzaju potrzebnej informacji. Dla zrozumienia podanych w tabeli 1 określeń wilgotności przeanalizujemy zależność ciśnienia cząstkowego pary wodnej w funkcji temperatury /rys. 1/. Powietrze można traktować jako gaz jednorodny o ciśnieniu całkowitym b /zwykle jest to ciśnienie barometryczne/, zawierający parę wodną o ciśnieniu cząstkowym p_w. Wartość tego ciśnienia ograniczona jest do powierzchni poniżej krzywej z rys. 1, przedstawiającej ciśnienie nasycenia p_n. Ciśnienie nasycenia jest wyłącznie funkcją temperatury $p_n = f/T/$. Powyżej tej krzywej następuje skroplenie nadmiaru wilgoci w postaci mgły, rosy lub szronu.



Rys. 1. Ciśnienie cząstkowe pary wodnej w funkcji temperatury

Powietrze z pewnego stanu A /rys. 1/, o temperaturze T_A oraz ciśnieniu cząstkowym pary wodnej p_A, może być doprowadzone do stanu nasycenia dwoma sposobami:

1/ przez obniżenie temperatury /wzdłuż izobary/ aż do przecięcia krzywej $p_n = f/T/$ w punkcie temperatury rosy T_R o współrzędnych /T_R, p_A/,

2/ przez doprowadzenie dalszej wilgoci /wzdłuż izotermy/ aż do przecięcia $p_A = f/T/$ w punkcie ciśnienia nasycania o współrzędnych /T_A, p_s/.

Temperatura rosy określa jednoznacznie ciśnienie cząstkowe w stanie A, bowiem $p_A = f/T_R/$. Pomiar temperatury rosy jest jedną z ważniejszych metod pomiaru wilgotności powietrza.

Powiązania między poszczególnymi sposobami określania wilgotności wynikają z równania charakterystycznego gazów

$$p \cdot V = m \cdot R \cdot T \qquad /1/$$

gdzie:

p - ciśnienie,
V - objętość,
m - masa,
R - stała gazowa danego składnika,
T - temperatura bezwzględna.

Tabela 1

Określenie wilgotności

Nazwa wielkości	Oznaczenie	Określenie	Jednostka	Związki, uwagi
Ciśnienie cząstkowe	p_w	ciśnienie cząstkowe pary wodnej w powietrzu	N/m^2	$p_w < p_n$, p - określa zawartość ilościową wilgoci
Ciśnienie cząstkowe nasycenia	p_n	stan równowagi między parą wodną a wodą w stanie ciekłym	N/m^2	p_n jest wyłącznie funkcją temperatury $p_n = f/T/$
Temperatura rosy	T_R	temperatura, przy której przy panującym ciśnieniu p nastąpi stan nasycenia	K	$T_R = f/p/$ określa więc zawartość wilgoci w powietrzu
Wilgotność względna	φ	$\varphi = \frac{p_w}{p_n} 100\%$, jest to stosunek ciśnienia cząstkowego do ciśnienia nasycenia przy panującej temperaturze	%	wielkość decydująca o intensywności odparowywania nawilgocenia przedmiotów oraz o procesach biologicznych
Wilgotność bezwzględna /objętościowa/	ρ_w	masowa zawartość pary wodnej na jednostkę objętości gazu wilgotnego $\rho_w = \frac{m_w}{V}$	g/m^3	V - objętość molowa
Wilgotność bezwzględna masowa	x	masowa zawartość pary na jednostkę masy suchego powietrza $x = \frac{m_w}{m_p}$	kg/kg	m_w - masa wody m_p - masa powietrza
Wilgotność właściwa	W	masowa zawartość pary na jednostkę masy wilgotnego powietrza $w = \frac{m_w}{}$	kg/kg	m_m - masa mieszaniny /powietrza wilgotnego/

Dla objętości V wilgotnego powietrza o tempraturze T możemy zapisać dwa równania

- dla pary wodnej $p_w V = m_w R_w T$ /2/

- dla powietrza $(b - p_w) V = m_p R_p T$ /3/

Po podzieleniu pierwszego z równań przez drugie i uporządkowaniu można obliczyć wilgotność bezwzględną masową /indeks w odnosi się do pary wodnej, p do powietrza/

$$W_m = \frac{m_w}{m_p} = \frac{p_w}{b - p_w} \frac{R_p}{R_w} = 0{,}622 \frac{p_w}{b - p_w} \qquad /4/$$

gdzie:

- wartości stałych gazowych wynoszą dla powietrza $R_p = 287 \frac{J}{kg \cdot K}$ i dla pary wodnej $R_w = 461{,}5 \frac{J}{kg \cdot K}$

W odniesieniu do materiałów stałych są stosowane dwa określenia wilgotności. Wilgotność bezwzględna, definiowana jako stosunek masy wody m_w zawartej w materiale do masy materiału suchego m_s

$$u = \frac{m_w}{m_s} \cdot 100\% \qquad /5/$$

Wilgotność materiału W zwana wilgotnością względną definiowana jako stosunek masy wody zawartej w materiale do całkowitej masy materiału wilgotnego

$$W = \frac{m_w}{m_s + m_w} \cdot 100\% \qquad /6/$$

2.2. Metody pomiaru wilgotności powietrza

Wyróżnia się kilka głównych metod pomiaru wilgotności powietrza mających różne zastosowanie i dających informacje o różnych wielkościach wyrażających wilgotność. Omówimy metody temperaturowe, impedancyjne i propagacyjne.

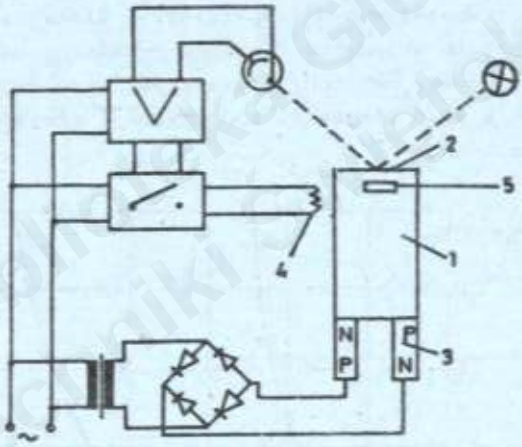
Politechnika Śląska Biblioteka Główna

2.2.1. Temperaturowe metody pomiaru wilgotności gazów

Do grupy tej należą trzy metody, w których źródłem informacji o wilgotności jest wartość temperatury lub różnica temperatur.

A. Metoda pomiaru temperatury rosy.

Gdy ciało otoczone przez badane powietrze osiągnie przy powolnym chłodzeniu temperaturę odpowiadającą ciśnieniu nasycenia pary wodnej, na jego powierzchni zacznie osadzać się rosa. Na rys. 1 proces chłodzenia przedstawia odcinek AA_R, a osiągnięta temperatura T_R jest temperaturą rosy, odpowiadającą ciśnieniu pary wodnej p_A.



Rys. 2. Higrometr kondensacyjny: 1 - blok metalowy, 2 - powierzchnia lustrzana, 3 - termoelektryczne elementy półprzewodnikowe, 4 - grzejnik, 5 - czujnik temperatury

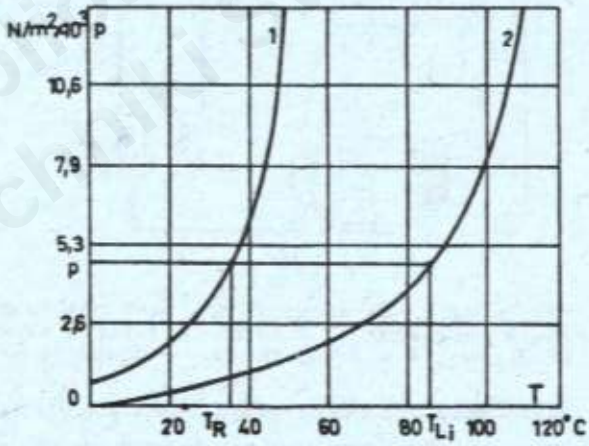
Schemat higrometru kondensacyjnego o działaniu ciągłym przedstawiono na rys. 2. Wypolerowaną powierzchnię 2 bloku metalowego 1 ochładza półprzewodnikowe złącze termoelektryczne poniżej najniższej oczekiwanej temperatury rosy, zwykle około $0^{\circ}C$. Grzejnik elektryczny 4 podgrzewa chłodzoną powierzchnię. Przyrost natężenia wiązki promieniowania odbitego od polerowanej chłodzonej powierzchni w chwili zanikania rosy, wykryty przez fotodiodę powoduje wyłączenie grzej-

nika, spadek natężenia wiązki gdy pojawi się rosa, powoduje włączenie. Temperatura chłodzonej powierzchni mierzona czujnikiem rezystancyjnym lub termistorowym oscyluje więc w pobliżu temperatury rosy. Z tablic odczytuje się odpowiadające temperaturze punktu rosy ciśnienie cząstkowe pary wodnej. Znając ciśnienie nasycenia dla temperatury otoczenia oblicza się wilgotność względną

$$\varphi = \frac{p_w}{p_n}$$

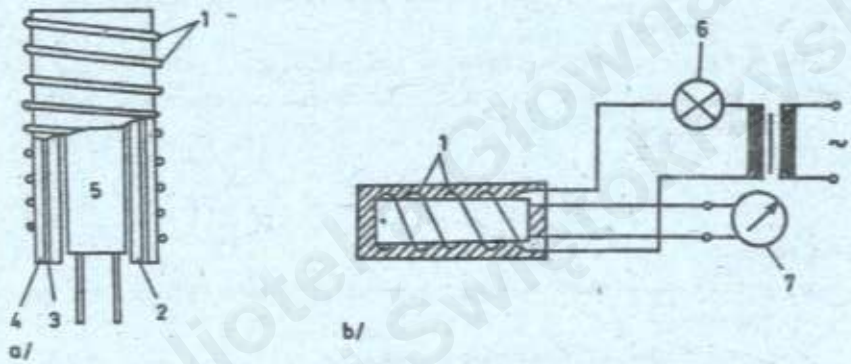
B. Metoda pomiaru temperatury punktu potrójnego nasyconego roztworu chlorku litu

Na powierzchni wodnego roztworu soli higroskopijnej ciśnienie cząstkowe nasycenia pary wodnej jest niższe od ciśnienia na powierzchni czystej wody, przy tej samej temperaturze. Ciśnienie to maleje w miarę wzrostu stężenia składnika i osiąga graniczną najniższą wartość, gdy roztwór staje się nasycony. Towarzyszy temu proces krystalizacji, a więc następuje stan równowagi trójfazowej: skrystalizowana sól, roztwór i para wodna.



Rys. 3. Zależność ciśnienia nasycenia pary wodnej od temperatury $p_n = f/T/$ dla 1 - czystej wody i 2 - roztworu LiCl; T_{Li}, T_R - temperatury chlorku litu i rosy dla ciśnienia cząstkowego p

Ten stan graniczny przedstawiony na rys. 3 jednocześnie wiąże cząstkowe ciśnienie nasycenia pary wodnej na powierzchni chlorku litu z temperaturą /krzywa 2/, podobnie jak krzywa 1 z temperaturą rosy dla czystej wody. Krzywa równowagi chlorku litu leży na prawo od krzywej równowagi czystej wody, zatem w znacznym obszarze pomiarowym dla uzyskania równowagi konieczne jest podwyższenie temperatury. Dla chlorku litu /LiCl/ równowaga zachodzi przy φ = 10%, co jest najniższą wartością dla znanych soli higroskopijnych.



Rys. 4. Higrometr litowy: a/ czujnik, b/ układ zasilania;
1 - elektrody, 2 - rurka metalowa, 3 - izolacja elektryczna, 4 - tkanina szklana nasycona LiCl, 5 - czujnik termometru, 6 - rezystancja ograniczająca prąd /żarówka, bareter/, 7 - wskaźnik temperatury

W metodzie tej przepuszcza się zmienny prąd elektryczny przez sól umieszczoną między elektrodami. Na rys. 4 przedstawiono czujnik litowy i układ zasilania. Czujnik litowy stanowi rurkę z kwasoodpornej stali, na którą nałożono tkaninę szklaną nasyconą roztworem chlorku litu. Pomiędzy równolegle nawiniętymi elektrodami płynie prąd z transformatora, początkowo ograniczany żarówką lub bareterem. W miarę wzrostu temperatury ponad stan równowagi między ciśnieniami pary na powierzchni i w otoczeniu, rośnie rezystancja między uzwojeniami a prąd maleje. Ostatecznie ustala się temperatura odpowiadającą ciśnieniu nasycenia na powierzchni soli. Temperatura czujnika jest wielkością wyjściową układu. Termometr czujnika można wywzorować w jednostkach wilgotności. Zakres pomiarowy od - 10°C do + 60°C punktu rosy przy tem-

peraturze otoczenia - 10°C do + 100°C. Niedokładność 1%.

C. Metoda psychrometryczna

Metoda ta polega na pomiarze różnicy temperatur pomiędzy temperaturą badanego gazu a temperaturą "termometru mokrego". Jeśli obok siebie umieścimy dwa termometry i na jeden z nich nałożymy namoczoną tkaninę, to termometr mokry wskaże niższą temperaturę T_m niż suchy T_s, który wskazuje rzeczywistą temperaturę gazu. Jest to różnica psychrometryczna $\Delta T = T_s - T_m$. Prędkość parowania wody, a dokładniej ilości ciepła pobieranego podczas parowania, zależy od wilgotności otaczającego czujnik gazu.

Zależność pomiędzy ciśnieniem cząstkowym p_w pary wodnej w temperaturze T_s badanego gazu a różnicą psychrometryczną dana jest w sposób przybliżony wzorem

$$p_w = p_n - k/T_s - T_m/\ b \qquad /7/$$

przy czym:

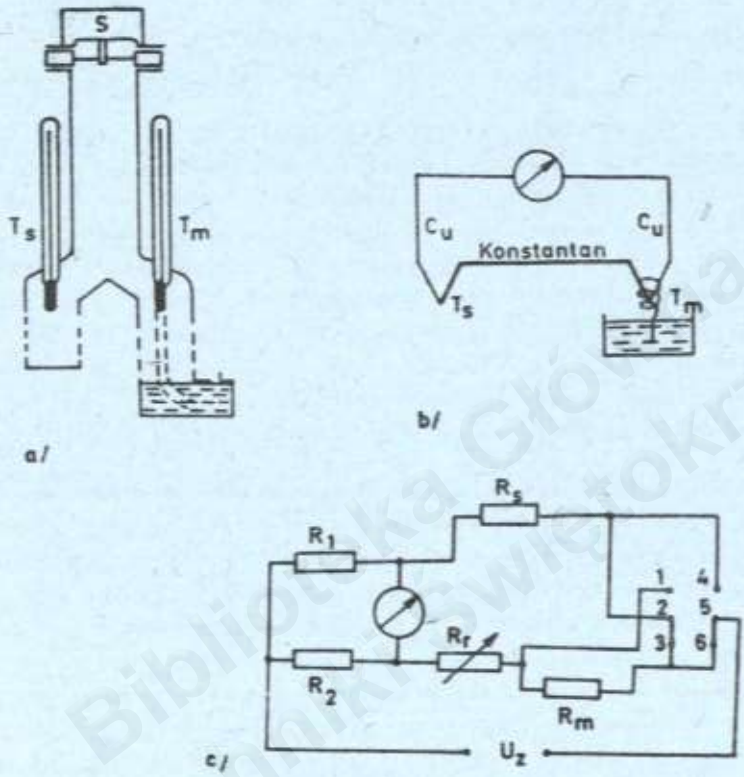
p_n - ciśnienie pary wodnej nasyconej w temperaturze termometru mokrego T_m,

b - ciśnienie barometryczne gazu,

k - stała psychrometryczna zależna od konstrukcji psychrometru i prędkości przepływającego przez niego powietrza.

Dla prędkości gazu $v \geqslant 2$ m/s, $k = 0{,}6 \cdot 10^{-5}$ k.

Istotnym warunkiem prawidłowego pomiaru wilgotności psychrometrem jest właściwa prędkość przepływu gazu przy termometrze wilgotnym. Zwykle prędkość tę ustala się na około 2 m/s. Na rys. 5a przedstawiono psychrometr Assmana, w którym wymuszenie stałego przepływu powietrza uzyskuje się silnikiem napędzającym wiatrak. Na rys. 5b i c przedstawiono zasadę działania psychrometru termoelektrycznego i rezystancyjnego. Psychrometr termoelektryczny z rys. 5b stanowi dwa złącza miedź-konstantan wykorzystane jako termometry: mokry i suchy. Złącze mokre owinięte jest kilkoma zwojami nici bawełnianej, której koniec zanużony jest w zbiorniku z wodą. Ze względu na małe wymiary złączy nawiew jest zbyteczny.



Rys. 5. Psychrometry: a/ Assmana, b/ termoelektryczny, c/ rezystancyjny; T_s termometr lub termoelement suchy, T_m - termometr lub termoelement mokry

W układzie psychrometru rezystancyjnego rys. 5c przy zwartych stykach 1,2 i 4,5 mierzy się rezystancję termometru suchego R_s. Przy zwartych stykach 2,3 i 5,6 mierzy się różnicę rezystancji $\Delta R = R_s - R_m$ doprowadzając mostek do równowagi rezystorem R_r.

Psychrometry są przyrządami często stosowanymi w praktyce. Ich największą wadą, poza koniecznością uzupełniania zbiornika z wodą, jest konieczność odczytywania z tablic, wykresów lub nomogramów wartości wilgotności względnej dla mierzonej psychrometrycznej różnicy temperatur. Klasa niedokładności psychrometrów mieści się w przedziale 2 - 5 dla temperatur $0^{\circ}C$ - $60^{\circ}C$.

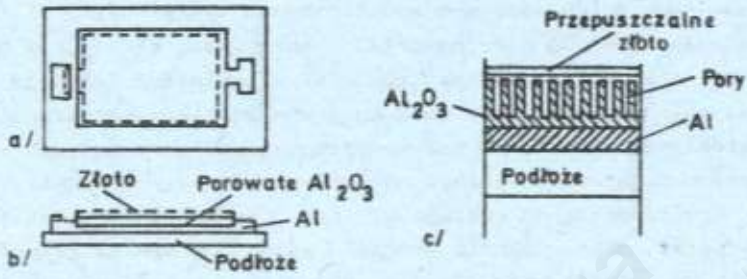
2.2.2. Impedancyjne metody pomiaru wilgotności gazów

Metody te znajdują coraz szersze zastosowanie głównie ze względu na łatwość pomiaru. W tej grupie metod można wyróżnić dwa rodzaje:

1. Metoda rezystancyjna opiera się na zmianie rezystancji pomiędzy elektrodami czujnika w funkcji zawartości wody zaabsorbowanej przez czujnik z otaczającego go badanego gazu. Ilość wody zaabsorbowanej zależy od własności sorbcyjnych czujnika. Jako materiały sorbcyjne stosuje się nienasycone roztwory soli lub kwasów oraz inne ciała stałe o dużej sorbcji. Wyróżnia się trzy specyficzne odmiany tej metody:
   - elektrolityczną: woda wpływa na stężenie elektrolitu, a przez to na jego rezystancję,
   - kulometryczną: mierzy się prąd elektrolizy,
   - sorbcyjną: mierzy się zmiany rezystancji głównie powierzchniowej.

2. Metoda pojemnościowa może mieć dwie odmiany. Pierwsza opiera się na zmianie przenikalności elektrycznej gazu w funkcji jego wilgotności. Zmiany te są małe, wynoszą około kilku setnych procenta w warunkach normalnych w całym zakresie zmian wilgotności. Pomiar tak małych przyrostów pojemności kondensatora wypełnionego badanym gazem jest obarczony dużym błędem.
Drugi typ metody pojemnościowej bazuje na materiale sorbcyjnym jako dielektryku kondensatora. Woda charakteryzuje się dużą przenikalnością elektryczną /około 80 przy 25°C/ i w warunkach gdy współczynnik suchego dielektryka jest mały, zmiany pojemności w funkcji wilgotności gazu mogą być duże.

Na rys. 6 przedstawiono cienkościenny czujnik wilgotności z tlenkiem aluminium. Na podłożu krzemu lub kwarcu napyla się cienką warstwę aluminium, a następnie anodyzuje aluminium tak, aby uzyskać cienką warstwę Al_2O_3 o dużej porowatości. Na tę warstwę Al_2O_3 napyla się cienką warstwę złota lub platyny przepuszczalną dla wilgotnego gazu. Molekuły wody z badanego gazu przechodzą przez przepuszczalną warstwę złota i absorbowane są w gąbczastej, porowatej objętości Al_2O_3, zmieniając rezystancję i pojemność tej warstwy. W czujnikach tych mierzy się zmiany pojemności lub rezystancji. Wymiary miniaturowych czujników cienkowarstwowych wynoszą 1,5 x 1,5 x 0,4 mm.



Rys. 6. Czujnik cienkowarstwowy z tlenkiem aluminium: a/ widok z góry, b/ przekrój czujnika, c/ wycinek przekroju w powiększeniu

Według podobnej zasady działają czujniki z porowatym tlenkiem krzemu SiO_2 wykonywane standardową technologią typu MOS. Zarówno czujniki cienkowarstwowe jak i wykonywane technologią półprzewodnikową mogą być stosowane również do pomiaru wilgotności ciał stałych w oparciu o równowagową metodę pomiaru. W metodzie tej podstawowym warunkiem jest konieczność zbliżenia czujnika do powierzchni badanego materiału bez zaburzenia równowagi sorbcyjnej pomiędzy gazem nad powierzchnią ciała stałego i tym ciałem stałym. Ze względu na bardzo małe wymiary czujników cienkowarstwowych i półprzewodnikowych można dobrze spełnić ten warunek.

2.3. Pomiary wilgotności ciał stałych

W pomiarach wilgotności ciał stałych występują poważne trudności, gdyż na parametry substancji, które zależą od wilgoci, oddziaływuje wiele czynników,. Poza wpływem temperatury istotną rolę odgrywają domieszki chemiczne oraz rozkład i postać wilgoci. Woda może być w różny sposób związana z materiałem. W zależności od ilości energii zużytej na wiązanie wody można wyróżnić:

- wodę wolną, przenikającą do wnętrza materiału makro- i mikroporami wskutek działania sił kapilarnych, procesów dyfuzji oraz siły ciężkości,
- wodę związaną fizykochemicznie wiązaniami osmotycznymi i absorbcyjnymi,

- wodę związaną chemicznie /woda związana najsilniej z materiałem/. Masa wody m_w występująca w definicjach wilgotności /5/, /6/ oznacza jedynie tę ilość wody zawartej w materiale, która jest z nim związana fizykochemicznie. Podczas pomiarów wilgotności istnieje niebezpieczeństwo potraktowania wody związanej chemicznie jako wilgoci. Wynika stąd obiektywna trudność w pełnym ujednoznacznieniu pojęcia wilgotności oraz porównywaniu wyników uzyskanych różnymi metodami.

W zależności od rodzaju zjawiska fizycznego wykorzystywanego przy pomiarze, można dokonać podziału metod pomiaru wilgotności ciał stałych na metody: impedyncyjne, propagacyjne i równowagowe.

Ze względu na sposób przetwarzania informacji z czujnika, wyróżnić można metody jednoparametrowe i wieloparametrowe pomiaru wilgotności ciał stałych.

Omówimy teraz wybrane konstrukcje czujników i układy pomiarowe metod impedancyjnych, w których należy rozróżnić metody: konduktancyjną i pojemnościową.

2.3.1. Czujniki wilgotnościomierzy konduktancyjnych

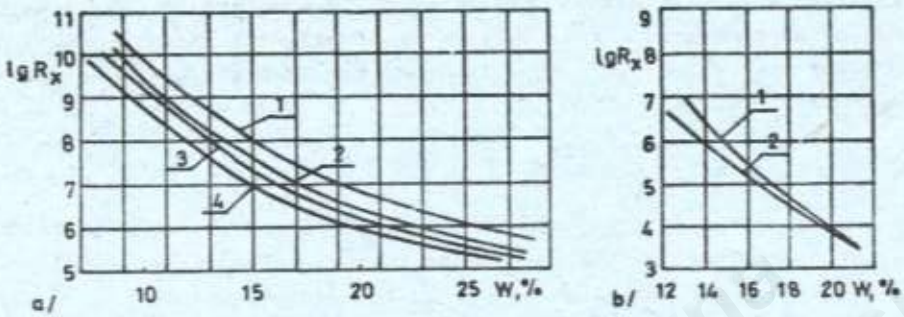
Zależność rezystancji R_x wielu dielektryków od wilgotności W w % można wyrazić funkcją wykładniczą w postaci [4]

$$R_x = \frac{A}{W^n} \qquad /8/$$

przy czym:

A i n - oznaczają stałe zależne od kształtu elektrod, budowy, składu chemicznego i stanu mechanicznego próbki.

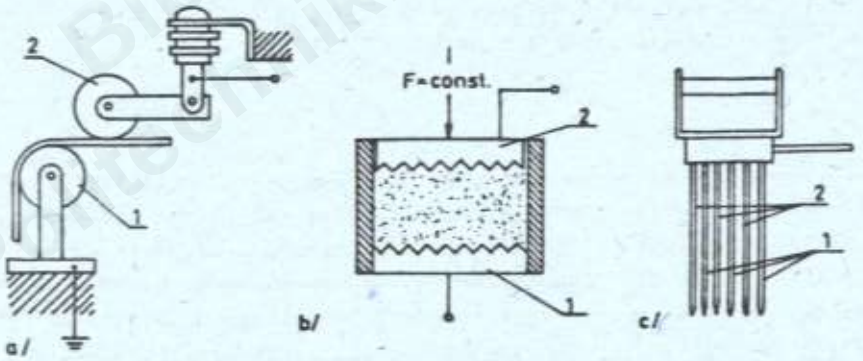
Na rys. 7 przedstawiono zależność $R_x = f/W/$ we współrzędnych półlogarytmicznych, dla kilku materiałów. Dolna wartość zakresu pomiarowego wilgotnościomierzy konduktancyjnych ograniczona jest możliwościami dokładnego pomiaru dużych rezystancji, natomiast górna wartość zakresu małym nachyleniem krzywej $R_x = f/W/$. Tak np. zakres pomiarowy wilgotnościomierzy do zbóż jest zawarty na ogół w granicach 8 - 30% H_2O.



Rys. 7. Zależność rezystancji próbek materiałów od wilgotności: a/ masa drzewna: 1 - świerk, 2 - sosna, 3 - brzoza, 4 - buk; b/ ziarno: 1 - pszenica miękka, 2 - pszenica twarda

Czujniki wilgotnościomierzy konduktancyjnych winny spełniać następujące wymagania: zapewnić powtarzalność wyników, utrzymać rezystancję izolacji większą od maksymalnej rezystancji materiału między elektrodami, być wystarczająco trwałymi.

Czujniki konduktancyjne wilgotnościomierzy do pomiarów ciągłych takich materiałów jak papier, tkaniny czy folia w postaci taśmy, budowane są w postaci odpowiednio wyprofilowanych walców czy prętów.



Rys. 8. Konduktancyjne czujniki wilgotnościomierzy stosowane w pomiarach: a/ materiałów w postaci taśm, b/ materiałów sypkich, c/ stałych /np. drewna/, 1,2 - elektrody czujników

Na rys. 8 przedstawiono przykłady czujników konduktancyjnych przeznaczonych do sporadycznych pomiarów ciał stałych i sypkich.

Czujniki do pomiaru wilgotności materiałów sypkich budowane są najczęściej w postaci naczyń z elektrodami, z urządzeniem do ściskania materiału w naczyniu /rys. 8b/. Czujniki wilgotnościomierzy dla ciał stałych stanowią najczęściej elektrody ostrzowe wbijane w badany materiał /rys. 8c/.

2.3.2. Czujniki kondensatorowe

Własności dielektryczne materiału w zmiennych polach elektrycznych o małym natężeniu określa jego przenikalność elektryczna ε oraz współczynnik stratności elektrycznej $tg\delta$. Wielkości ε i $tg\delta$ mierzy się za pomocą czujnika kondensatorowego wypełnionego badanym materiałem.

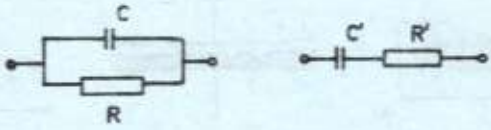
Jeżeli pojemność kondensatora dla próżni oznaczymy przez C_o, to po zastąpieniu próżni dielektrykiem o stałej ε otrzymamy

$$C = \varepsilon \cdot C_o \qquad /9/$$

Rzeczywiste dielektryki charakteryzują się pewną stratnością. Czujnik kondensatorowy wypełniony rzeczywistym dielektrykiem można przedstawić za pomocą schematów zastępczych jak na rys. 9, w których C i C' stanowią pojemności bez strat, a R i R' wyrażone w Ω charakteryzują straty dielektryka. Współczynnik stratności dielektryka określony jako stosunek składowej rzeczywistej impedancji do jej składowej urojonej, wynosi odpowiednio dla układów z rys. 9

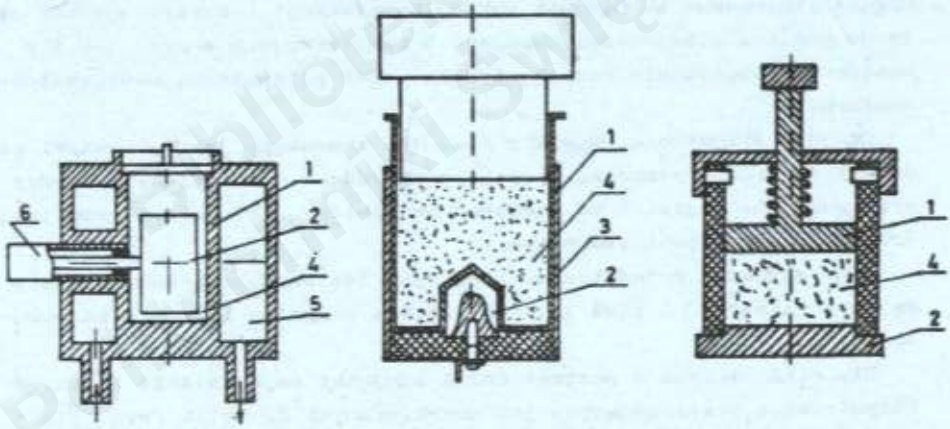
$$tg\delta = \frac{1}{\omega RC} \qquad tg\delta = \omega RC' \qquad /10/$$

W przypadku wilgotnych dielektryków stosuje się najczęściej równoległy układ zastępczy czujnika kondensatorowego, gdyż szeregowy układ zastępczy wyklucza możliwość przepływu prądu stałego między elektrodami czujnika. Dla równoległego układu zastępczego czujnik kondensatorowy ma impedancję o charakterze pojemnościowym, jeżeli $\omega C \gg \frac{1}{R}$ /$tg\delta \ll 1$/. W celu zmniejszenia wpływu strat dielektrycznych materiału należy, przez odpowiedni dobór częstotliwości napięcia zasilającego czujnik, zapewnić pojemnościowy charakter impedancji czujnika.

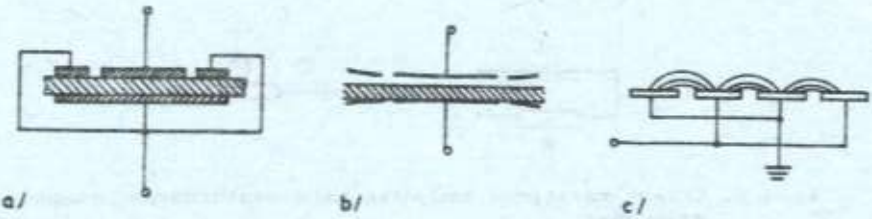


Rys. 9. Układy zastępcze czujnika kondensatorowego: równoległy, szeregowy

Czujnik kondensatorowy składa się z kondensatora pomiarowego, najczęściej cylindrycznego lub płaskiego oraz urządzeń pomocniczych do wprowadzenia próbki materiału między elektrody, ścieśniania i usuwania jej z kondensatora. Konstrukcja czujnika powinna zapewniać powtarzalność wyników pomiarów, łatwość wprowadzania i usuwania próbki oraz odpowiednią trwałość mechaniczną czujnika. Budowa czujników kondensatorowych zależy przede wszystkim od stanu skupienia badanej substancji.



Rys. 10. Czujniki kondensatorowe wilgotnościomierzy do: a/ cieczy, b/ węgla, c/ ziarna; 1,2 - elektrody, 3 - komora ebonitowa, 4 - materiał badany, 5 - komora termostatowa, 6 - przewód



Rys. 11. Czujniki kondensatorowe wilgotnościomierzy do pomiaru materiałów warstwowych

Na rys. 10 przedstawiono typowe konstrukcje czujników kondensatorowych do pomiaru wilgotności cieczy i ciał sypkich, a na rys. 11 do pomiaru wilgotności materiałów warstwowych /papier, skóra, karton itp./. Czujnik wilgotności cieczy /rys. 10a/ zbudowany jest w postaci kondensatora cylindrycznego, w którym wewnętrzną elektrodę stanowi rdzeń 2, a zewnętrzną ściana naczynia 1, które znajduje się w komorze termostatycznej 3. Ciecz o mierzonej wilgotności wypełnia przestrzeń międzyelektrodową 4. Czujnik takiej konstrukcji wykorzystuje się często do pomiaru wilgotności benzyny. W konstrukcjach z rys. 10b i c zastosowano ściskanie badanej próbki celem polepszenia powtarzalności pomiarów.

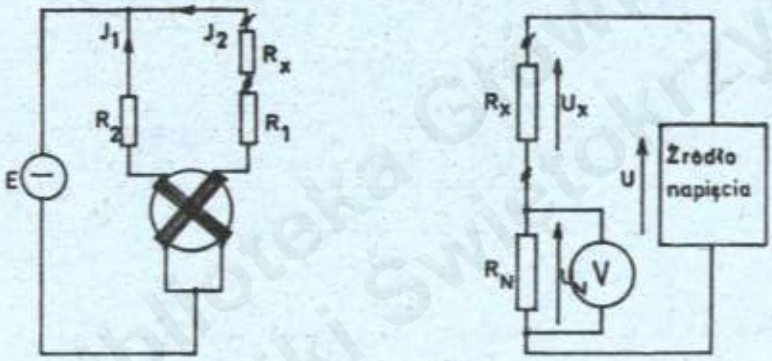
Czujnik wilgotności węgla z rys. 10b zbudowany jest w postaci kondensatora cylindrycznego, którego elektrodami są metalowy cylinder 1 oraz rdzeń 2. Węgiel 4 od elektrod oddzielony jest komorą ebonitową 3. Próbka ściskana jest sworzniem.

W konstrukcji przedstawionej na rys. 10c okładkami kondensatora są dno cylindra 2 i tłok 1, który ściska wilgotny materiał za pomocą sprężyny.

Dla ciał stałych w postaci folii czujniki mają kształt elektrod bezpośrednio przylegających lub przykładanych do folii /rys. 11a/ lub mogą znajdować się w pewnej odległości od niej /rys. 11b/. Pierwszy rodzaj czujników kondensatorowych stosuje się do pomiarów precyzyjnych, drugi do ciągłych pomiarów, materiałów znajdujących się w ruchu. Konstrukcja czujnika z rys. 11c wykorzystuje pole rozproszone do pomiaru wilgotności materiałów takich jak papier czy tkaniny.

2.3.3. Układy pomiarowe wilgotnościomierzy konduktancyjnych

Wilgotnościomierze z czujnikami konduktancyjnymi budowane są najczęściej w układach megaomomierzy ilorazowych lub megaomomierzy elektronicznych. Schemat układu wilgotnościomierza z magnetoelektrycznym ustrojem ilorazowym pokazano na rys. 12a. W układzie tym rezystancja badanego materiału R_x zawartego w czujniku, włączona jest szeregowo z rezystorem manganinowym R_1 i jedną z cewek ustroju ilorazowego. W szereg z drugą z cewek włączony jest rezystor stały R_2. Źródłem zasilającym jest prądnica prądu stałego napędzana ręcznie /tzw. induktor/.



a/ b/

Rys. 12. Układy pomiarowe wilgotnościomierzy konduktancyjnych

Wychylenie organu ruchomego przyrządu wynosi

$$\alpha = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = f\left(\frac{R_2}{R_x + R_1}\right) \qquad /11/$$

Ponieważ rezystancje R_1 i R_2 w warunkach znamionowych pracy miernika mają wartość stałą, więc

$$\alpha = f_1(R_x) = f_2(W) \qquad /12/$$

czyli wychylenie organu ruchomego zależy od wartości wilgotności badanego materiału.

Bezpośredni pomiar rezystancji czujnika konduktancyjnego R_x można zrealizować tworząc z tej rezystancji R_x i wzorcowej rezystancji R_N,

dzielnik napięcia zasilany ze stabilizowanego źródła napięcia. Wskazanie α woltomierza mierzącego spadek napięcia na rezystorze wzorcowym R_N lub na rezystancji R_x czujnika wilgotności, można wyskalować w wartościach wilgotności badanego materiału. Przy pomiarze spadku napięcia na rezystorze wzorcowym R_N wartość rezystancji R_x czujnika wynosi

$$R_x = \left(\frac{U}{U_N} - 1\right) \frac{R_v \cdot R_N}{R_v + R_N} \qquad /13/$$

Przy zastosowaniu woltomierza o dużej rezystancji wejściowej, takiej że $R_v \gg R_N$, otrzymujemy zależność /13/ w postaci

$$R_x = \left(\frac{U}{U_N} - 1\right) R_N \qquad /14/$$

Przy pomiarze spadku napięcia na rezystorze R_x czujnika konduktancyjnego wartość tej rezystancji można wyznaczyć z zależności

$$R_x = \frac{R_N}{\left(\frac{U}{U_x} - 1\right)} \qquad /15/$$

Dokładność wilgotnościomierzy konduktancyjnych wynosi około 0,3 - 0,5 H_2O.

2.3.4. Układy pomiarowe wilgotnościomierzy pojemnościowych

Układy pomiarowe wilgotnościomierzy z czujnikami kondensatorowymi pracują najczęściej na zasadzie łącznej zmiany ε i $tg\,\delta$ materiału, powodowanej przez zmianę jego wilgotności. Ponieważ dla większości wilgotnych dielektryków o wystarczająco stałym składzie, bez domieszek elektrolitycznych lub o stałym stężeniu i składzie elektrolitów, $tg\,\delta$ charakteryzuje wilgotność równie jednoznacznie jak i ε, stosuje się niekiedy oddzielny pomiar tych wielkości w celu określenia wilgotności.

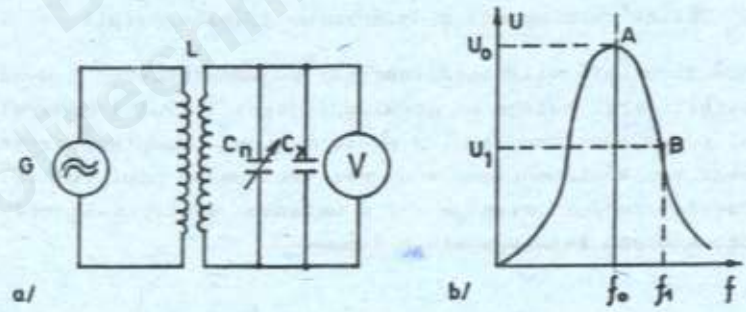
Układy tego typu pozwalają na rozszerzenie zakresu zastosowania wilgotnościomierzy z czujnikami kondensatorowymi na materiały o dużych stratach dielektrycznych oraz umożliwiają zmniejszenie wpływu składu materiału na pomiar jego wilgotności.

Zależności $\varepsilon = f(W)$ i $tg\delta = f(W)$ zbliżają się do zależności liniowej w znacznie szerszym przedziale mierzonej wilgotności niż to zachodzi w układach pracujących na zasadzie łącznej zmiany ε i $tg\delta$. Układy pozwalające na realizację oddzielnego pomiaru ε i $tg\delta$ /mostki, Q - metry/ są urządzeniami laboratoryjnymi.

Niżej omówimy najczęściej wykorzystywane układy pracujące na zasadzie łącznej zmiany ε i $tg\delta$, a mianowicie: układy rezonansowe, z dyskryminatorami częstotliwości, dudnieniowe oraz różnicowe.

2.3.4.1. Układy rezonansowe

W układach tych czujnik kondensatorowy C_x stanowi część składową obwodu rezonansowego LC /rys. 13a/, który jest zasilany z generatora wielkiej częstotliwości. Częstotliwość obwodu LC dostraja się do rezonansu z częstotliwością generatora za pomocą kondensatora C_n, gdy czujnik jest pusty. Wskaźnikiem rezonansu jest woltomierz elektroniczny V. Wprowadzenie wilgotnego materiału do czujnika powoduje rozstrojenie obwodu. Z odczytów napięcia U_x na obwodzie rezonansowym, mierzonego woltomierzem, można wnioskować o wilgotności materiału. Najczęściej pracuje się jednak nie w punkcie A krzywej rezonansowej, lecz na krzywej półrezonansowej punkt B /rys. 13b/



Rys. 13. Obwód rezonansowy i krzywa rezonansowa

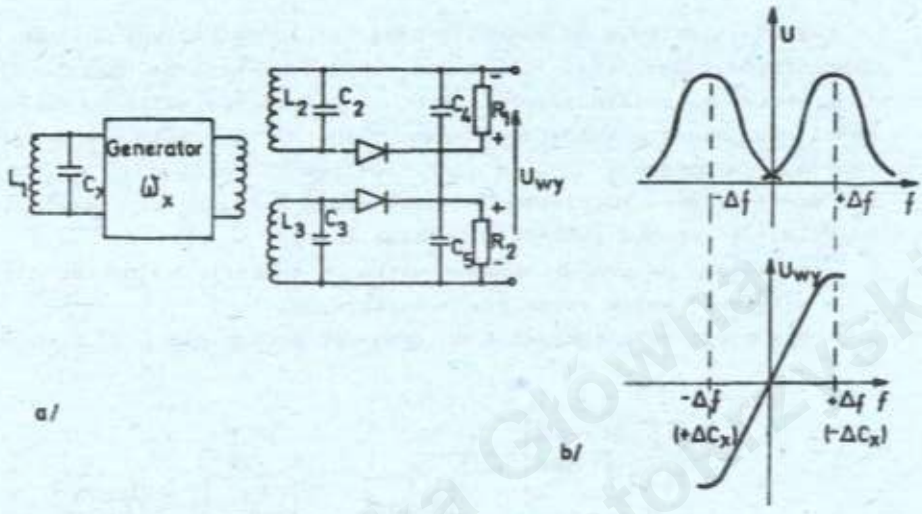
Pomiar wilgotności może być również realizowany w powyższym układzie metodą podstawienia. Po wprowadzeniu wilgotnego materiału do kondenstora, przez regulację pojemności kondensatora zmiennego C_n, można osiągnąć z powrotem stan początkowy układu odpowiadającego np. punktowi A lub B. Zmiana pojemności kondensatora C_n konieczna do osiągnięcia stanu początkowego jest wówczas miarą wilgotności materiału. W obu przypadkach podziałka woltomierza V lub kondensatora C_n może być wywzorcowana w wartościach wilgotności.

Stosowanie w wilgotnościomierzach układów rezonansowych zasilanych wielką częstotliwością podyktowane jest małą pojemnością /na ogół dziesiątki pikofaradów/ czujnika z wilgotnym materiałem i małymi zmianami tej pojemności /rzędu pojedynczych pF/ pod wpływem zmian wilgotności. Przy wielkich częstotliwościach zmniejsza się wpływ start dielektrycznych materiału na pomiar jego wilgotności, gdyż straty dielektryczne /$tg\,\delta = 1/RC\omega$/ maleją w miarę wzrostu częstotliwości. Niedokładność układów rezonansowych jest powodowana głównie niedokładnością dostrojenia obwodu LC do stanu rezonansu, stabilnością częstotliwości generatora w.cz. i czułością wskaźnika rezonansu.

Podstawową wadą układów rezonansowych jest wpływ szkodliwych pojemności np. przewodów doprowadzających. Niedokładność wilgotnościomierzy z układami rezonansowymi zawiera się od 0,5 do 1% H_2O.

2.3.4.2. Układy rezonansowe z dyskryminatorami częstotliwości

Zasada działania wilgotnościomierza pojemnościowego z dyskryminatorem częstotliwości polega na modulacji częstotliwości generatora w.cz. zmianami pojemności czujnika, a następnie na demodulacji sygnału zmodulowanego częstotliwościowo w sygnał modulowany amplitudowo. Demodulację częstotliwości uzyskuje się w układach dyskryminatorów częstotliwości, których istnieje wiele typów.



Rys. 14. Wilgotnościomierz pojemnościowy w układzie rezonansowym z dyskryminatorem częstotliwości: a/ schemat układu, b/ charakterystyki dyskryminatora częstotliwości z dwoma rozstrojonymi obwodami rezonansowymi

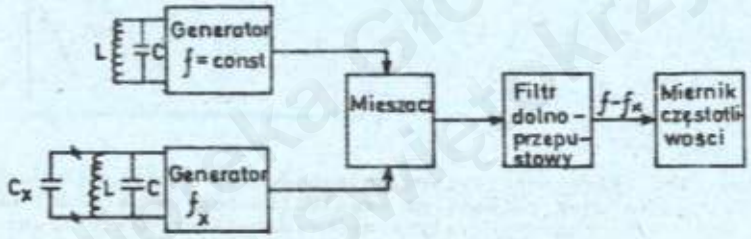
Na rys. 14 przedstawiono układ wilgotnościomierza z dyskryminatorem częstotliwości z dwoma rozstrojonymi obwodami rezonansowymi. Obwód L_2C_2 jest nastrojony na częstotliwość $f_o + \Delta f$, a obwód L_3C_3 na częstotliwość $f_o - \Delta f$. Częstotliwość generatora zmienia się pod wpływem zmian wilgotności czujnika kondensatorowego C_x w granicach $f_o \pm \Delta f$. Ponieważ wyprostowane napięcie otrzymywane z obwodów rezonansowych mają kierunki przeciwne, napięcie wyjściowe U_{wy} jest różnicą napięć składowych i ma przebieg jak na rys. 14b. Jest ono funkcją częstotliwości, a więc i wilgotności materiału wypełniającego czujnik kondensatorowy. Czułość układu z dyskryminatorem zwiększa się ze wzrostem częstotliwości f_o. Dokładność wilgotnościomierzy z dyskryminatorami częstotliwości jest nie gorsza niż 0,5% H_2O.

2.3.4.3. Układy rezonansowe różnicowe

Układy te pracują na zasadzie porównania częstotliwości drgań dwóch generatorów w.cz. /rys. 15/, z których jeden wytwarza drgania o stałej, wzorcowej częstotliwości, a drugi o zmiennej zależnej od pojemności czujnika zawierającego badany wilgotny materiał. W układzie mieszającym powstają drgania o częstotliwości różnicowej $\Delta f = f_1 - f_2$. Częstotliwość różnicowa Δf jest miarą wilgotności materiału.

Układy różnicowe posiadają istotne zalety:

- pozwalają na pomiar bardzo małych pojemności /setne części pF/,
- eliminują wpływ czynników zewnętrznych,
- posiadają dużą czułość i dokładność, lepszą niż 0,3% H_2O.

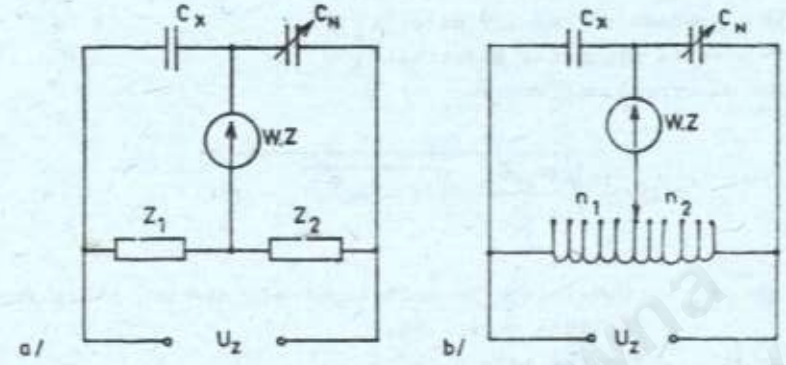


Rys. 15. Schemat wilgotnościomierza rezonansowego różnicowego

2.3.4.4. Układy mostkowe wilgotnościomierzy pojemnościowych

Pojemność czujnika wilgotności stanowi jedną gałąź mostka, drugą stanowi kondensator wzorcowy C_N. W pozostałe gałęzie mogą być wyłączone rezystancja, pojemność lub indukcyjność /rys. 16a/. W mostkach transformatorowych dwie gałęzie mostka stanowią część wtórnego uzwojenia transformatora zasilającego /rys. 16b/.

Układy mostkowe mogą pracować jako zrównoważone lub niezrównoważone. W mostkach zrównoważonych miarą wilgotności badanego materiału jest wartość pojemności C_N. Regulując wartość pojemności C_N doprowadza się układ do równowagi. W układach mostkowych niezrównoważonych napięcie wyjściowe jest miarą wilgotności materiału wypełniającego czujnik.



Rys. 16. Pojemnościowe czujniki wilgotnościomierzy w układach mostkowych

Ze względu na małe wartości pojemności czujników wilgotności należy uwzględnić wpływ pojemności przewodów doprowadzających. Wpływ pojemności pasożytniczych ogranicza się przez elektrostatyczne ekranowanie elementów i łączenie ekranów do odpowiednich punktów mostka. Nie eliminuje się w ten sposób pojemności szkodliwych, lecz powoduje się ich ustalenie w określonych punktach układu, dzięki czemu zmiana położenia elementów przewodzących w pobliżu układu nie wpływa na stan równowagi.

2.3.5. Metody propagacyjne

Do metod propagacyjnych zalicza się metody mikrofalowe i optyczne. W mikrofalowych metodach pomiaru wilgotności wykorzystuje się zjawisko prawie liniowej zależności pochłaniania energii fal elektromagnetycznych bardzo wielkiej częstotliwości /0,5 - 40 GHz/ przez badany materiał od jego wilgotności. Moc fal elektromagnetycznych bardzo wielkiej częstotliwości P [mW] po przejściu przez materiał wilgotny o znanej gęstości związana jest z mocą padającą P_o [mW] /przy założeniu, że fale nie odbijają się / następującą zależnością

$$P = P_o e^{-2\alpha d} \qquad /16/$$

przy czym:

d - grubość wilgotnego materiału,

α - stała tłumienia materiału $\left[cm^{-1}\right]$.

Stała α wyraża się wzorem

$$\alpha = \omega_o \frac{1}{c} \sqrt{\frac{\mu_r \varepsilon_r}{2}} \sqrt{1 - tg^2\delta} - 1 \qquad /17/$$

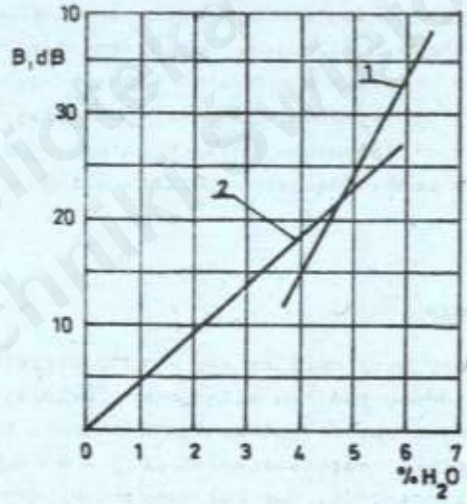
gdzie:

μ_r, ε_r - odpowiednio przenikalność magnetyczna i elektryczna względna materiału,

$tg\,\delta$ - tangens kąta stratności,

c - prędkość światła,

ω_o - pulsacja fali elektromagnetycznej.



Rys. 17. Wykres zależności tłumienia fal elektromagnetycznych o częstotliwości 10,68 GHz od wilgotności dla 1 - masy formierskiej, 2 - włókna nylonowego

Na rys. 17 przedstawiono przykładowe zależności tłumienia fal elektromagnetycznych bardzo wielkiej częstotliwości materiałów od wilgotności. Mikrofalowy układ pomiarowy składa się z kilku podzes-

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

połów: generatora drgań wielkiej częstotliwości /najczęściej klistronowego/ z modulatorem i zasilaczem układu detekcyjnego zawierającego wzmacniacz zmodulowanego sygnału pomiarowego oraz układu przesyłowego, który umożliwia doprowadzenie fal elektromagnetycznych w.cz. do obszaru pomiarowego i przeniesienie sygnału do układu detekcyjnego. W metodach mikrofalowych można uzyskać dokładność pomiaru wilgotności 0,05% H_2O.

W metodach optycznych wykorzystuje się zależność pochłaniania energii promieniowania najczęściej w zakresie podczerwieni od wilgotności materiału. W metodach tych nie wymaga się bezpośredniego kontaktu czujnika z materiałem, dlatego znajdują one zastosowanie szczególnie w pomiarach ciągłych, wykorzystuje się je również w analizatorach składu.

2.3.6. Metody wieloparametrowe

Omówione metody pomiaru wilgotności ciał stałych są metodami jednoparametrowymi, to znaczy wykorzystują zależność funkcjonalną pomiędzy wilgotnością badanego materiału a wybranym parametrem czujnika /rezystancją, współczynnikiem tłumienia fal elektromagnetycznych/.

Istota metod wieloparametrowych, ostatnio bardzo rozwijanych, polega na jednoczesnym pomiarze wielu wielkości wyjściowych /elektrycznych/ $y_1 \dots y_k$ czujnika lub zespołu czujników, będących funkcją zarówno poszukiwanej wielkości x, jak i parametrów zakłócających z

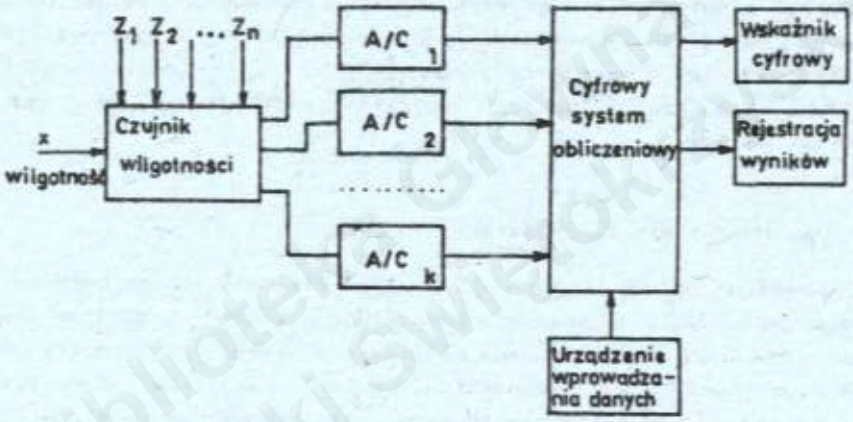
$$y_i = F_i/x, \bar{z}/ \qquad i = 1,2 \dots \qquad /18/$$

gdzie $\bar{z} = \left\{z_1, z_2 \dots z_n\right\}$ jest wektorem zakłóceń składającym się z dowolnie dużej liczby wielkości fizycznych z_n stanowiących wielkości zakłócające.

W metodzie wieloparametrowej dokonuje się następnie ustalonych operacji algebraicznych na sygnałach elektrycznych proporcjonalnych do wielkości y_i, w wyniku których otrzymuje się końcowy sygnał $y = F/x/$ /tzn. rozwiązuje się układ równań względem zmiennej x/.

Istotnym problemem przy pomiarach wielkości y_i jest stworzenie takich warunków pomiaru /a ściślej budowa takich czujników pomiarowych/, aby wartości poszukiwanej wielkości x jak i parametrów z były

identyczne przy pomiarze każdej z wielkości y_i. W wielu przypadkach ważne jest, aby pomiary wielkości y_i odbywały się w tej samej chwili czasowej lub co najwyżej w niewielkich odstępach czasowych. Jeżeli liczba parametrów zakłócających jest większa niż trzy, pomiar metodą wieloparametrową jest możliwy tylko przy współpracy komputera z urządzeniem pomiarowym. Schemat blokowy wilgotnościomierza wykorzystującego metodę wieloparametrową pokazano na rys. 18.



Rys. 18. Schemat blokowy wilgotnościomierza wieloparametrowego

Rozważmy bliżej najprostszy przypadek metody wieloparametrowej, tzn. metodę dwuparametrową /z jednym parametrem zakłócającym/. Niech z będzie jedynym parametrem zakłócającym funkcję $y_1 = F_1(x, z)$ przy pomiarze wielkości nieelektrycznej x. Niech funkcja ta ma postać

$$y_1 = F_1(x, z) = f_1(x) + \varepsilon_1(x,z) \qquad /19/$$

gdzie $\varepsilon_1(x, z)$ jest tzw. funkcją błędu.

Załóżmy, że funkcja $\varepsilon_1(x,z)$ jest liniowa względem x

$$\varepsilon_1(x,z) = \varphi_1(z)\, x + \psi_1(z) \qquad /20/$$

gdzie $\varphi_1(z)$ i $\psi_1(z)$ - dowolne funkcje ciągłe i monotoniczne.

Wielkości zakłócającej z nie można zmierzyć niezależnie od x, należy ją wyeliminować z funkcji $y_1 = F_1(x,z)$. Zgodnie z koncepcją metody wieloparametrowej, w wyniku pomiaru wielkości x inną metodą pomiarową, otrzymujemy funkcję

$$y_2 = F_2(x,z) \neq F_1(x, z)$$

Celem, który należy osiągnąć jest uzyskanie funkcji $y = F(x)$ lub funkcji odwrotnej $x = F^{-1}(y)$ w oparciu o sygnały y_1 i y_2. Można to zrealizować metodą aproksymacji następująco

Przyjmując postać funkcji $F_1(x, z)$

$$y_1 = f_1(x) + \varphi_1(z)\, x + \psi_1(z) \qquad (21)$$

należy znaleźć pewien operator $\Gamma(y_2)$ taki, aby

$$\Gamma(y_2) = f_2(x) + \varphi_1(z)\, x + \psi_1(z) \qquad (22)$$

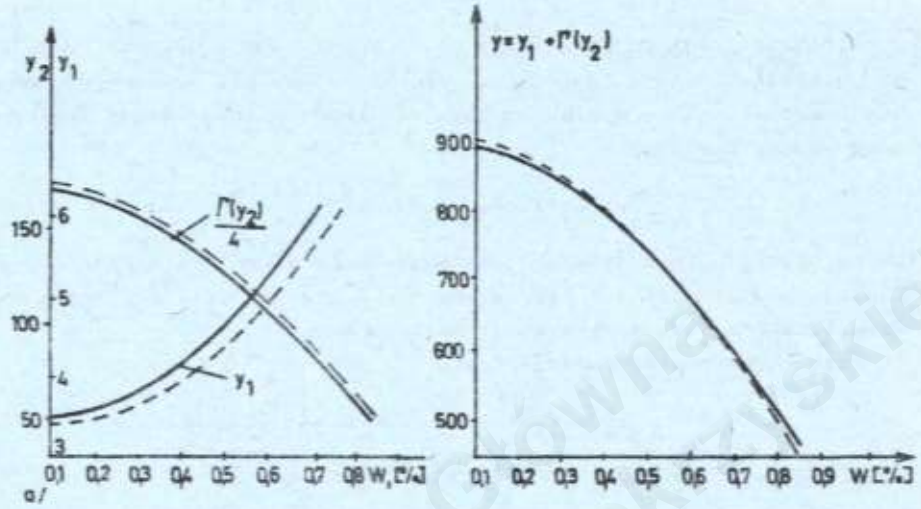
Wtedy

$$y = y_1 - \Gamma(y_2) = f_1(x) - f_2(x) = F(x) \qquad (23)$$

Operacja odejmowania sygnałów proporcjonalnych do y_1 i $\Gamma(y_2)$ układowo jest bardzo prosta. Operatora Γ można poszukiwać w ten sposób, że zakłada się wstępnie jego postać ogólną, a następnie metodą regresji liczy się wartości współczynników ogólnej postaci Γ.

Druga metoda czysto algebraiczna opiera się na rozwiązaniu układu równań z dwiema niewiadomymi [2].

W pomiarach wilgotności W materiałów sypkich metodami elektrycznymi z wykorzystaniem czujników pojemnościowych i rezystancyjnych, istotnym czynnikiem zakłócającym jest wpływ gęstości z próbki umieszczonej w czujniku. Pomiar samej gęstości z jest niezwykle trudny. W tym przypadku możliwe jest zastosowanie metody dwuparametrowej. Jednym parametrem elektrycznym będzie tu pojemność $C = F_1(W, z)$, a drugim rezystancja $R = F_2(W, z)$. Pojemność C i rezystancja R mierzone są w tej samej chwili czasowej. Na rys. 19a przedstawiono charakter funkcji $F_1(W, z)$ i $F_2(W, z)$ dla nawozów sztucznych.



Rys. 19. Wykresy zależności: a/ rezystancji i pojemności, b/ łącznej rezystancji i pojemności według równania /24/ od wilgotności nawozu sztucznego

Przyjmując operator $\Gamma = -4 \lg 10$, otrzymujemy

$$y = C + 4 \lg 10\, R \qquad /24/$$

Funkcja y = F/W, z/ również zależy od gęstości próbki, ale wpływ ten jest co najmniej 4 krotnie mniejszy w stosunku do pomiaru pojedynczego C lub R /rys. 19b/. Funkcje F_1/W, z/ i F_2/W, z/ można w pewnym sensie modelować poprzez wybór wartości częstotliwości pomiarowej [7]. W pomiarze wilgotności nawozów sztucznych pojemność mierzono przy f = 100 kHz, a rezystancję przy f = 5 kHz.

3, Pomiary

3.1. Pomiary wilgotności powietrza

a. Zmierzyć wilgotność powietrza psychrometrem Asamana. Odczytać temperatury termometru suchego i mokrego. Na podstawie różnicy temperatur $T_s - T_m$ odczytać z tablic psychrometrycznych wilgotność względną powietrza. Porównać uzyskany wynik ze wskazaniem higrometru włosowego.

b. Wyznaczyć zależność wilgotności powietrza w komorze pomiarowej w funkcji temperatury w zakresie 20 - 60°C. Do pomiaru wilgotności wykorzystać psychrometr termoelektryczny w układzie jak na rys. 5b oraz higrometr litowy. Porównać wskazania obu wilgotnościomierzy.

3.2. Pomiary wilgotności ciał stałych

a. Przeprowadzić skalowanie konduktancyjnego wilgotnościomierza ziarna typ N 197. Zasypać czujnik wilgotnościomierza wysuszonym ziarnem, zważyć na wadze laboratoryjnej porcję ziarna z czujnika, a następnie przeprowadzić pomiar jej wilgotności zgodnie z instrukcją obsługi przyrządu. Zadawać wzorcowe wartości wilgotności /na odmierzonej próbce ziarna/ przez dodawanie strzykawką do zważonej i zmielonej już w czujniku porcji ziarna, odważone ilości wody /najlepiej po kropli lub jej wielokrotności/. Po dodaniu wody próbkę zmielonego ziarna dokładnie wymieszać i umieścić z powrotem w czujniku. Skalowanie przeprowadzić we wskazanym przez prowadzącego zakresie pomiarowym. Na podstawie przeprowadzonych pomiarów wykonać wykres poprawek przyrządu p = f(W).

b. Wyznaczyć charakterystyki przetwarzania czujnika wilgotności piasku o konstrukcji jak na rys. 10c, wykorzystywanego w ćwiczeniu jako: czujnik konduktancyjny i czujnik pojemnościowy.

Charakterystykę przetwarzania czujnika konduktancyjnego $R_1 = f(W)$ wyznaczyć w układzie jak na rys. 12b stosując do zasilania stabilizowane źródło napięcia o wartości 50 V i opornicę dekadową jako rezystor wzorcowy R_N. Do wyznaczania zależności $C = f(W)$ i $\operatorname{tg}\delta = f(W)$ czujnika kondensatorowego wykorzystać mostek automatyczny E 315 A. Zadawanie wilgotności piasku zrealizować poprzez dodawanie strzykawką odmierzonych ilości wody do zważonej masy wysuszonego piasku analogicznie jak w punkcie 3.2 a. Pomiary przeprowadzić w zakresie 0 - 5% H_2O. Na podstawie pomiarów wyznaczyć zależność $R_x = f(W)$ i opisać ją wzorem.

c. Wyznaczyć wpływ obciążenia mierzonej próbki piasku na charakterystykę przetwarzania czujnika. Zmieniać obciążenie w przedziale 0 - 50 N.

d. Wyznaczyć zależność tłumienia fal elektromagnetycznych w.cz. w funkcji wilgotności dla piasku w zakresie 0 - 5% H_2O wykorzystując do pomiarów mikrofalowy miernik wilgotności MMW 63 Wilmer. Zadawanie wilgotności piasku przeprowadzić jak w punkcie 3.2 b. Na podstawie przeprowadzonych pomiarów wyznaczyć błąd nieliniowości charakterystyki B = f/W/.

L i t e r a t u r a

1. BERLINER M.A.: Izmierienija właznosti. "Energia", Moskwa 1973
2. JACHOWICZ R.: Wieloparametrowe metody pomiaru wielkości nieelektrycznych. Materiały XII Międzyuczelnianej Narady Metrologów. Poznań 1977
3. JACHOWICZ R.: Elektryczne metody pomiaru wilgotności gazów. Elektronizacja. Warszawa: WNT, 1980, Zeszyt 10
4. ŁAPIŃSKI M., KOSTYRKO K., KŁOBARSKI W.: Nowoczesne metody pomiaru i regulacji wilgotności. Warszawa: WNT, 1968
5. MONER E.: Miernictwo przemysłowe. Warszawa: PWN, 1970
6. SOCHOŃ J.: Elektryczne metody pomiaru wilgotności ciał stałych. Elektronizacja, Warszawa: WNT, 1980, Zeszyt 10
7. WIERZBICA T.: Wybór częstotliwości pomiarowych oraz sposobu obróbki sygnału w dwuczęstotliwościowej metodzie pomiaru wilgotności ciał stałych. Materiały XII Międzyuczelnianej Narady Metrologów. Poznań 1977

Ć w i c z e n i e 4

POMIARY ŁĄCZY ZASILAJĄCYCH I POMIAROWYCH

1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest poznanie łączy pomiarowych i zasilających, przeznaczonych do pomiarów w ruchomych elementach maszyn, ich właściwości i zakresu zastosowania oraz poznanie sposobów pomiarów parametrów tych łączy.

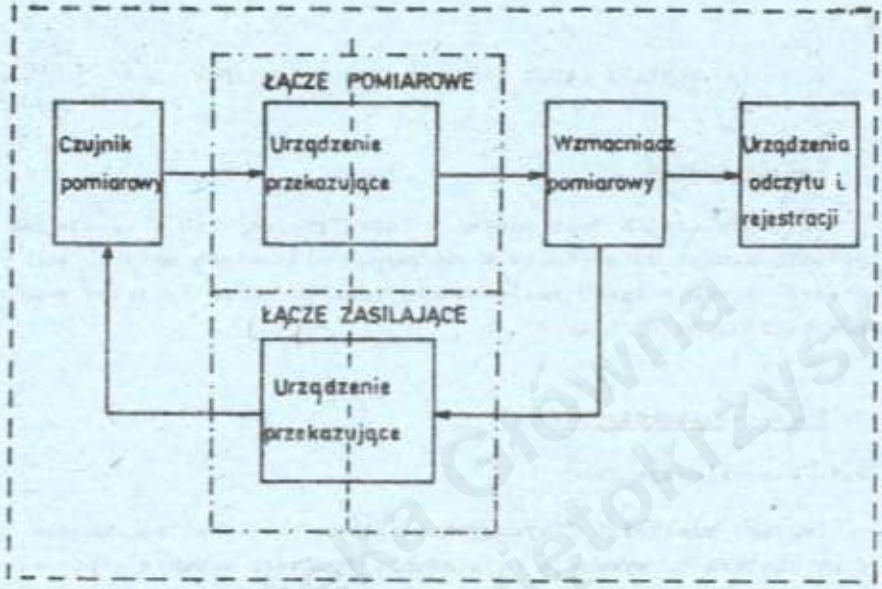
2. Podstawy teoretyczne

2.1. Klasyfikacja łączy

Pomiary wielkości fizycznych w ruchomych elementach maszyn /lub obiektach/ wymagają rozwiązania trudnego zadania - przesłania sygnałów pomiarowych z tych elementów do stacjonarnych urządzeń pomiarowych i doprowadzenia energii zasilającej do czujników umieszczonych na tych elementach. Zadanie to spełniają urządzenia nazywane łączami. Rozróżnia się dwa rodzaje łączy: pomiarowe i zasilające.

Łącza pomiarowe stanowią zespół środków technicznych i urządzeń służących do przyjęcia sygnałów pomiarowych z czujników, ewentualnego ich przetworzenia i przesłania tych sygnałów z elementu ruchomego do urządzeń stacjonarnych. Łącza zasilające stanowią zespół urządzeń służących do przesyłania energii do elementu ruchomego, odpowiedniego jej przetworzenia i zasilania czujników pomiarowych oraz łącza pomiarowego. W zależności od tego czy w łączu następuje przetwarzanie sygnału pomiarowego lub energii zasilania, czy nie, rozróżniamy dwie zasadnicze struktury łączy, których schematy funkcjonalne przedstawiono na rys. 1 i 2.

Łącza pomiarowe i zasilające, w których nie następuje przetwarzanie sygnału pomiarowego lub energii zasilania, stanowią zasadniczo urządzenia przekazujące /rys. 1/. Natomiast w łączach z przetwarzaniem, urządzenia przetwarzające sygnał mogą być bardzo rozbudowane /rys. 2/.

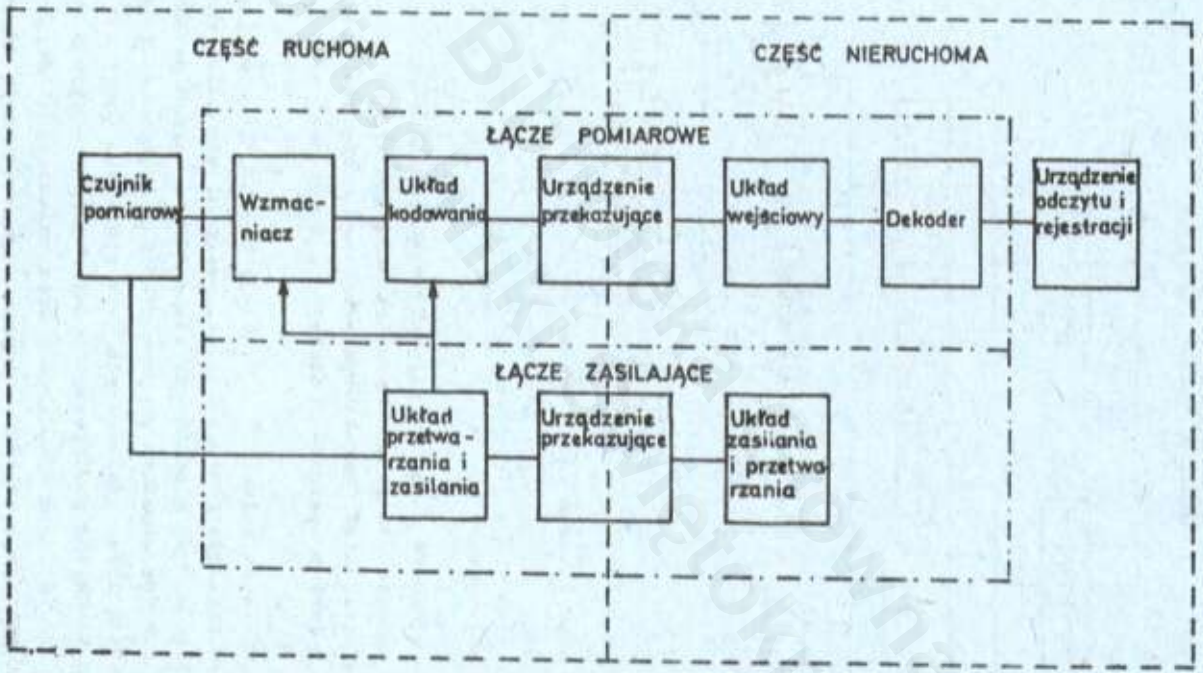


Rys. 1. Schemat blokowy układu do pomiarów w ruchomych elementach maszyn bez przetwarzania sygnałów i energii zasilania w łączach

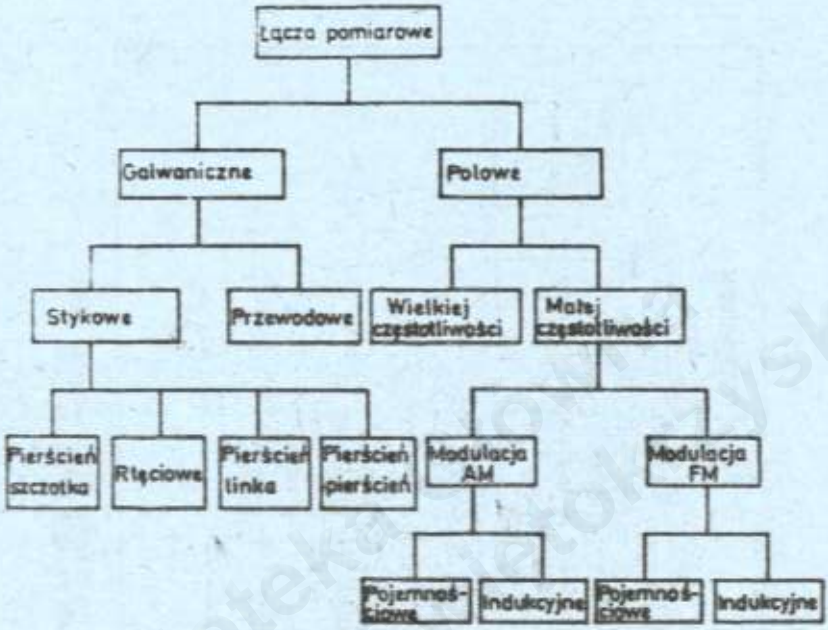
W zależności od sposobu przesyłania sygnałów pomiarowych z części ruchomej do nieruchomej łącza oraz energii zasilania z części nieruchomej do ruchomej, łącza można podzielić na dwie grupy: galwaniczne i polowe. W łączach galwanicznych sygnały pomiarowe i energia zasilania przesyłane są poprzez galwaniczne połączenie części ruchomej i nieruchomej łącza. W łączach polowych do tego celu wykorzystuje się pola: elektromagnetyczne, magnetyczne i elektryczne.

Klasyfikację łącz stosowanych w pomiarach wielkości w ruchomych elementach maszyn wg [8] przedstawiono na rys. 3.

Łącza galwaniczne oraz łącza polowe małej częstotliwości z modulacją AM nie przetwarzają sygnałów pomiarowych i energii zasilania, stanowią w zasadzie urządzenia przekazujące /rys. 1/. Natomiast łącza polowe wielkiej częstotliwości i małej częstotliwości z modulacją FN budowane są najczęściej wg schematu pokazanego na rys. 2.



Rys. 2. Schemat blokowy układu do pomiarów w ruchomych elementach maszyn, z przetwarzaniem sygnałów i energii zasilania w łączach



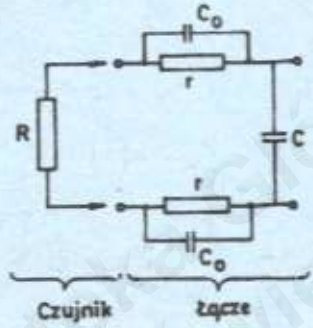
Rys. 3. Klasyfikacja łączy pomiarowych

2.2. Łącza galwaniczne

Łącza galwaniczne stanowią zasadniczo same urządzenia przekazujące bez dodatkowych układów przetwarzających sygnał pomiarowy czy energię zasilania. Charakterystyczną ich cechą jest zdolność przenoszenia zarówno składowej stałej jak i zmiennej przebiegów elektrycznych.

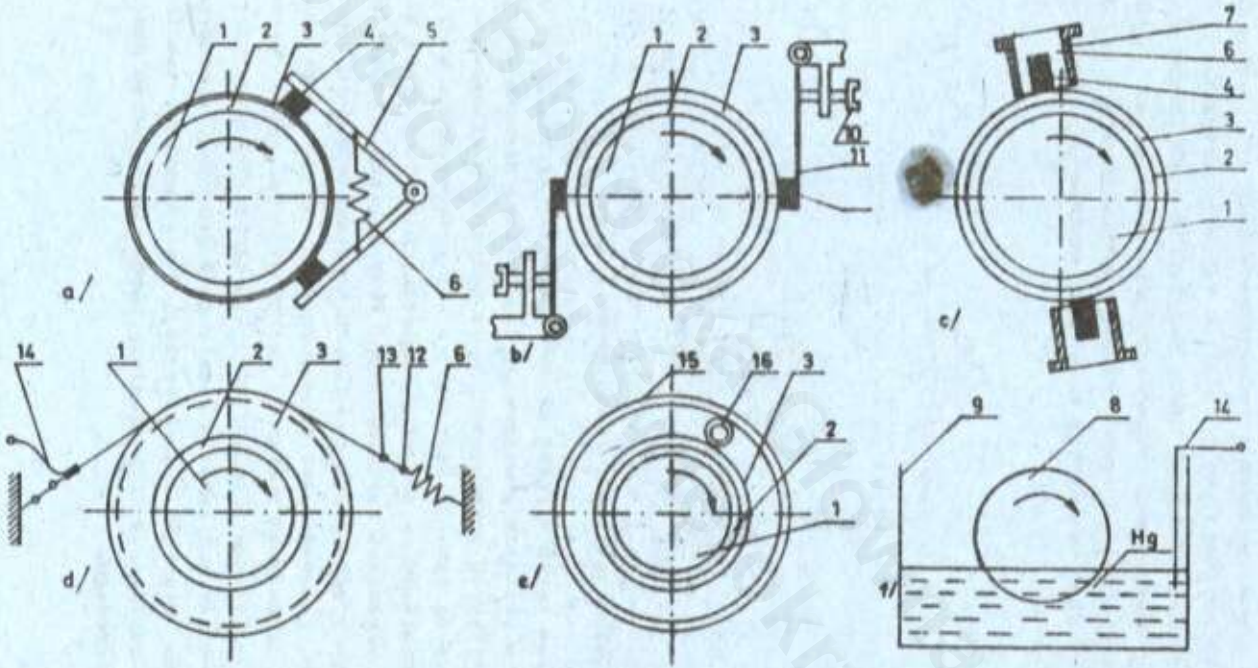
Przewodowe łącza galwaniczne wykonuje się zwykle w postaci elastycznego przewodu pomiarowego zwijanego na elemencie ruchomym. Łącza te stosowane są w pomiarach elementów o małych prędkościach obrotowych lub gdy elementy ruchome wykonują skończoną liczbę obrotów. Zaletą łączy przewodowych jest prostota. Łącza przewodowe wprowadzają do układu pomiarowego dodatkowe rezystancje i pojemności /rys. 4/. Rezystancja łącza r oraz pojemność międzyprzewodowa C są wielkościami stałymi, których wartości zależą odpowiednio

od wymiarów geometrycznych i rodzaju materiału żył oraz rodzaju materiału izolacyjnego. Wpływ stałych wartości rezystancji i pojemności międzyprzewodowych można uwzględnić w pomiarach np. wprowadzając skorygowaną czułość czujnika pomiarowego. Pojemność C_o łącza, stanowiąca pojemność własną tworzących się w czasie pomiaru uzwojeń, jest wielkością zmienną i wartość jej można jedynie oszacować.



Rys. 4. Układ zastępczy łącza przewodowego

Galwaniczne łącza stykowe stanowią obecnie liczną grupę łączy stosowanych w praktyce pomiarowej. Najczęściej używane konstrukcje łączy stykowych przeznaczonych do pomiarów w elementach wirujących pokazano na rys. 5. Na rys. 5 a ÷ e przedstawiono konstrukcje łączy typu pierścień - szczotka, zalecanych do stosowania ze względu na dobre własności metrologiczne. Przy pomiarach krótkotrwałych i niewielkich prędkościach obrotowych oraz występowaniu drgań i bicia wału, zalecana jest konstrukcja z rys. 5 d. W przypadkach szczególnie dokładnych pomiarów, należy stosować łącza rtęciowe /rys. 5 f/, w których wirujący wraz z badanym elementem pierścień miedziany pokryty amalgamatem rtęci, jest zanurzony w naczyniu z rtęcią. Łącza rtęciowe charakteryzują się wyjątkową stabilnością rezystancji kontaktowej i gwarantują bardzo mały poziom zakłóceń sygnału pomiarowego.



Rys. 5. Wybrane konstrukcje łączy stykowych: Oznaczenia: 1 - wał, 2 - przekładka izolacyjna, 3 - pierścień przewodzący, ruchomy, 4 - szczotka, 5 - ramię, 6 - sprężyna, 7 - korpus, 8 - tarcza metalowa, 9 - naczynie, 10 - wkręt regulacyjny, 11 - ramię sprężyste, 12 - izolator, 13 - linka, 14 - odprowadzenie obwodu, 15 - pierścień przewodzący, nieruchomy, 16 - stykowy pierścień sprężynujący

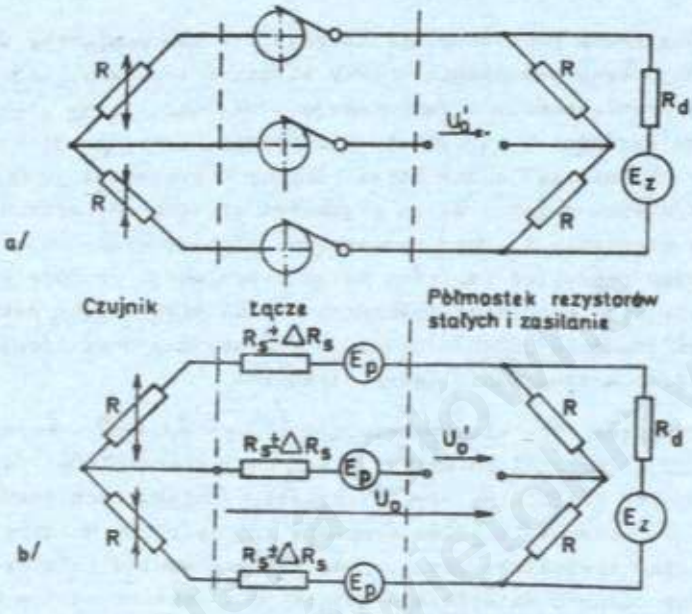
Politechnika Śląska Biblioteka Główna

Stykowe łącza pomiarowe wprowadzają w obwód pomiarowy dodatkowe rezystancje oraz pasożytnicze siły elektromotoryczne, które mogą zakłócić proces pomiaru. Rezystancje przejścia, łączy stykowych, mają małe wartości w porównaniu z wartością rezystancji czujników pomiarowych, nie są jednak stałe. Zmiany rezystancji przejścia łączy stykowych zależne są od prędkości obrotowych, siły docisku, warunków otoczenia i stanu powierzchni kontaktowych, mają wartość tego samego rzędu, co wartości zmian rezystancji czujników pomiarowych, wywołane sygnałami pomiarowymi. Tak więc zmiany rezystancji przejścia stanowią jeden z podstawowych czynników zakłócających pomiar, przy zastosowaniu łączy stykowych.

Pasożytnicze siły elektromotoryczne, występujące w łączach stykowych, mają wartości od kilku do kilkuset mikrowoltów. Zależą od zastosowanych materiałów stykowych, siły docisku oraz prędkości obwodowej. Podstawowym źródłem sygnałów pasożytniczych łączy stykowych są siły termoelektryczne, powstające w wyniku lokalnych przegrzań przy różnych materiałach stykowych i lokalne ogniwa mogące powstawać pod wpływem zawilgocenia z powietrza styków łącza.

Na rys. 6 i 7 przedstawiono schematy układów do pomiarów w elementach ruchomych, w których łącza współpracują z czujnikami rezystancyjnymi. Przy połączeniu czujnika pomiarowego w układ półmostka /rys. 6/, rezystancja przejścia $R_s \pm \Delta R_s$ łącza dodają się do rezystancji R ramion półmostka czujnika. Dla przeprowadzenia poprawnie pomiaru w tym układzie, łącze stykowe powinno być wykonane niezwykle starannie, aby jego zmienne rezystancje przejścia ΔR_s były dużo mniejsze niż zmiany rezystancji czujnika, wywołane sygnałem pomiarowym $\Delta R_s \ll \Delta R$.

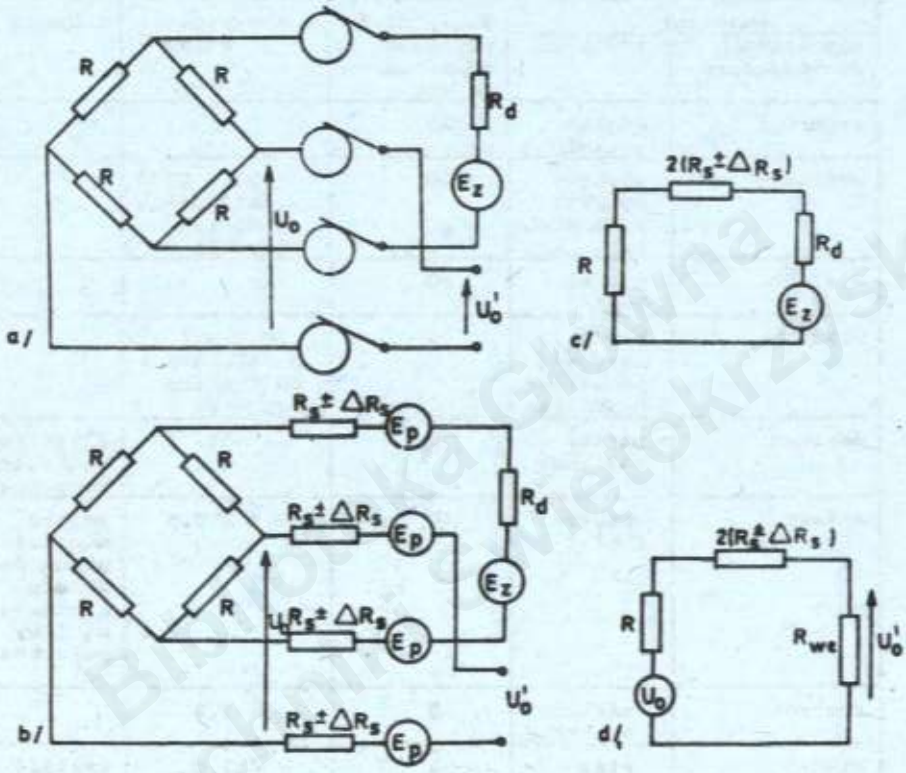
Przy połączeniu czujnika pomiarowego w układzie pełnego mostka /rys. 7/, wymagania dotyczące rezystancji przejścia łącza nie są tak krytyczne jak w układzie z rys. 6. W tym układzie rezystancje przejścia łącza dodają się do całkowitej rezystancji mostka czujnika. W ten sposób tworzy się w przekątnej zasilającej i pomiarowej dzielnik napięcia /rys. 7 c d/. Dzielnik napięcia powstały w przekątnej zasilającej /rys. 7 c/ zmniejsza napięcie zasilania czujnika. Błąd stąd wynikający, przy poprawnie wykonanym łączu, jest do pominięcia.



Rys. 6. Układ do pomiarów w elementach wirujących z łączem stykowym z wykorzystaniem czujników rezystancyjnych włączonych w półmostek: a/ schemat pomiarowy, b/ schemat układu zastępczego

Dzielnik napięcia powstały w przekątnej pomiarowej, utworzony z rezystancji przejścia i rezystancji wejściowej R_{we} stopnia wejściowego wzmacniacza pomiarowego, zmniejsza napięcie pomiarowe U_o. Ze względu na bardzo dużą rezystancję R_{we} w porównaniu z ΔR_s, napięcie wzmacniacza $U_o' \approx U_o$ i błąd pomiaru wprowadzony tutaj przez łącze jest do pominięcia.

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że podstawowym układem pracy czujników rezystancyjnych przy współpracy z łączami stykowymi, winien być układ mostkowy. Zmniejszenie wartości pasożytniczych sił elektromotorycznych wprowadzanych przez łącze stykowe do układu pomiarowego można osiągnąć, przez dobór właściwych materiałów na łącze, a wyeliminowanie wpływu tych sił na pomiar wymaga zastosowania zasilania prądem zmiennym.



Rys. 7. Układ do pomiarów w elementach wirujących z łącznem stykowym z wykorzystaniem czujników rezystancyjnych włączonych w mostek: a/ schemat podstawowy, b/ schemat układu zastępczego, schemat układu zastępczego dla przekątnej, c/ zasilającej, d/ pomiarowej

Podstawowym zagadnieniem w budowie łączy stykowych, mającym decydujący wpływ zarówno na wartość rezystancji przejścia jak i wartość pasożytniczych sił elektromotorycznych łącza, jest dobór par materiałów do wykonania zespołu pierścień - zbieracz. W tabeli 1 podano taki zestaw wg [6].

Tabela 1

Zestaw par materiałów pierścień-szczotka

Materiał		Maksymalna prędkość obwodowa m/sek	Rezystancja styku $\Omega \cdot 10^{-3}$	Uwagi
pierścienia przewodzącego	szczotki			
srebro	miękki węgiel	20		
mosiądz	srebro-grafit /60% srebra/	20	30 - 2500 w zależności od docisku szczotki	
mosiądz	miękki węgiel	20		
miedź	miedź ze szczotką elektro-grafitową	9	0,3 - 1,5 w zależności od docisku szczotki	
mosiądz	płytka mosiężna	12	1 ± 1	pierścień smarowany wazeliną
srebro	srebro-grafit	10	$0,5 \pm 0,5$	srebro naniesione na podkładkę izolacyjną i wypolerowane
srebro	miękki węgiel	3	5,0	
miedź amalgamowana	rtęć	-	1,0	wartość SEM pasożytniczej 20 μV

Przy prawidłowo dobranych materiałach i starannym wykonaniu szczotek, łącza stykowe charakteryzują się następującymi parametrami:

- rezystancja przejścia w spoczynku $R_s < 100$ mΩ,
- zmiany rezystancji przejścia w ruchu $\Delta R_s < 2$ mΩ,
- wartość pasożytniczych sił elektromotorycznych $< 50\ \mu$V.

Dla łączy rtęciowych rezystancje przejścia wynoszą $< 0,5$ mΩ.

Do wad łączy stykowych należy jeszcze zaliczyć, oprócz wyżej omówionych zmiennych rezystancji przejścia i pasożytniczych sił elektromotorycznych, także mechaniczne zużywanie się zestyków i zmiany izolacji między dwoma sąsiednimi pierścieniami.

Łącza rtęciowe wykazują dużą wrażliwość na temperaturę i wibrację. Poza tym rtęć po pewnym czasie pokrywa się warstwą tlenków źle przewodzących, co znacznie pogarsza stabilność styków.

2.3. Łącza polowe

Konstrukcje łączy polowych wykazują znaczne zróżnicowanie w zależności od przyjętej częstotliwości nośnej i rodzaju modulacji.

2.3.1. Łącza polowe małej częstotliwości z modulacją amplitudy

Łącza polowe tego typu stanowią w zasadzie same urządzenia przekazujące, tak jak to pokazuje rys. 1. W zależności od rodzaju wykorzystywanego pola: magnetycznego czy elektrycznego, rozróżniamy łącza indukcyjne i pojemnościowe.

Ł ą c z a i n d u k c y j n e z m o d u l a c j a AM budowane są w postaci transformatorów obrotowych w układzie promieniowym lub podobnym /rys. 8 a b/. Pod względem mechanicznym transformatory te wykonywane są jako zwarte i stabilne urządzenia. Rdzenie ich budowane są z materiałów magnetycznie miękkich, o dużej przenikalności magnetycznej i stabilności /ferryty, żelazo karbonylkowe/. Podstawową charakterystyką łączy indukcyjnych małej częstotliwości z modulacją AM, jest charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa

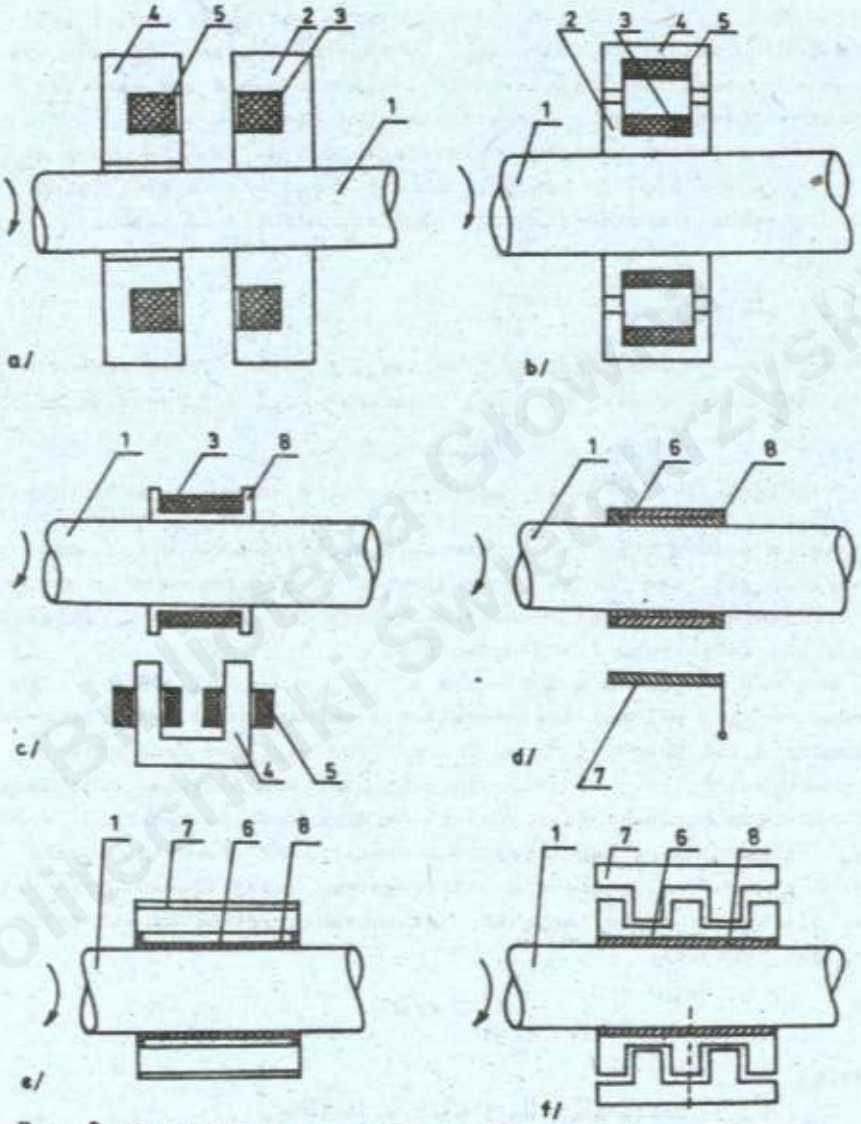
$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = f/w/$$

gdzie:

U_{we}, U_{wy} - napięcie wejściowe i wyjściowe,

w - pulsacja.

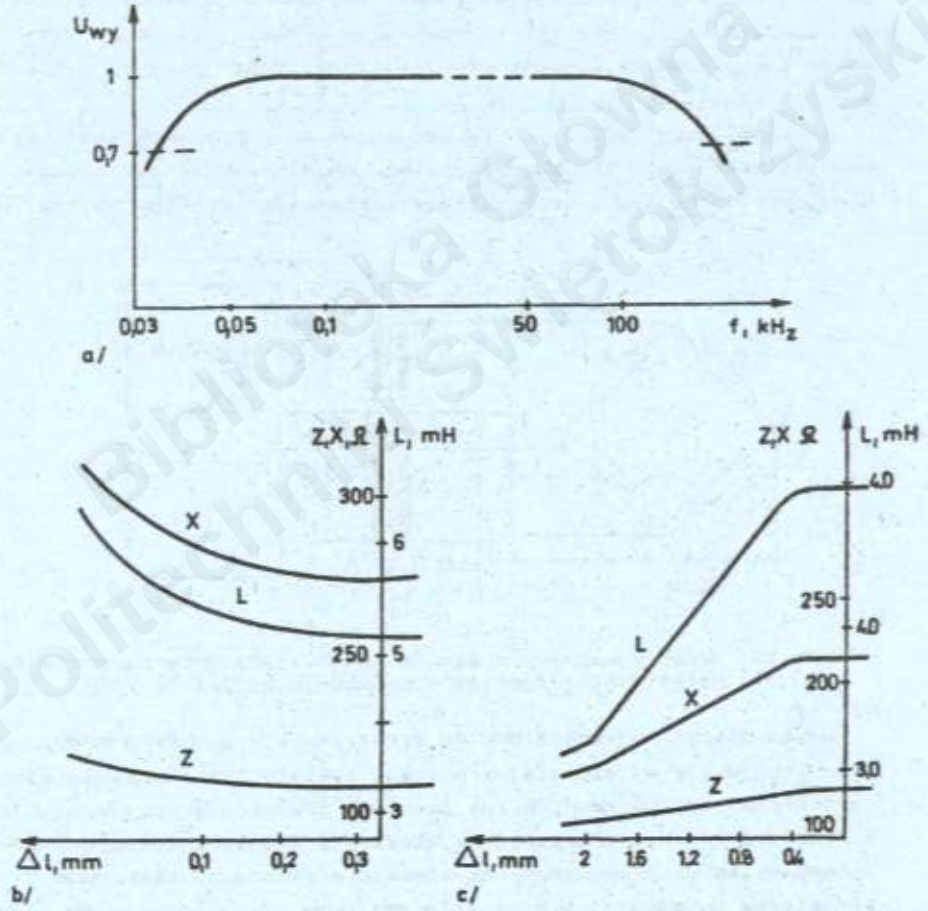
Charakterystyka częstotliwościowa powinna być równomierna /płaska/ w możliwie szerokim zakresie częstotliwości, a koniecznie równomierna w zakresie częstotliwości zasilającej czujnik. Nie mniej



Rys. 8. Konstrukcje urządzeń przekazujących łączy polowych: a-c/ indukcyjnościowych, d-f/ pojemnościowych, Oznaczenia: 1 - wał, 2 - rdzeń magnetyczny ruchomy, 3 - cewka ruchoma, 4 - rdzeń magnetyczny nieruchomy, 5 - cewka nieruchoma, 6 - elektroda ruchoma, 7 - elektroda nieruchoma, 8 - przekładka izolacyjna

Biblioteka Głów... Politechniki Śl... ...ązkiej

istotne niż charakterystyka częstotliwościowa, dla jakości transformatora obrotowego, są charakterystyki określające zmiany jego indukcyjności L, impedancji Z i reaktancji X w funkcji przesunięć poosiowych i promieniowych, jego ozęści ruchomych względem nieruchomych. Charakterystyki typowego łącza indukcyjnego do przesyłania sygnałów z modulacją AM przedstawiono na rys. 9.



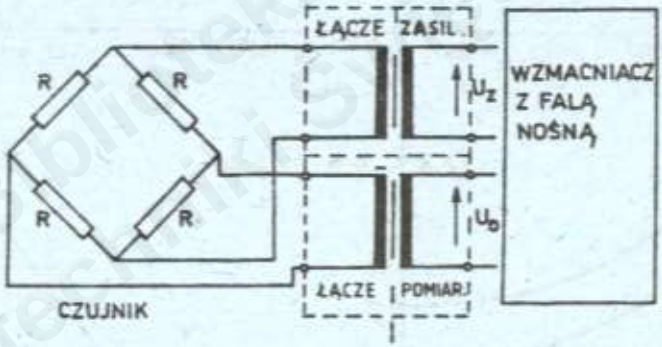
Rys. 9. Charakterystyki łącza indukcyjnego do przesyłania sygnałów z modulacją AM; a/ częstotliwościowa, zmian parametrów elektrycznych w funkcji przesunięcia /rdzenia wewnętrznego/, b/ promieniowego, c/ poosiowego

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

Warunkiem poprawnego działania łącza jest takie jego wykonanie mechaniczne, aby gwarantowało w czasie pracy, przy oddziaływaniu mechanicznych czynników zakłócających /wibracje, wstrząsy/, minimalne przesunięcia poosiowe i promieniowe jego części względem siebie. W żadnym przypadku przesunięcia te nie mogą być większe niż strefa neutralna /rys. 9 bc/, w której własności elektryczne łącza są prawie stałe.

Łącza indukcyjne m.cz. z modulacją amplitudy wykonuje się jako łącza pomiarowe i zasilające. Konstrukcyjnie najczęściej stanowią jedno urządzenie. Istotnym zagadnieniem w takim przypadku jest dobre odseparowanie obwodów magnetycznych transformatora pomiarowego od zasilającego.

Schemat ideowy układu do pomiaru w ruchomych elementach z wykorzystaniem łącza indukcyjnościowego współpracującego z czujnikiem rezystancyjnym i wzmacniaczem pomiarowym pokazano na rys. 10.



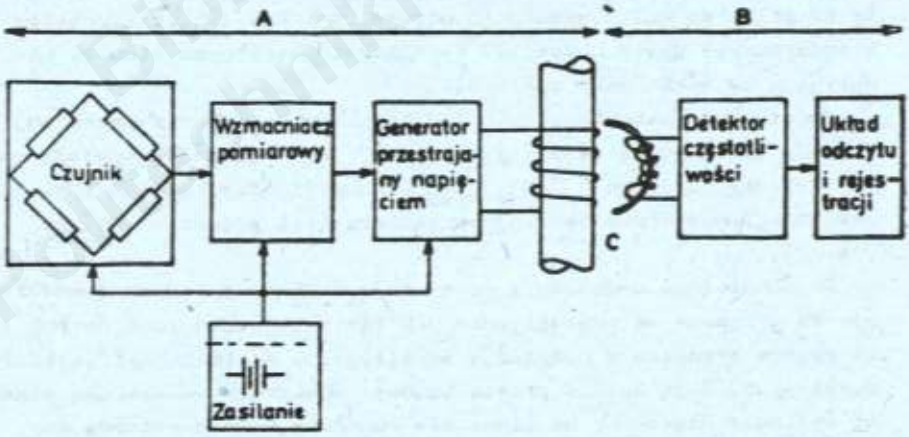
Rys. 10.-Układ pomiarowy z łączem indukcyjnym przeznaczonym do przesyłania sygnałów z modulacją amplitudy /AM/

Łącza polowe pojemnościowe do przesyłania sygnałów z modulacją AM wykonuje się najczęściej w postaci powietrznych kondensatorów obrotowych: cylindrycznych lub tarczowo grzebieniowych /rys. 8 ef/. W kondensatorach cylindrycznych elektrodę wewnętrzną stanowi metalowy cylinder 7 umocowany na elemencie ruchomym, elektroda zewnętrzna 6, również w kształcie cylindra, jest nieruchoma. Konstrukcja taka pozwala na zmniejszenie wpływu przemieszczeń promieniowych elektrod na zmiany pojemności.

W pomiarach elementów maszyn, które narażone są na duże drgania promieniowe, zalecana jest konstrukcja łącza pojemnościowego w formie kondensatora tarczowo-grzebieniowego /rys. 9 f/. W konstrukcji tej wpływ przesunięć promieniowych jest do pominięcia. Istotnym jest wpływ przesunięć poosiowych. Tak więc zakłócenia mechaniczne /drgania i wstrząsy/ stanowią zasadniczy problem w konstrukcji łączy pojemnościowych. Łącza pojemnościowe wykazują również dużą wrażliwość na oddziaływanie zewnętrznych pól elektrycznych.

2.3.1. Łącza polowe małej częstotliwości z modulacją częstotliwości FM

W łączach tego typu następuje wzmocnienie sygnału pomiarowego z czujnika i jego przetworzenie w sygnał częstotliwościowy w bezpośredniej bliskości czujnika. Na rys. 11 przedstawiono schemat blokowy jednokanałowego łącza m.cz. z modulacją częstotliwości. Sygnał pomiarowy z czujnika wzmocniony we wzmacniaczu pomiarowym moduluje częstotliwość generatora fali nośnej.



Rys. 11. Schemat blokowy łącza polowego małej częstotliwości z modulacją częstotliwości z zasilaniem baterynym urządzeń części ruchomej: A - elementy ruchome, B - elementy stacjonarne, C - urządzenie przekazujące łącza

Przebieg nośnej zmodulowany częstotliwościowo sygnałem pomiarowym, przekazywany jest urządzeniem przekazującym do części stacjonarnej. Tutaj następuje wzmocnienie i demodulacja zmodulowanego sygnału nośnego. Częstotliwość nośna łączy m.cz. z modulacją FM zawiera się w przedziale 5 ÷ 50 kHz. W łączach tego typu stosowane są urządzenia przekazujące: indukcyjnościowe i pojemnościowe. Indukcyjne urządzenia przekazujące polowych łączy m.cz. z modulacją FM działają identycznie jak poprzednio omawiane łącza indukcyjne przekazujące sygnały modulowane amplitudowo.

Indukcyjne urządzenia przekazujące łączy polowych z modulacją FM są bardzo proste w budowie. Budowane są najczęściej w układzie promieniowym /rys. 8c/. Cewka nadawcza jest nawijana bezpośrednio na elemencie badanym, bez specjalnego rdzenia magnetycznego. Rdzeń stanowi najczęściej badany element maszyny. Liczba zwojów zależna od średnicy cewki i częstotliwości nośnej wynosi od kilkunastu do kilkudziesięciu.

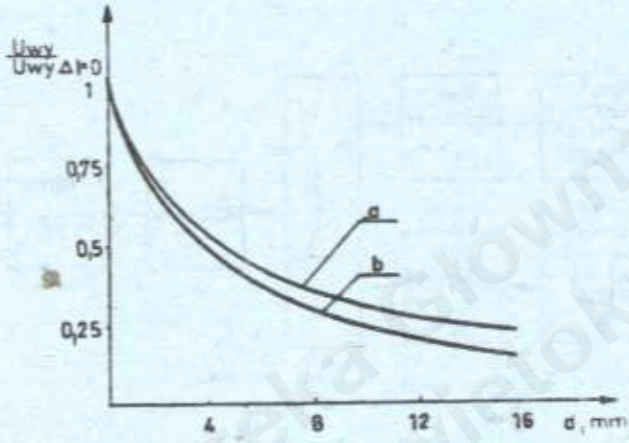
Cewka odbiorcza nawijana na rdzeniu z miękkiej stali lub ferrycie o kształcie U, nie stanowi mechanicznej całości z cewką nadawczą. Instalowana jest w pewnej odległości od cewki nadawczej. W zależności od częstotliwości nośnej, konstrukcji i rodzaju materiałów magnetycznych rdzenia, odległości te zawierają się w przedziale od kilku do kilkudziesięciu milimetrów. Przesunięcia poosiowe i promieniowe cewek nadawczej i odbiorczej względem siebie, nie wpływają na dokładność pomiaru.

Podstawową charakterystyką indukcyjnego urządzenia przekazującego sygnały zmodulowane częstotliwościowo, jest zależność względnego napięcia wyjściowego $U_{wy}/U_{wy}\Delta_{l=0}$ w funkcji odległości Δ l między cewkami. Typowy przebieg tej charakterystyki przedstawiono na rys. 12.

Pojemnościowe urządzenia przekazujące łączy polowych z modulacją FM wykonane są analogicznie, jak łącza pojemnościowe do przekazywania sygnałów z modulacją amplitudy, w postaci kondensatorów obrotowych. Mają bardzo prostą budowę: elektrodę wewnętrzną stanowi cylinder umocowany na elemencie ruchomym, zaś elektrodę zewnętrzną /nieruchomą/ stanowi najczęściej płyta lub wycinek cylindra, umocowany w pewnej odległości od elektrody ruchomej /rys. 8d/. Przesunięcia promieniowe i poosiowe nie wpływają na dokładność pomiaru. Silne zakłócenia elektryczne mogą jednak zakłócić pomiar

przy zastosowaniu tego typu urządzeń przekazujących.

Łącza polowe małej częstotliwości z modulacją FM umożliwiają pomiar i przesyłanie na odległość wielu wielkości fizycznych poprzez czasowe rozdzielenie kanałów.



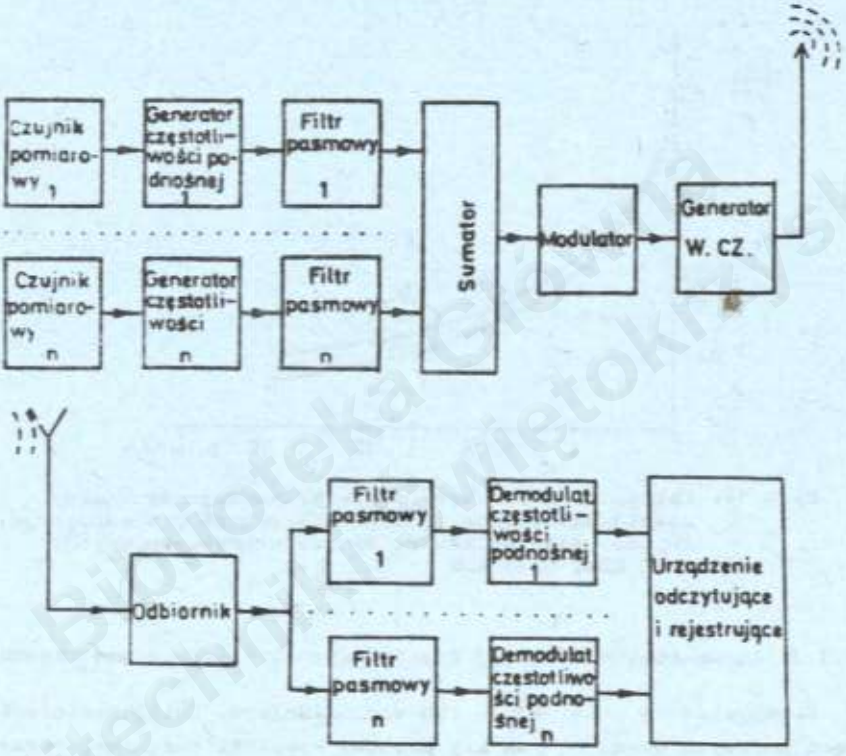
Rys. 12. Charakterystyki urządzenia przekazującego małej częstotliwości, do przesyłania sygnałów z modulacją FM, przy częstotliwości sygnałów przekazujących: a/ 5 kHz, b/ 1 kHz

2.3.3. Łącza polowe wielkiej częstotliwości /radiotelemetryczne/

Wykonywane są jako jedno- lub wielokanałowe. Zwielokrotnienie łącz polowych w.cz. odbywa się poprzez częstotliwościowe, czasowe i mieszane rozdzielenie kanałów.

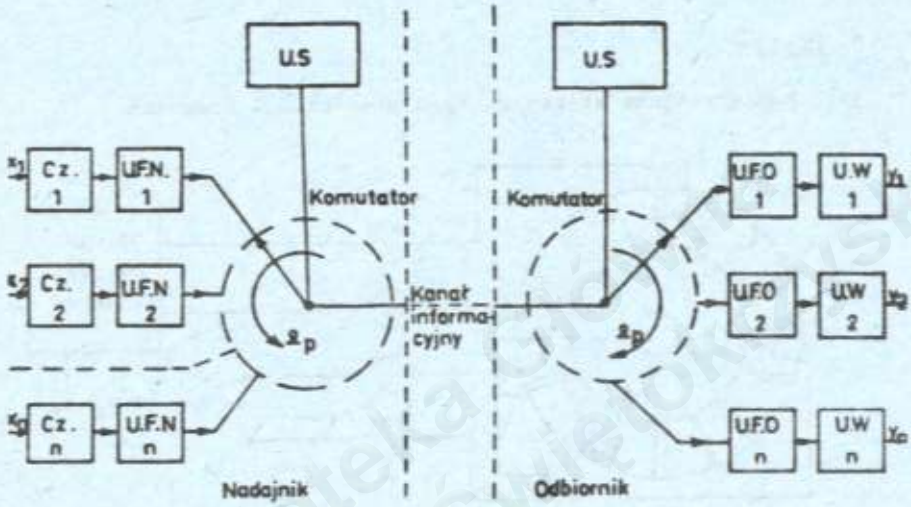
Na rys. 13 przedstawiono schemat blokowy łącza w.cz. z częstotliwościowym rozdzieleniem kanałów. W łączu tym, każdemu czujnikowi pomiarowemu odpowiada jeden kanał z jedną częstotliwością podnośną. Sygnały pomiarowe są przekazywane w każdym z kanałów w sposób ciągły. Częstotliwości podnośne zmodulowane sygnałami pomiarowymi czujników mieszane są liniowo, a następnie modulują falę nośną wielkiej częstotliwości. Fala nośna wypromieniowana przez antenę generatora w.cz. zawiera informację pomiarową wszystkich czujników. Fala nośna indukuje w antenie odbiorczej prądy w.cz., które są wzmacniane i demodulowane w odbiorniku. Częstotliwości

podnośne są rozdzielone za pomocą filtrów pasmowych, a następnie zdemodulowane. W wyniku tego otrzymuje się sygnały w pełni odpowiadające wielkościom wyjściowym czujników pomiarowych, włączonych w poszczególne kanały łącza.



Rys. 13. Schemat blokowy łącza wielkiej częstotliwości - radiotelemetrycznego z częstotliwościowym rozdzieleniem kanałów

W łączach polowych w.cz. z częstotliwościowym rozdzieleniem kanałów najczęściej wykorzystuje się modulację AM - FM i FM - FM. Maksymalna liczba kanałów w tego typu łączach, ograniczona modulacją skrośną między kanałami, nie przekracza 18. Zaletą łączy polowych w.cz. jest możliwość łatwej współpracy tych łączy z czujnikami tensometrycznymi, indukcyjnymi i pojemnościowymi. Możliwość czasowego rozdzielenia kanałów oparta jest na twierdzeniu o próbkowaniu Shannona - Kotielnikowa [5].



Rys. 14. Schemat blokowy łącza wielkiej częstotliwości z czasowym rozdzieleniem kanałów. US - układ synchronizujący, Cz - czujnik, UFN - układ formujący nadajnika, UFO - układ formujący odbiornika, UW - urządzenie wyjściowe

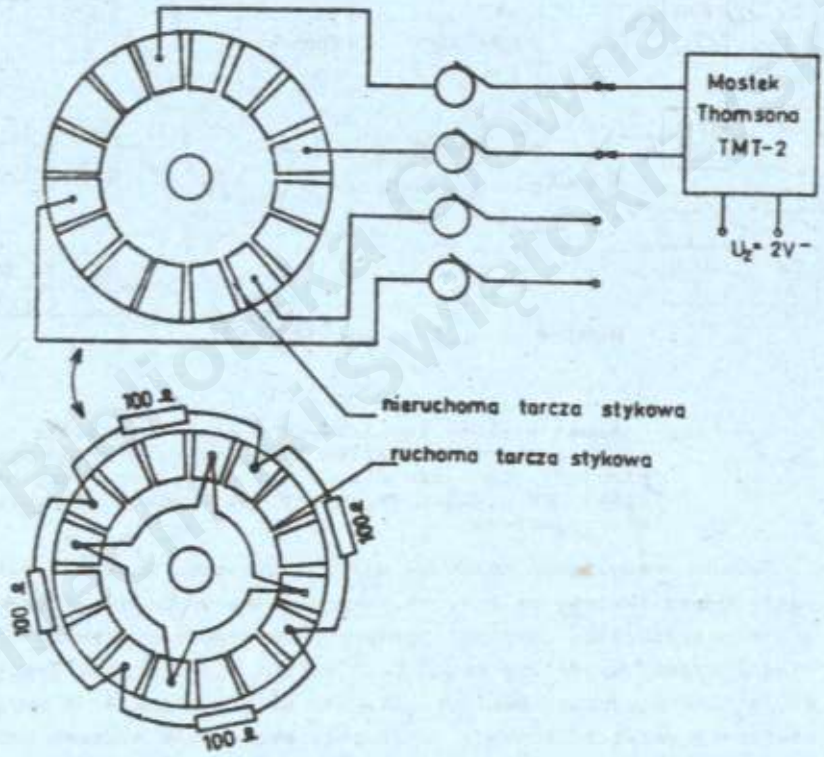
Zasadę pracy łącza polowego w.cz. z czasowym rozdzieleniem kanałów przedstawiono na rys. 14. W nadajniku komutator łączy kolejno poszczególne czujniki pomiarowe do wspólnego kanału transmisji. Sygnał wyjściowy komutatora składa się z próbek sygnałów wszystkich czujników pomiarowych. Aby próbki sygnałów z czujników zawierały pełną informację pomiarową, przedziały czasowe próbkowania nie mogą być mniejsze niż $1/2\ f_{gs}$ /f_{gs} - częstotliwość graniczna sygnału pomiarowego/.

W łączu polowym ze zwielokrotnieniem czasowym, do prawidłowego działania niezbędna jest synchronizacja komutatorów po stronie nadawczej i odbiorczej, zapewniająca właściwe segregowanie ciągu odebranych impulsów do odpowiednich kanałów urządzenia odbiorczego. Informacje ze wszystkich kanałów, w postaci próbek, przesyłane są kolejno w określonych odcinkach czasu, praktycznie nie ma więc

przesłuchów w tych łączach. W łączach polowych z czasowym rozdzieleniem kanałów stosuje się różne rodzaje modulacji impulsowych, a więc PAM, PDM, PCM.

3. Pomiary

3.1. Pomiary łącza stykowego typu pierścień - szczotka



Rys. 15. Układ do pomiaru rezystancji przejścia łącza stykowego

a. Wykonać pomiary rezystancji przejścia w stanie statycznym /przy nieruchomym wale/. Do pomiarów użyć mostka Thomsona typ TMT-5. Pomiary należy wykonać kolejno dla każdej kombinacji dwóch z czterech zespołów pierścień - szczotka, zwierając ze sobą odpowiednie pierścienie łącza, przez właściwe ustawienie i docisk ruchomej

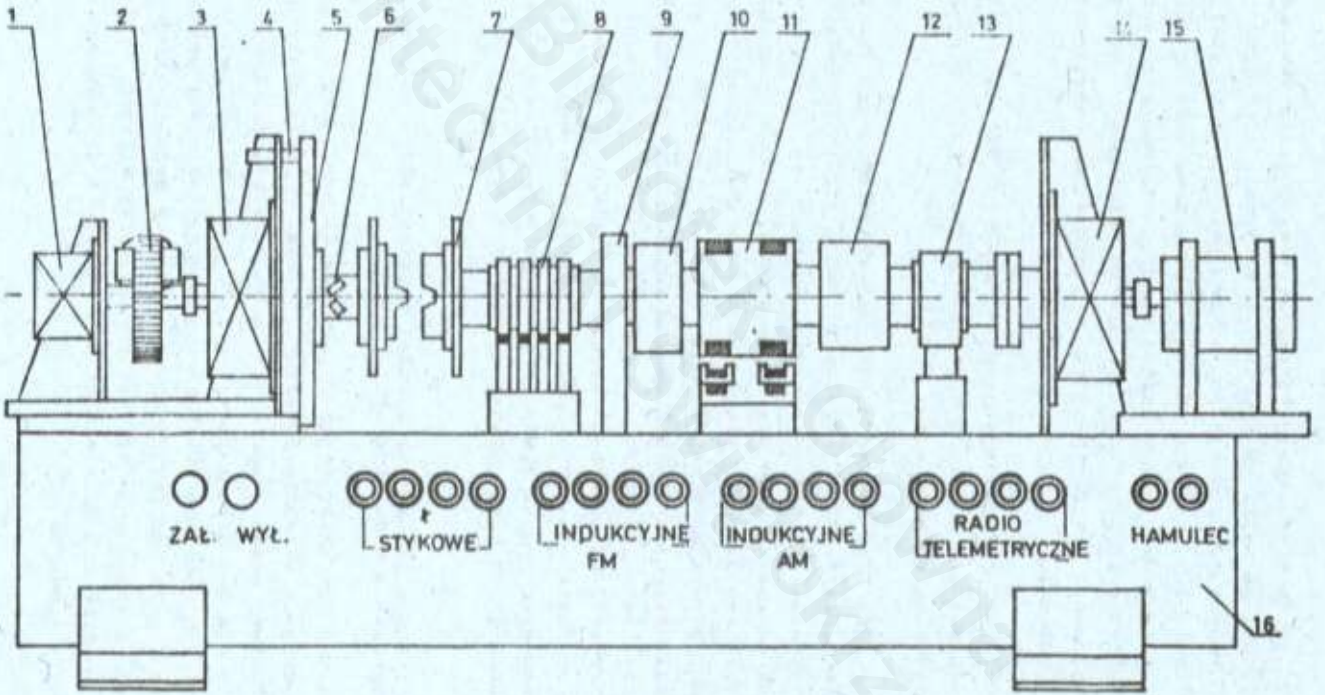
tarczy stykowej do nieruchomej tarczy stykowej, umocowanej na wale. Należy pamiętać, że wynikiem pomiaru jest wartość szeregowo połączonych dwu rezystancji przejścia. Sposób połączenia pierścieni ślizgowych łącza z nieruchomą tarczą stykową oraz układ połączeń nieruchomej tarczy stykowej pokazano na rys. 15. Pomiary powtórzyć kilkakrotnie, zmieniając w każdym pomiarze położenie kątowe wału. Wartość rezystancji przejścia należy wyznaczyć jako wartość średnią z serii pomiarów.

b. Wykonać pomiary rezystancji przejścia przy wirującym wale. Pomiary przeprowadzić w sposób analogiczny jak w punkcie a dla kilku prędkości obrotowych wału.

c. Należy pomierzyć wartości sił elektromotorycznych tworzących się na stykach pierścień - szczotka w czasie wirowania wału. Do pomiarów użyć miliwoltomierza szerokopasmowego typ BN 494. Układ połączeń jak na rys. 15. Pomiary wykonać dla dwóch wybranych kombinacji z czterech zespołów pierścień - szczotka, włączając pomiędzy badane pierścienie rezystancje 100 Ω. Połączenie to wykonać przez właściwe ustawienie i docisk ruchomej tarczy stykowej, do nieruchomej tarczy stykowej. Wyznaczyć zależność wartości siły elektromotorycznej od prędkości obrotowej pierścieni ślizgowych $E = f(n)$ w zakresie 0 - 800 obr/min. Prędkość obrotową mierzyć obrotomierzem cyfrowym MT 1, współpracującym z prądnicą tachometryczną TPR lub z czujnikiem reluktancyjnym SN 1 /rys. 16/.

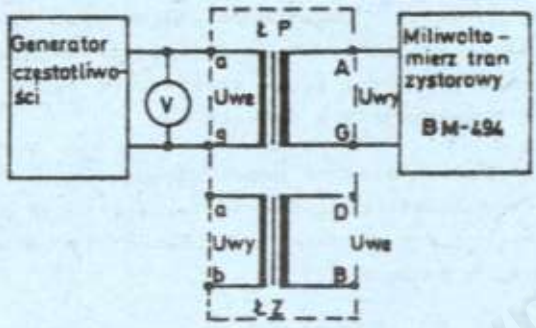
3.2. Pomiary łączy indukcyjnych małej częstotliwości do przesyłania sygnałów z modulacją AM.

a. Wyznaczyć charakterystyki częstotliwościowe łączy $U_{wy} = f(f)$ przy U_{we} = const w układzie pokazanym na rys. 17, przy nieruchomym wale. Pomiary przeprowadzić dla łącza zasilającego przy U_{we} = 5 V, a dla łącza pomiarowego przy U_{we} = 5 mV. Na podstawie przeprowadzonych pomiarów określić pasma częstotliwości przenoszonych przez łącze indukcyjne - przyjmując za dolną i górną częstotliwość graniczną te częstotliwości, przy których napięcie wyjściowe spadnie o 3 dB w stosunku do napięcia wyjściowego przy częstotliwości środkowej.



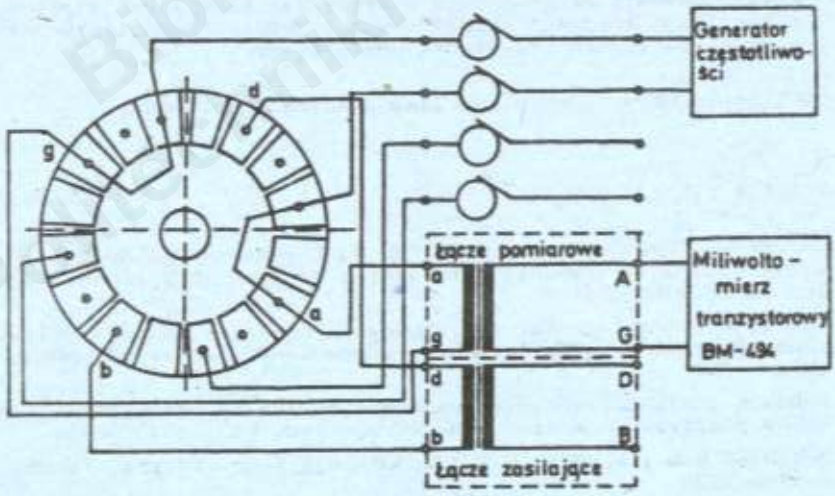
Rys. 16. Urządzenie do badania łączy pomiarowych i zasilających: 1 - prądnica tachometryczna TPR, 2 - indukcyjny czujnik prędkości obrotowej SM-1, 3 - silnik PTT-16, 4 - rygiel, 5 - tarcza silnika, 6 - część pomiarowa wału, 7 - tarcza stykowa nieruchoma, 8 - łącze stykowe, 9 - łożysko toczne wału, 10 - elementy łącza małej częstotliwości z modulacją FM, 11 - urządzenie przekazujące łącza m.cz. z modulacją FM, 12 - łącze radiotelemetryczne, 13 - hamulec cierny elektromagnetyczny, 14 - prądnica PTT-16, 15 - łącze indukcyjne m.cz. z modulacją AM, 16 - łoże urządzenia

Politechnika Śląska Biblioteka Główna



Rys. 17. Układ do wyznaczania charakterystyk częstotliwościowych i charakterystyk przetwarzania łączy indukcyjnych m.cz. do przenoszenia sygnałów z modulacją AM, ŁP - łącze pomiarowe, ŁZ - łącze zasilające

b. Wyznaczyć charakterystyki przetwarzania łączy: $U_{wy} = f/U_{we}/$ przy nieruchomym wale, dla łącza zasilającego w zakresie 0 - 5 mV, przy f = 5 kHz, a dla łącza zasilającego w zakresie 0 - 5 V przy f = 5 kHz. Na podstawie pomiarów wyznaczyć błąd nieliniowości charakterystyk przetwarzania obu łączy.



Rys. 18. Układ do wyznaczania charakterystyk: częstotliwościowych i przetwarzania łącza indukcyjnego w czasie wirowania jego części ruchomych

c. Wyznaczyć charakterystyki częstotliwościowe $U_{wy} = g/f/$ przy wirującym wale, w układzie pomiarowym jak na rys. 18. Napięcie wejściowe U_{we} dla łącza pomiarowego i napięcie wyjściowe łącza zasilającego mierzyć poprzez łącze stykowe. Porównać otrzymane charakterystyki z uzyskanymi w punkcie a.

d. Wyznaczyć charakterystyki przetwarzania $U_{wy} = f/U_{we}/$ przy wirującym wale w układzie pomiarowym jak na rys. 18 dla zakresu napięć wejściowych jak w punkcie b. Porównać otrzymane charakterystyki z uzyskanymi w punkcie b.

3.3. Pomiary urządzenia przekazującego /łącza indukcyjnego/ małej częstotliwości do przesyłania sygnałów z modulacją FM

a. Wyznaczyć zależność napięcia wyjściowego U_{wy} cewki nieruchomej od jej odległości d od cewki ruchomej. Napięcie zasilające cewkę ruchomą wynosi 5 V i częstotliwość w zakresie 5 - 10 kHz. Odległość d mierzyć śrubą mikrometryczną, którą ustala się położenie cewki nieruchomej.

3.4. Pomiar momentu skręcającego z wykorzystaniem łącza stykowego i łącza indukcyjnego z zastosowaniem wzmacniacza tensometrycznego TT-4c jako urządzenia pomiarowego

Obciążenie wału zadawać hamulcem elektromagnetycznym.

L i t e r a t u r a

1. CIEMUST L.: Kolektory rtęciowe PAA do przekazywania sygnałów elektrycznych z elementów wirujących do aparatury pomiarowej. Warszawa: NDWM 1981

2. CIEMUST L.: Przetworniki rezystancji i napięcia na częstotliwość łącza elementów łącza telemetrycznego TMM-1. Warszawa: NDWM 1972

3. FOBER S., DYMEK F.: Łącze transformatorowe do przesyłania sygnałów pomiarowych z elementów wirujących, PAA, 1973 nr 5

4. GRUZDZEW S.L., PROSCIN F.M.: Impulsnaja tensometria, "Energia" Moskwa 1976

5. HAGEL H.: Mierniictwo dynamiczne, Warszawa: WNT 1975

6. KACZMAREK Z.: Pobieranie i przekazywanie informacji pomiarowej z ruchomej części maszyny w warunkach dużych narażeń mechanicznych. Praca doktorska. Wrocław 1976

7. KACZMAREK Z.: Urządzenie do bezpośredniego pomiaru momentu obrotowego wiertarek, Cuprum 1975 nr 4

8. KACZMAREK Z., WŁODARCZYK L.: Łącza pomiarowe i zasilające stosowane w pomiarach ruchomych elementów maszyn, Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, Elektryka 12, 1983

9. LEDEWIG H.: Drehmomentmesswellen hoher Genauigkeit mit berührungsloser Übertragung der Messwertsignale, Philips in Forschung und Fertigung 16/4.

10. Grunbaum Drehmomentmessungen an Nockenwellen von Diselmotoren, Messtechnische Briefe HBM 1985 nr 2

11. Katalog Firmy Philips Machine Monitoring Systems 1979/80

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

Biblioteka Główna
Politechniki Świętokrzyskiej

Ć w i c z e n i e 5

POMIARY SIŁ SKUPIONYCH

1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest poznanie metod pomiaru sił z wykorzystaniem przetworników tensometrycznych i magnetosprężystych, wyznaczenie charakterystyk statycznych i dynamicznych tych przetworników oraz poznanie wybranych zagadnień ważenia elektrycznego.

2. Podstawy teoretyczne

2.1. Wprowadzenie

Biorąc za podstawę fizyczne skutki działania siły: przyspieszenie i odkształcenie, można sformułować trzy podstawowe zadania miernictwa sił /rys. 1/:

1/ pomiar sił działających na przyspieszane masy,

2/ pomiar siły ciężenia /właściwie masy/ przy znanym przyspieszeniu ziemskim g - ważenie,

3/ określenie siły przez pomiar deformacji /odkształcenia/.

Zadanie /1/ można sprowadzić, przy znanej masie ciała, do pomiaru przyspieszenia. Zagadnienie to zostanie omówione w ćwiczeniu 9. Przedmiot miernictwa sił omówiony w ćwiczeniu stanowią więc zadania 2 i 3.

Podstawowym zagadnieniem w miernictwie sił jest doprowadzenie siły do czujnika. Typowy model zjawiska doprowadzenia siły do czujnika przedstawiono na rys. 2. Działanie czujnika siły można opisać operatorem pomiaru

$$u = \varphi\ /F,Q,R,W/ \qquad /1/$$

gdzie:

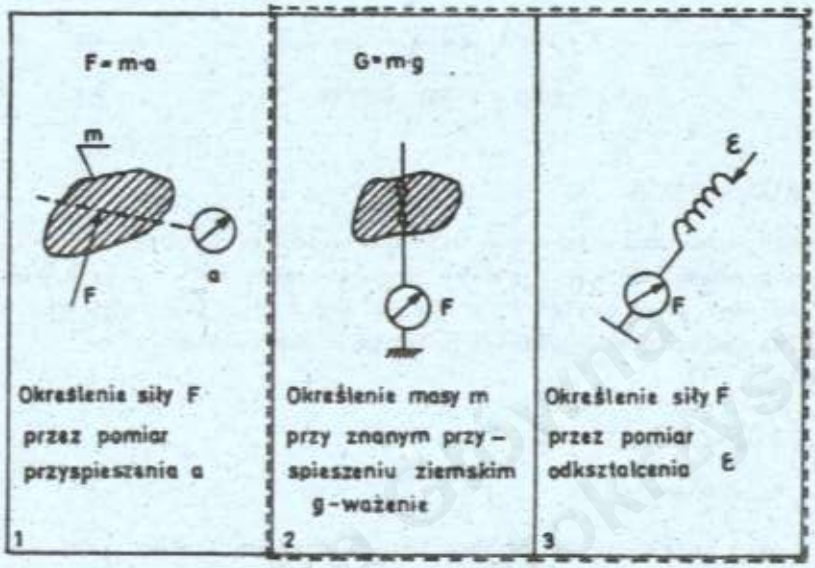
u - wyjściowa wielkość skalarna,

F - wektor mierzonej siły,

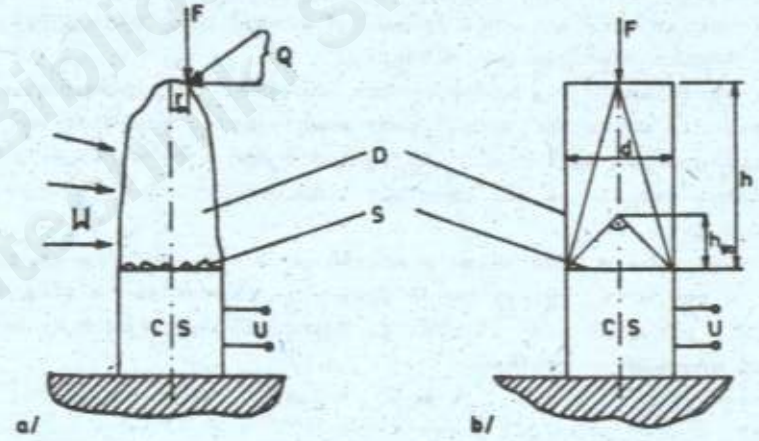
Q - wektor sił pasożytniczych,

R - wektor nierównomierności rozkładu sił,

W - wektor czynników wpływowych.



Rys. 1. Podstawowe zadania miernictwa sił



Rys. 2. Model zjawiska doprowadzenia siły do czujnika w warunkach: a/ rzeczywistych, b/ idealnych; CS - czujnik sił, D - element doprowadzający siłę, S - powierzchnia styku

Wektor sił pasożytniczych Q zdeterminowany jest siłami poprzecznymi, momentami gnącymi i skręcającymi. Nierównomierny rozkład naprężeń w elemencie sprężystym czujnika jest spowodowany głównie elementami stykowymi. Przy idealnym doprowadzeniu siły do czujnika wektor nierównomierności rozkładu naprężeń R = 0. W pomiarach sił statycznych, dla zagwarantowania równomiernego rozkładu naprężeń, wybiera się wysokość h elementu doprowadzającego siłę do czujnika, zgodnie z zasadą de Saint-Venante'a, z warunku [1]

$$h > /1 \div 2/d \qquad /2a/$$

lub przy mniejszych wymaganiach, dotyczących nierównomierności naprężeń w elemencie sprężystym, z należności

$$h_{90} = \frac{d}{2} \qquad /2b/$$

W pomiarach sił szybkozmiennych, równomierny rozkład średnich wartości naprężeń, w przekrojach poprzecznych elementu sprężystego, uzyskuje się dla odległości h, liczonych od punktu doprowadzenia siły, spełniających warunek[4]

$$h > 5d \qquad /3a/$$

Równomierny rozkład chwilowych wartości naprężeń, gwarantują odległości h, spełniające warunek [4]

$$h > 10d \qquad /3b/$$

gdzie:

d - maksymalny poprzeczny wymiar elementu doprowadzającego siłę

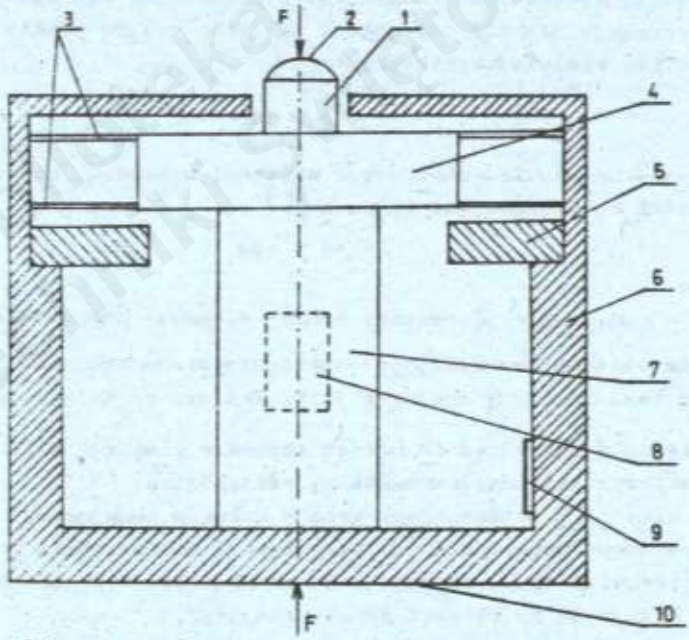
Bez względu na zasadę przetwarzania można zbudować podstawowy układ konstrukcyjny czujnika siły. Zawiera on dwie grupy elementów.

Elementy bezpośrednio uczestniczące w pomiarze siły określające charakterystyki przetwarzania są następujące:

- element przetwarzający wraz z układem sumującym,
- element doprowadzający siłę wraz z powierzchnią przejmującą,
- rozdzielacz /przejmuje siłę od elementu doprowadzającego i przekazuje ją na element przetwarzający/,
- selektor /wybiera mierzoną siłę z sił działających na przetwornik, zmniejsza wpływ sił pasożytniczych/,
- urządzenie przeciążeniowe /zabezpiecza elementy mechaniczne czujnika przed uszkodzeniem/,

- obudowa czujnika /jeśli bezpośrednio bierze udział w pomiarze/.

Elementy nie uczetniczące bezpośrednio w pomiarza siły /np. dławiki uszczelniające, listwy montażowe/, znajdują się wewnątrz obudowy czujnika. Na rys. 3 przedstawiono współdziałanie wszystkich elementów bezpośrednio uczestniczących w pomiarze siły. W zależności od charskterystyki przetwarzania, wyposażenie czujnika może być różne. Często czujniki służące do pomiaru bardzo dużych sił nie mają selektora i rozdzielacza, aby uniknąć stosowania zbyt masywnych elementów. Jeżeli nie występują siły pasożytnicze, można nie stosować selektora. W zależności od przeznaczenia czujnika, jego zakresu pomiarowego, rodzaju mierzonych sił /ściskające, rozciągające/ można wyróżnić wiele form i rozwiązań konstrukcyjnych poszczególnych elementów czujnika. Bliższe dane dotyczące doboru i obliczania poszczególnych elementów czujnika podano w pracy [1].



Rys. 3. Schemat konstrukcyjny czujnika siły. Oznaczenia: 1 - element doprowadzający siłę, 2 - powierzchnia przejmująca siłę mierzoną, 3 - selektor, 4 - rozdzielacz, 5 - zabezpieczenie przed przeciążeniem, 6 - korpus, 7 - element sprężysty, 8 - układ sumujący, 9 - układ elektryczny, 10 - dolna powierzchnia przejmująca

2.2. Tensometryczne czujniki siły

Tensometryczne czujniki siły są obecnie najbardziej uniwersalnymi i dokładnymi czujnikami, stąd ich rola w miernictwie sił jest decydująca. Proces przetwarzania w tensometrycznym czujniku siły, można opisać następującym ciągiem przemian

$$F \rightarrow \sigma \rightarrow \varepsilon_p \rightarrow \varepsilon_t \rightarrow \Delta R/R \rightarrow U_o \qquad /4/$$

Mierzona siła wywołuje naprężenie σ w elemencie sprężystym, który pracuje w zakresie prawa Hooka, co powoduje, że naprężenie σ wywołuje proporcjonalne odkształcenie w elemencie sprężystym

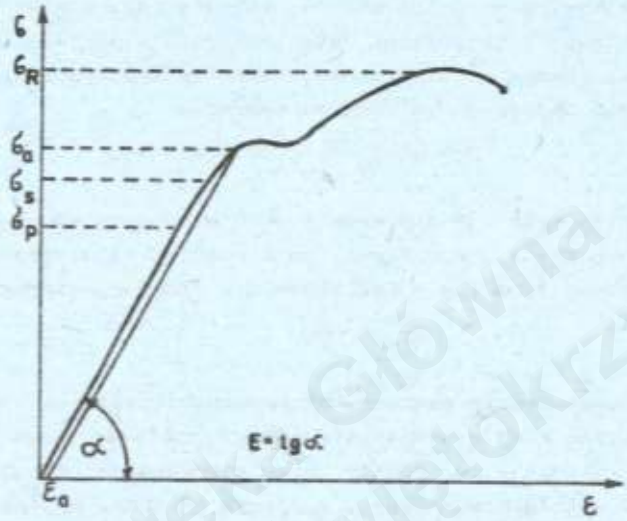
$$\varepsilon_p = \frac{\sigma}{E} \qquad /5/$$

Z kolei, odkształcenie powierzchni elementu sprężystego ε_p, przenosi się poprzez klej na tensometr ε_t, w rezultacie czego zmienia się rezystancja tensometru. Pomiar zmian rezystancji tensometru realizuje się w układzie mostkowym, w którym napięcie wyjściowe U_o jest miarą tych zmian. Tak więc w tensometrycznych czujnikach siły, przetwarznie wielkości mechanicznej i elektrycznej jest rozdzielone. Element sprężysty czujnika przetwarza siłę w odpowiadające jej odkształcenie objętościowe lub powierzchniowe - stanowi więc przetwornik mechaniczny. Tensometr przetwarza odkształcenie powierzchni /na której jest przyklejony/ elementu sprężystego na odpowiadające zmiany rezystancji własnej - stanowi więc przetwornik elektryczny. Właściwości metrologiczne tensometrycznego czujnika siły określają te dwa przetworniki: mechaniczny i elektryczny. Właściwości elementu sprężystego określone są rodzajem materiału, z którego jest wykonany, oraz jego kształtem.

Materiał elementu sprężystego można scharakteryzować właściwościami sprężystymi, ich zmianami w funkcji warunków otoczenia, właściwościami technologicznymi i plastycznymi. Są to podstawowe właściwości, które można określić z wykresu $\sigma = f(\varepsilon)$ otrzymanego w wyniku statycznych badań wytrzymałościowych.

Moduł sprężystości E jest równy stosunkowi σ/ε, w obszarze liniowej części charakterystyki $\sigma = f(\varepsilon)$. Im większe wartości E materiału elementu sprężystego, tym większe siły mogą być mierzone, przy zadanym odkształceniu. Praktycznie wartość E zawiera się

w przedziale $2{,}1 \cdot 10^{11}$ N/m^2 /stal/ do $0{,}2 \cdot 10^{10}$ N/m^2 /żywice epoksydowe/.



Rys. 4. Typowa zależność naprężenia od odkształcenia dla stali. Naprężenia wyznaczające zakresy: σ_p - proporcjonalności, σ_s - sprężystości, ε_a - technicznej sprężystości z pozostałością odkształcenia σ_a, σ_R - wytrzymałości na rozciąganie, E - moduł sprężystości /Younga/

Zakres proporcjonalności σ_p określa naprężenie, dla którego obowiązuje prawo Hooka. Dla $\sigma < \sigma_p$ charakterystyka materiału jest liniowa, po zdjęciu obciążenia materiał wraca do stanu wyjściowego /rys. 4/. Wyznaczenie wymiarów elementu sprężystego wykonuje się w taki sposób, aby dla największego naprężenia σ_{Nmax} powodowanego siłą nominalną, był spełniony warunek

$$\sigma_{Nmax} < \sigma_p$$

Dla stali zwykle przyjmuje się $\sigma_{Nmax} = 150 - 200$ N/m^2.

Zakres sprężystości określa naprężenie σ_s, do którego można obciążyć element bez powstania deformacji szczątkowej. Charakterystyka w tym zakresie staje się nieliniowa. W praktyce określenie σ_s jest trudne, dlatego zamiast parametru σ_s przyjmuje się σ_a,

które daje, po zdjęciu obciążenia, odkształcenie resztkowe ε_a. Jako techniczny przedział sprężystości przyjmuje się wartość σ_a, dla której odkształcenie ε_a, po zdjęciu obciążenia, przyjmuje wartość 0,01. Wymiary elementu sprężystego winny być tak dobrane, aby dla największego naprężenia σ_{max}, występującego w czasie eksploatacji czujnika, spełniony był warunek

$$\sigma_{max} < \sigma_a \qquad /6/$$

Właściwości sprężyste materiału elementu sprężystego uzupełniają jeszcze stałe:

- współczynnik Poissona ν - stosunek odkształcenia poprzecznego do podłużnego, przy jednoosiowym stanie odkształcenia, dla większości materiałów $\nu = 0,3$,
- moduł odkształcenia postaciowego G - określa wartość odkształcenia przy czystym ścinaniu

$$G = \frac{E}{2(1+\nu)} \qquad /7/$$

Stałe materiałowe nie są wartościami absolutnie stałymi, zależą od warunków otoczenia.
Największy wpływ na te stałe ma temperatura i procesy starzenia. Właściwości plastyczne określone są przez trzy podstawowe zjawiska: relaksacji, histerezy oraz wpływ historii materiału. Czynniki te mają decydujące znaczenie w precyzyjnych czujnikach siły, powodując błędy w charakterystyce przetwarzania.

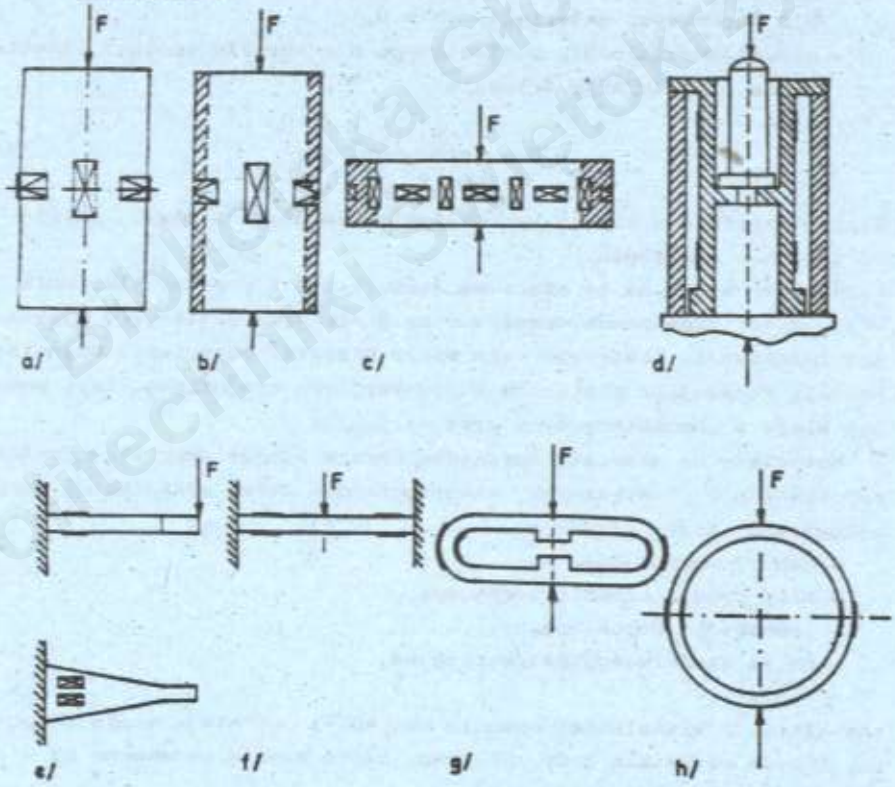
Materiały na elementy sprężyste, oprócz optymalnych właściwości sprężystych i plastycznych, winny posiadać dobre właściwości technologiczne. Winny więc być:

- dobrze obrabialne,
- mieć prostą obróbkę termiczną,
- jednorodną strukturę,
- dobre właściwości antykorozyjne,
- tanie.

Wszystkie te właściwości obecnie najlepiej spełniają stale stopowo, przede wszystkim z Cr, Ni i Mn, które zawsze poddawane są obróbce termicznej.

Kształt elementu sprężystego czujnika siły wybiera się w taki sposób, aby w jego czynnej części istniał tylko prosty rodzaj deformacji. W zależności od rodzaju deformacji wyróżnić można elementy sprężyste:

- podłużne, w których odkształcenia powstają wzdłuż i prostopadle, do kierunku działania siły, przy czym wartość odkształceń obwodowych jest ν razy mniejsza od wartości odkształceń wzdłużnych,
- zginane, w których powstają odkształcenia różnych znaków a przy symetrii elementów o jednakowej amplitudzie,
- skręcane, w których powstają odkształcenia różnych znaków o jednakowej amplitudzie pod kątem 45° w stosunku do naprężeń ścinających.



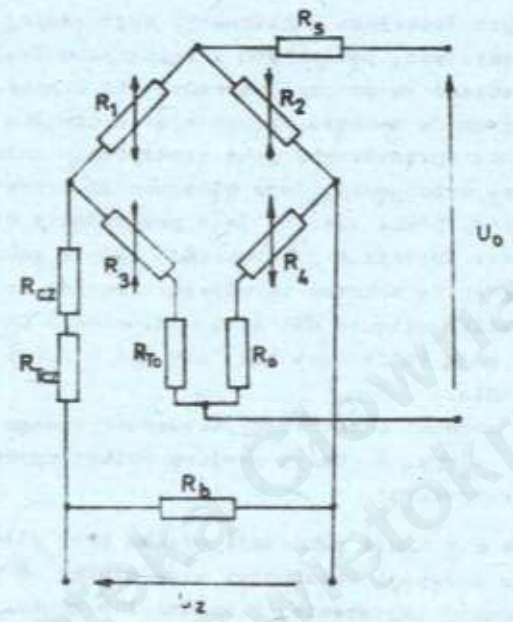
Rys. 5. Konstrukcje elementów sprężystych tensometrycznych czujników siły: a - d podłużne /ściskane-rozciągane/, e - h zginane

Na rys. 5 przedstawiono konstrukcje najczęściej stosowanych elementów sprężystych, podłużnych i zginanych. Podłużne elementy sprężyste stosowane są do przetwarzania sił w zakresie 10 kN - 10 MN. Dolną granice zakresu wyznaczają: minimalny przekrój poprzeczny elementu sprężystego, jaki praktycznie można wykonać, wytrzymałość na wyboczenie, tego elementu oraz wymiary zastosowanych tensometrów. Górna granica jest praktycznie nieograniczona. Zginane elementy sprężyste przetwarzają siły w zakresie 100 N - 10 kN. Dolną granicę zakresu określają: grubość belki, a także zbyt duża strzałka ugięcia dla siły nominalnej. Dla dużych sił elementy zginane mają takie duże rozmiary, że nie znajdują praktycznego zastosowania.

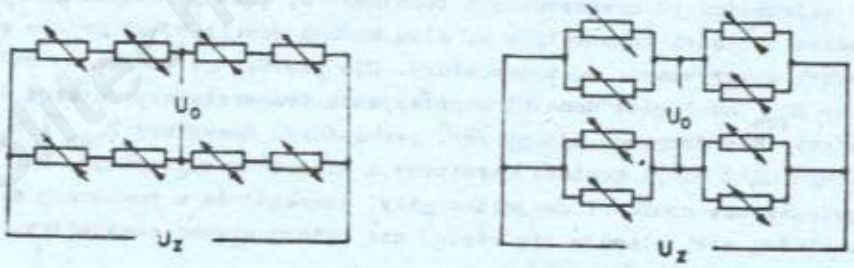
Podstawowy schemat elektryczny tensometrycznego czujnika siły przedstawiono na rys. 6. Układ zawiera cztery czynne tensometry R_1 - R_4 oraz rezystory:

- R_o - do uzyskania równowagi mostka przy sile F =0,
- R_{To} - do korekcji zależności zera mostka od temperatury, wykonany najczęściej z miedzi lub niklu,
- R_{cz} - do ustalenia czułości czujnika,
- R_s - do ustalenia określonej wartości rezystancji wyjściowej,
- R_b - do ustalenia określonej wartości rezystancji wejściowej,
- R_{Tcz} - do kompensacji zmian czułości w funkcji temperatury.

W zależności od zastosowanych tensometrów, może przeważać wpływ zmian czułości tensometrów k, albo modułu Younga E, materiału elementu sprężystego, od temperatury. Dla pierwszego przypadku rezystor R_{Tcz} musi mieć dodatni współczynnik temperaturowy /nikiel lub miedź/ dla drugiego ujemny /np. termistor/. Rezystory R_{Tcz} i R_{To} winny mieć dobry kontakt termiczny z elementem sprężystym. Dla zwiększenia czułości czujników siły, szczególnie w pomiarach dużych wartości sił, stosuje się więcej niż cztery czynne tensometry, w mostku czujnika /rys. 7/.



Rys. 6. Schemat elektryczny tensometrycznego czujnika siły:
$R_1 - R_4$ - tensometry, R_o, R_s, R_{cz}, R_b - rezystory stałe,
R_{To}, R_{Tcz} - rezystory zależne od temperatury



Rys. 7. Schematy połączeń tensometrów w czujnikach siły o zwiększonej czułości

Biblioteka Głowna Politechniki Świętokrzyskiej

Równanie przetwarzania tensometrycznego czujnika siły wynika z równania napięcia nierównowagi mostka

$$U_o = \frac{1}{2} \frac{U_z}{/2 + \sum \frac{\Delta R_n}{R}/} \left/ \frac{\Delta R_1}{R} - \frac{\Delta R_2}{R} - \frac{\Delta R_3}{R} + \frac{\Delta R_4}{R} \right/ \qquad /8/$$

Jeśli działająca siła F wywołuje następujące zmiany rezystancji tensometrów

$$\Delta R_1 = \Delta R_4 = \Delta R \qquad \Delta R_2 = \Delta R_3 = -\mu \Delta R$$

to zależność /8/ przyjmuje postać

$$U_o = \frac{U_z}{2} \frac{\Delta R}{R} \frac{/1 + \mu/}{1 + \frac{\Delta R}{R} /1 - \mu/} \qquad /9/$$

Zazwyczaj zachodzi zależność $\frac{\Delta R}{R} /1 - \mu / \ll 1$. Można więc z dostatecznym przybliżeniem napisać

$$U_o \cong \frac{1}{2} U_z \frac{\Delta R}{R} /1 + \mu/ \qquad /10/$$

Uwzględniając związek $\frac{\Delta R}{R} = k \cdot \varepsilon = k \cdot \frac{\sigma}{E}$ otrzymamy

$$U_o = \frac{1}{2} U_z /1 + \mu/ \frac{k}{E} \sigma \qquad /11/$$

Dla czujników siły z podłużnym elementem sprężystym /rys. 5 c-d/ zależność naprężenia σ od siły F ma postać $\sigma = \frac{F}{A}$, gdzie A - pole przekroju elementu sprężystego, a mnożnik μ odpowiada liczbie Poissona i ma wartość $\mu = 0{,}3$. Równanie przetwarzania dla czujników siły z podłużnym elementem sprężystym ma więc postać

$$U_o = 0{,}65\, U_z \cdot \frac{k}{A E} \cdot F \qquad /12/$$

Dla czujników siły z elementem sprężystym zginanym /rys. 5c/ zależność naprężenia σ od siły F ma postać $\sigma = \frac{F \cdot l}{w}$, gdzie w - wskaźnik przekroju belki na zginanie, a mnożnik μ ma wartość 1.

Równanie przetwarzania dla tych czujników ma postać

$$U_o = U_z \cdot \frac{k \cdot l}{w \cdot E} \cdot F \qquad /13/$$

Wartość liczbowa czułości tensometrycznych czujników siły z elementami sprężystymi zginanymi i ściskanymi, dla których przy sile nominalnej F_n, wartość odkształcenia $\varepsilon = 1\%$, wynoszą:

$$\frac{U_{on}}{U_z} = 2 \frac{mV}{V} \quad \text{z tensometrami metalowymi} \qquad /14/$$

$$\frac{U_{on}}{U_z} = 120 \frac{mV}{V} \quad \text{z tensometrami półprzewodnikowymi} \qquad /15/$$

Dla czujników z podłużnymi elementami sprężystymi czułości wynoszą 1,3 $\frac{mV}{V}$ z tensometrami metalowymi i 78 $\frac{mV}{V}$ z tensometrami półprzewodnikowymi.

2.3. Magnetosprężyste czujniki siły

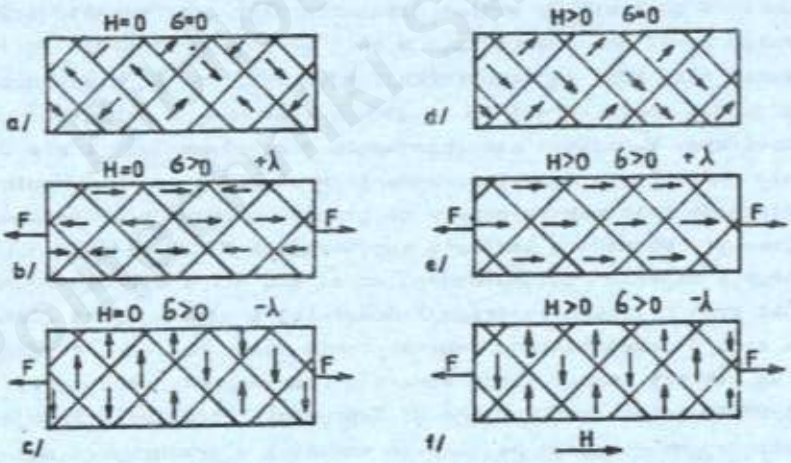
2.3.1. Sprężystość magnetyczna

Materiały ferromagnetyczne wykazują dużą zależność własności magnetycznych, od istniejącego w nich stanu naprężeń mechanicznych. Przebieg tych zjawisk jest złożony i zależny od wielu czynników takich jak: temperatura, struktura krystaliczna, skład chemiczny. Do zjawisk występujących w ferromagnetykach, pod wpływem działania pól magnetycznych i naprężeń mechanicznych należą:

- zjawisko magnetostrykcji liniowej, polegające na występowaniu odkształceń lub naprężeń mechanicznych, pod wpływem zmian indukcji magnetycznej /efekt Joule'a/,
- zjawisko magnetosprężystości, polegające na zmianie indukcji magnetycznej, przy stałym natężeniu pola magnetycznego, pod wpływem naprężeń mechanicznych /efekt Vilariego/,
- efekt Wiedemana, polegający na skręcaniu ferromagnetyka, poddanego jednoczesnemu działaniu dwóch wzajemnie prostopadłych pól magnetycznych,
- efekt odwrotny do zjawiska Wiedemana, polegający na zmianie własności magnetycznych elementu ferromagnetycznego, poddanego naprężeniom skręcającym.

W magnetosprężystych czujnikach siły wykorzystuje się: efekt Villariego i odwrotne zjawisko Wiedemanna. Zjawisko sprężystości magnetycznej można wyjaśnić na podstawie teorii domen Pierra Weissa. Zgodnie z tą teorią, każdy ferromagnetyk składa się z dużej ilości małych obszarów namagnesowanych samorzutnie do nasycenia, w jednym z kierunków łatwego magnesowania. Obszary te noszą nazwę domen. Każda domena zawiera wiele atomów, których momenty magnetyczne /spiny/ są zorientowane równolegle. Domeny są więc magnesowane do nasycenia, bez udziału zewnętrznego pola magnetycznego. Wypadkowe pole magnetyczne domen charakteryzuje wektor magnetyzacji I_s /lub magnetyzacja/. Wektor magnetyzacji definiowany jest jako różnica indukcji magnetycznej B w danym ciele i w próżni B_o, przy tym samym natężeniu pola H. $I_s = B - B_o$.

W krysztale, zależnie od typu siatki, wyróżnia się kilka kierunków łatwego magnesowania, dlatego zawsze istnieje możliwość takiego ustawienia kierunków wektorów magnetyzacji domen, że wypadkowy moment magnetyczny całej próbki jest równy zero /rys. 8a/.



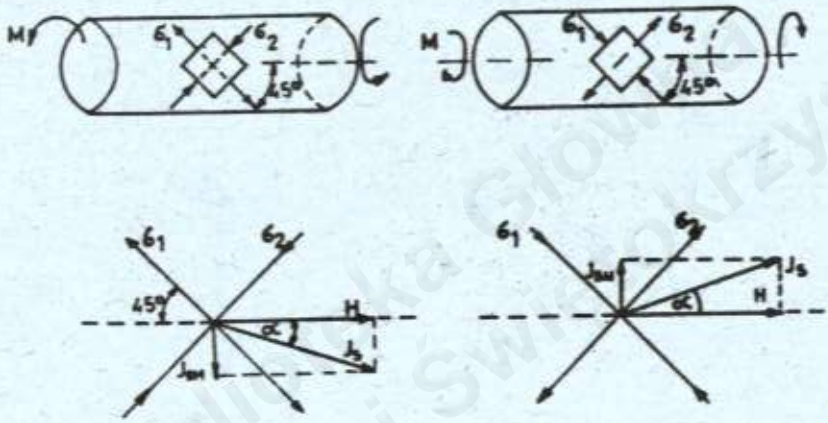
Rys. 8. Kierunki wektorów magnetyzacji domen ferromagnetyka o dodatniej + i ujemnej - magnetostrykcji, poddanego działaniu a - c/ naprężenia mechanicznego rozciągającego, d-f/ pola magnetycznego i naprężenia mechanicznego rozciągającego

Domeny sąsiadujące ze sobą, ale posiadające różne kierunki magnetyzacji, są oddzielone od siebie warstwą przejściową zwaną ścianą Blocha, wewnątrz której wektor magnetyzacji zmienia kierunek w sposób ciągły. Położenia tych ścian są określone przez nieuniknione naprężenia wewnętrzne. W słabym polu magnetycznym, w wyniku przesunięcia ścian, powiększają się te obszary, których kierunek magnetyzacji jest najbardziej zbliżony do kierunku pola magnetycznego /rys. 8 a,d/. Przy wzroście natężenia pola następuje gwałtowne /skokowe/ przesunięcie granic, związane ze zmianami kierunku wektora magnetyzacji poszczególnych domen. W stanie nasycenia, kierunki wszystkich wektorów magnetyzacji domen są równoległe do kierunku zewnętrznego pola magnetycznego.

Na rys. 8 przedstawiono zachowanie się domen ferromagnetyków o dodatniej i ujemnej magnetyzacji, pod wpływem działania naprężeń mechanicznych. Po przyłożeniu naprężeń mechanicznych do próbki, bez działania zewnętrznego pola magnetycznego, wektory magnetyzacji domen obracają się zgodnie z bliższym kierunkiem głównym, określonym kierunkiem działania naprężenia. Istnieją dwa takie główne kierunki: w obie strony wzdłuż działania siły, przy magnetostrykcji dodatniej /rys. 8b/, lub również w obie strony, prostopadle do linii działania siły, przy magnetostrykcji ujemnej /rys. 8c/, w wyniku czego połowa domen zwraca się w jednym kierunku, a druga połowa w przeciwnym. Wypadkowe namagnesowanie jest równe zero i nie ulega zmianie pod wpływem naprężeń mechanicznych. Przy oddziaływaniu zewnętrznego pola magnetycznego na próbkę, następuje nakładanie się procesów obracania wektorów magnetyzacji domen, od pola magnetycznego i naprężeń mechanicznych /rys. 8 d e f/. Wypadkowe namagnesowanie próbek o magnetostrykcji dodatniej i ujemnej jest różne.

Na rys. 9 przedstawiono schematycznie wpływ naprężeń skręcających na wektory magnetyzacji elementu ferromagnetycznego, przy oddziaływaniu pola magnetycznego H. Naprężenia normalne, ściskające i rozciągające osiągają największe wartości w przekrojach nachylonych do osi elementu skręcanego pod kątem 45° /rys. 9/. W stanie bez naprężeń mechanicznych, wektor magnetyzacji wyodrębnionego obszaru przyjmuje kierunek energetycznie korzystny, to jest zbliżony do kierunku wektora pola H. Pod działaniem naprężenia rozciągającego, wektor magnetyzacji ustawiłby się równolegle do kierunku działania naprężenia /rys. 8 b c/, a pod działaniem naprężeń ścis-

kających ustawiłby się prostopadle do kierunku działania naprężenia. Tak więc naprężenia rozciągające i ściskające powodują obrót wektora magnetyzacji w tym samym kierunku /rys. 9/. Przy zmianie znaku momentu skręcającego, zmieniają się znaki naprężeń mechanicznych, wskutek czego składowa normalna wektora magnetyzacji zmienia fazę o 180°.

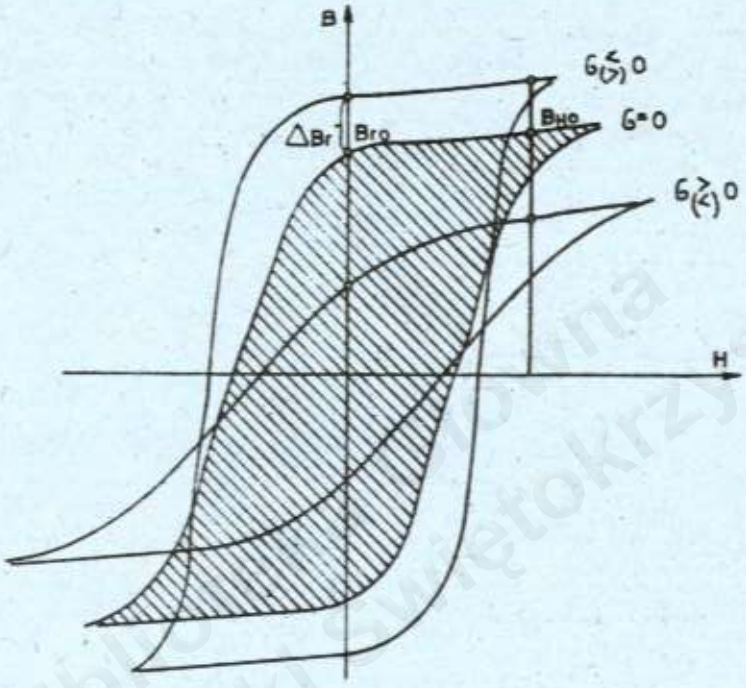


Rys. 9. Wpływ naprężeń mechanicznych, skręcających, na kierunki wektorów magnetyzacji w ferromagnetykach, w obecności pola magnetycznego

2.3.2. Rodzaje czujników magnetosprężystych

Ze względu na zasadę przetwarzania wyróżnić można dwa rodzaje czujników magnetosprężystych: generacyjne i parametryczne. Wśród czujników parametrycznych wyodrębnia się czujniki: działające na zasadzie zmiany wartości przenikalności magnetycznej μ /ze zlokalizowanym w przestrzni polem magnetycznym/ i czujniki anizotropowe / z polem magnetycznym nie zlokalizowanym w przestrzeni/.

Działanie c z u j n i k ó w g e n e r a c y j n y c h, opiera się na zmianie wartości remanencji magnetycznej B_{ro} magnesu stałego /lub indukcji B_{H_o} przy niezmiennej wartości pola H_o/, pod wpływem naprężeń mechanicznych, co wywołuje powstanie siły elektromotorycznej w uzwojeniu nawiniętym na rdzeniu./rys. 10/.



Rys. 10. Wpływ naprężeń mechanicznych na charakterystyki magnesowania ferromagnetyków

Jeżeli założyć, że

$$\Delta B_r = f(\sigma) \approx \alpha \sigma \qquad /16/$$

gdzie:

α - stała zależna od materiału elementu sprężystego,

to zależność siły elektromotorycznej indukowanej w cewce przetwornika o n zwojach ma postać

$$e = -\alpha \cdot s \sum_{k=1}^{n} \frac{d\sigma_k}{dt} = -\alpha \sum_{k=1}^{n} \frac{dF_k}{dt} \qquad /17/$$

Jeżeli szybkość zmian siły nie jest zbyt duża, to zależność /17/ można zapisać w postaci

$$e = -\alpha s n \frac{d\zeta}{dt} = -\alpha n \frac{dF}{dt} \qquad /18/$$

gdzie:

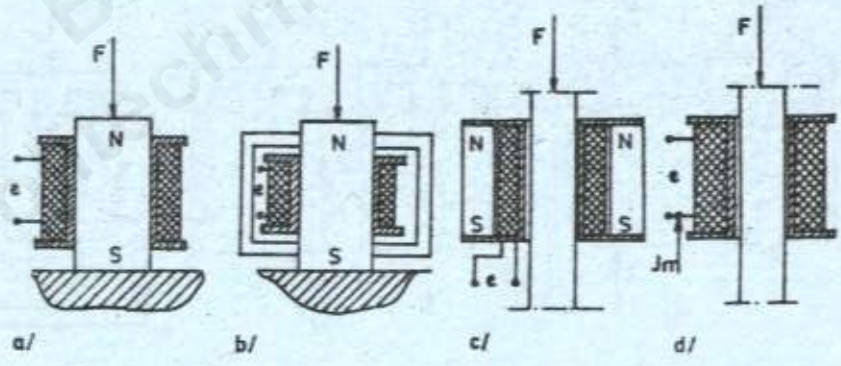
s - przekrój poprzeczny elementu sprężystego,

F - siła.

Na podstawie równania /18/ można sformułować najważniejsze cechy przetworników generacyjnych:

- przetworniki tego typu można stosować do pomiaru sił zmiennych, pomiary sił quasistatycznych są trudne a statycznych niemożliwe,
- wzorcowanie przetworników można przeprowadzić tylko dynamicznie,
- sygnał wyjściowy przetwornika jest proporcjonalny do pochodnej siły, wymagane jest więc całkowanie sygnału,
- sygnał wyjściowy przetwornika siły jest niezależny od przekroju poprzecznego elementu sprężystego.

Na rys. 11 przedstawiono konstrukcje magnetosprężystych przetworników siły, typu generacyjnego. Przetworniki z rys. 11 ab stanowią autonomiczne człony pomiarowe, które można wprowadzać w szereg z mierzoną siłą. W konstrukcjach z rys. 11 cd, elementy sprężyste przetworników stanowią części lub elementy urządzeń, w których chcemy dokonać pomiaru sił.

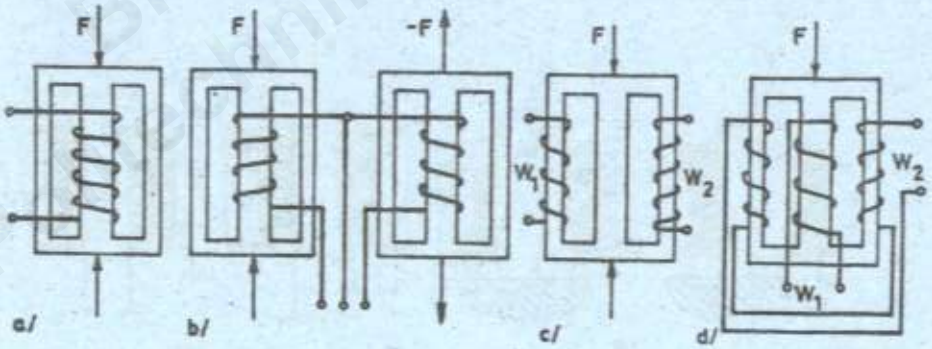


Rys. 11. Konstrukcje magnetosprężystych czujników siły typu generacyjnego

C z u j n i k i p a r a m e t r y c z n e działają na zasadzie zmiany przenikalności magnetycznej μ, mają element sprężysty wykonany w taki sposób, że kształt pola magnetycznego w tym elemencie nie ulega zmianie pod wpływem obciążenia mechanicznego. Osiąga się to dzięki małemu przekrojowi poprzecznemu elementu sprężystego. Przez ten przekrój przepływa prawie cały strumień magnetyczny, niezależnie od stanu obciążenia elementu sprężystego. Miarą efektu magnetosprężystego w tych czujnikach jest współczynnik czułości naprężeniowej, definiowany jako

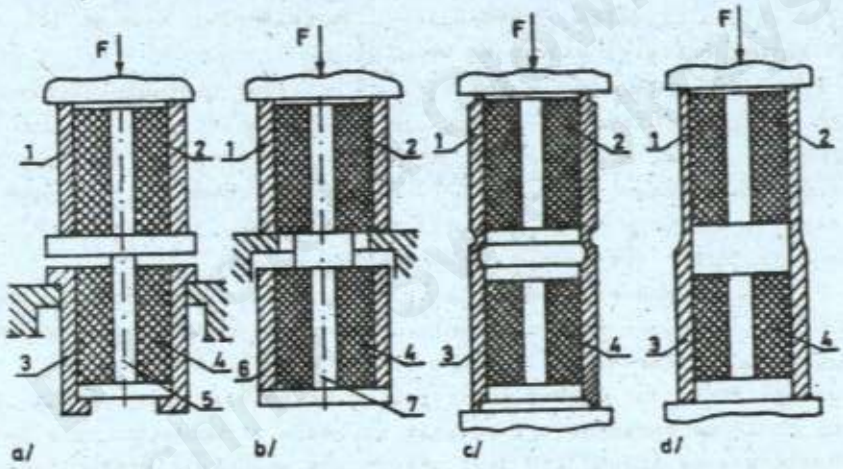
$$s = \frac{\frac{\Delta\mu}{\mu}}{\sigma} \qquad /19/$$

Podstawowe układy parametrycznych czujników magnetosprężystych, wykorzystujących w działaniu zmianę przenikalności magnetycznej, przedstawiono na rys. 12. W czujnikach dławikowych /rys. 12ab/, pod wpływem działającej siły i wytwarzanych naprężeń zmienia się przenikalność rdzenia, w rezultacie zmienia się również indukcyjność własna cewki. W czujnikach transformatorowych /rys. 12cd/ zmiana przenikalności magnetycznej, wywołana mierzoną siłą, powoduje zmianę współczynnika indukcyjności wzajemnej M między uzwojeniami pierwotnym w_1 i wtórnym w_2, w wyniku czego w uzwojeniu wtórnym indukuje się siła elektromotoryczna.



Rys. 12. Układy parametrycznych czujników magnetosprężystych, działających na zasadzie zmiany przenikalności magnetycznej: a/ dławikowy, b/ dławikowy różnicowy, c/ transformatorowy, d/ transformatorowy różnicowy

Układy niesymetryczne /rys. 12 a,c/ nie mają praktycznego znaczenia, ze względu na kiepskie własności metrologiczne. W praktyce stosowane są czujniki w układach symetrycznych /rys. 12 b,d/. Na rys. 13 przedstawiono przykładowe konstrukcje symetrycznych czujników dławikowych. Symetrię elektryczną i mechaniczną ma czujnik z rys. 13a. Pozostałe konstrukcje z rys. 13 bd mają symetrię elektryczną, nie są natomiast symetryczne względem działającej siły. Czujnik z rys. 13 d posiada pozorną symetrię mechaniczną wtedy, gdy głębokość wnikania zmiennego pola magnetycznego jest mniejsza, niż grubość cienkiej części elementu sprężystego 1.



Rys. 13. Konstrukcje symetrycznych magnetosprężystych czujników dławikowych: a/ układ różnicowy, b-c/ niesymetryczny względem siły, d/ pozorna symetria, 1,3 - aktywne elementy sprężysto, 2,4 - cewki, 5 - trzpień rozciągający element 3, 6 - pasywny element sprężysty, 7 - trzpień łączący czynny i pasywny przetwornik mechaniczny

Czujniki anizotropowe mają element sprężysty wykonany w taki sposób, że kształt pola magnetycznego w tym elemencie ulega zmianie, wraz ze zmianą obciążenia mechanicznego. Osiąga się to dzięki wykonaniu elementu sprężystego jako obwodu magnetycznego o dużym przekroju poprzecznym, w którym rozkład pola magnetycznego nie jest zniekształcony warunkami brzegowymi. Wynikiem działania naprężeń mechanicznych jest zmiana kształtu pola magnetycznego, wykorzystana w czujnikach transformatorowych do zmiany wartości indukcyjności wzajemnej. Sposób działania czujników anizotro-

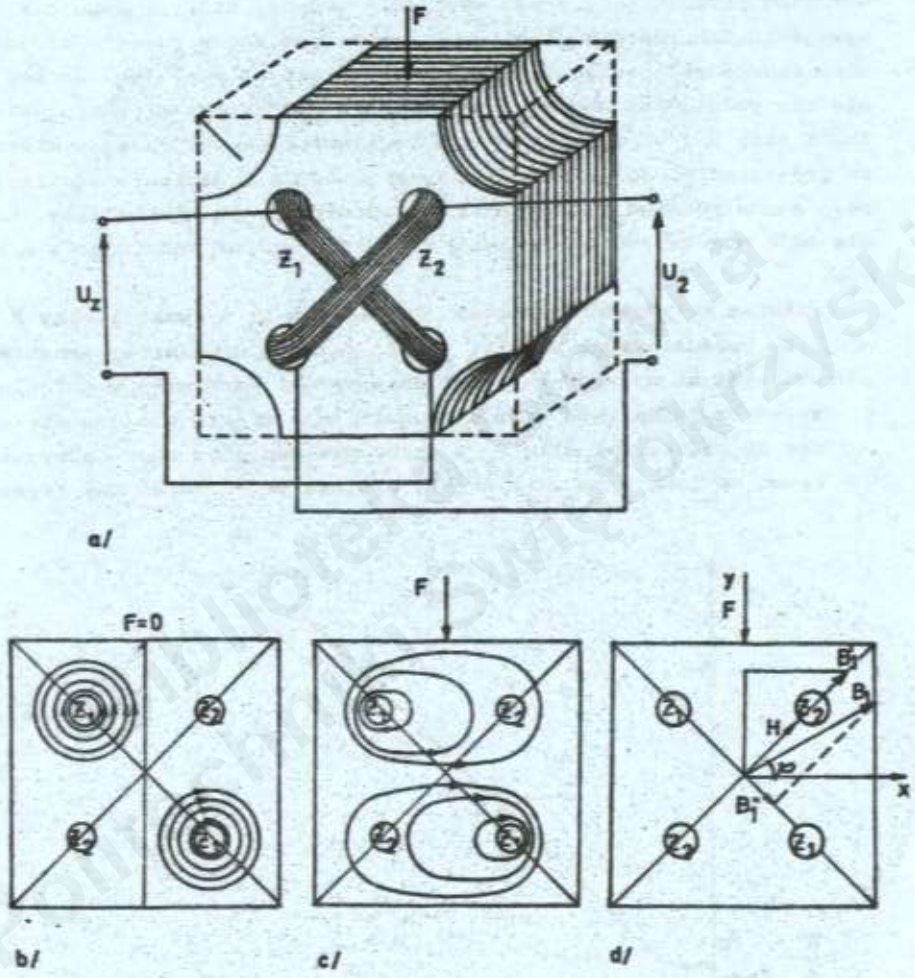
powych zależy w głównej mierze od wzajemnej orientacji pól: magnetycznego i naprężeń mechanicznym. Wyróżnia się trzy podstawowe przypadki, dla których kąty zawarte pomiędzy wektorami pól: magnetycznego i mechanicznego wynoszą 45°, 90° i 0°.

Najważniejszą grupę magnetosprężystych czujników anizotropowych stanowią czujniki ze skrzyżowanymi uzwojeniami, w których kąt pomiędzy kierunkami działania siły a wektorem pola magnetycznego /bez obciążenia mechanicznego/ wynosi 45°. Nazywa się je często presduktorami. Presduktor stanowi pakiet płytek ze stali transformatorowej, zaopatrzony w cztery otwory, symetrycznie rozmieszczone na przekątnych pakietu /rys. 14a/. Przez otwory nawinięte są dwa niezależne uzwojenia, uzwojenie pierwotne na jednej przekątnej pakietu, wtórne na drugiej,

Płaszczyzny uzwojeń tworzą kąt 45°, względem kierunku działania siły. Płytki dobiera się w taki sposób, aby pakiet pod względem magnetycznym był możliwie jak najbardziej izotropowy, tzn. aby przenikalność magnetyczna pakietu w kierunku równoległym i prostopadłym do kierunku działania siły, była możliwie jednakowa. Działanie czujnika jest następujące.

Prąd płynący w uzwojeniu pierwotnym wywołuje pole magnetyczne, którego wektor H w środku czujnika jest prostopadły do płaszczyzny uzwojenia pierwotnego, a więc leży w płaszczyźnie uzwojenia wtórnego /rys. 14d/. Przy izotropowych właściwościach rdzenia, bez obciążenia mechanicznego, w rdzeniu powstaje strumień magnetyczny, którego wektor indukcji B jest skierowany zgodnie z kierunkiem natężenia pola H. Skoro wektor B leży w płaszczyźnie uzwojenia wtórnego, przeto nie indukuje napięcia w tym uwzojeniu. Linie pola magnetycznego, w rdzeniu nie obciążonego siłą czujnika, mają kształt okręgów współśrodkowych do otworów uzwojenia pierwotnego. Sumaryczna liczba linii pola, przenikających przez płaszczyznę uzwojenia wtórnego, jest równa zero /rys. 14b/. Równa zero jest również SEM indukowana w uzwojeniu wtórnym.

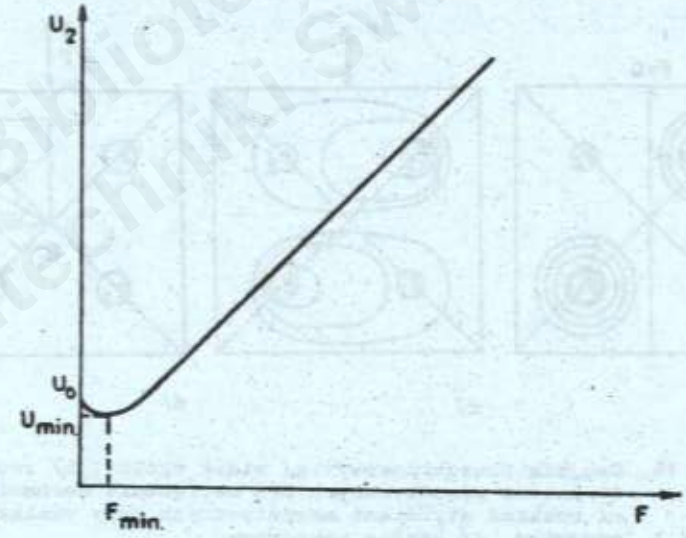
Przy obciążeniu rdzenia czujnika, siłą ściskającą F, warunki magnesowania w kierunkach x i y stają się różne. Dla materiałów odznaczających się magnetostrykcją dodatnią /stal transformatorowa/, kierunek y staje się kierunkiem trudnego magnesowania /porównaj rys. 8 bc/. Wektor indukcji B_1 obraca się pod wpływem siły F o



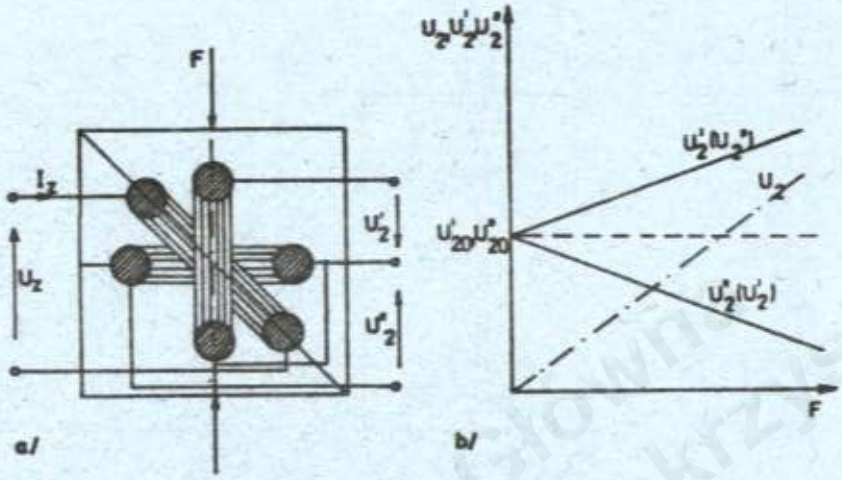
Rys. 14. Czujnik presduktorowy: a/ widok ogólny, b/ rozkład strumieni magnetycznych bez obciążenia mechanicznego, c/ rozkład strumieni magnetycznych przy obciążeniu czujnika, d/ wykres wektorowy

kąt φ. Rzut wektora B_1 na kierunek prostopadły do płaszczyzny wtórnego uzwojenia, wynosi B_1''. Składowa indukcji B_1'' wywołuje strumień przenikający przez uzwojenie wtórne, który indukuje w tym uzwojeniu SEM. Rozkład linii pola magnetycznego w rdzeniu czujnika, obciążonego siłą ściskającą F, przedstawiono na rys. 14c. Zmniejszenie się podatności magnetycznej rdzenia czujnika w kierunku działania siły F i utrzymanie stałej podatności magnetycznej w kierunku prostopadłym do działania siły F powoduje wydłużenie się linii pola magnetycznego, w kierunku prostopadłym do działania siły. Linie pola magnetycznego obejmują uzwojenie wtórne, indukując w nim SEM.

Przebieg zależności napięcia wyjściowego U_2 w funkcji siły F czujnika przedstawiono na rys. 15. Początkowy nieliniowy przebieg charakterystyki spowodowany jest asymetriami mechanicznymi i elektrycznymi czujnika. Dla wyeliminowania tego efektu stosuje się wstępny nacisk na czujnik siłą F_o i wprowadza napięcie kompensacyjne U_o. Pewną odmianą presduktora jest czujnik trójuzwojeniowy /rys. 16/.



Rys. 15. Charakterystyka przetwarzania czujnika presduktorowego

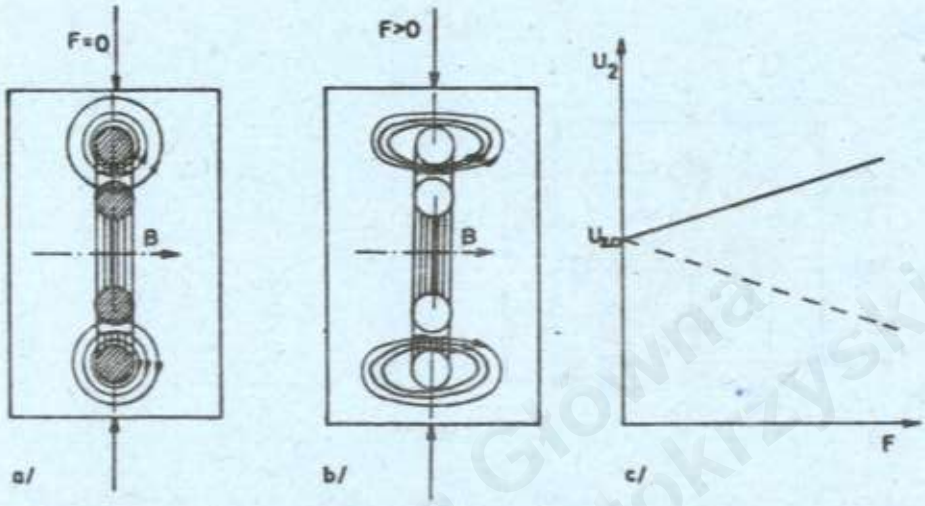


Rys. 16. Anizotropowy czujnik transformatorowy z trzema uzwojeniami: a/ budowa, b/ charakterystyka przetwarzania

Kosztem pewnego skomplikowania konstrukcji uzyskuje się następujące korzyści:

- dostęp do punktu symetrii PS układu, co pozwala na większe możliwości oddziaływania na sygnał,
- znaczne wartości składowych napięć U_2', U_2'', nawet przy małych siłach, pozwalają na stosowanie zwykłych prostowników do zamiany zmiennego napięcia wyjściowego na stałe.

Czujniki anizotropowe, w których kąt pomiędzy kierunkiem działania siły F a wektorem indukcji B wynosi 90° lub 0° /rys. 17/, mają mniejsze znaczenie praktyczne. W stanie nieobciążonym prąd wzbudzenia uzwojenia pierwotnego wytwarza pole magnetyczne podobne do pola w presduktorze /rys. 14/. W odróżnieniu od presduktora, linie pola magnetycznego obejmują uzwojenie wtórne, indukując w nim SEM. Pod wpływem działania siły F, pole magnetyczne deformuje się tak, jak pokazuje rys. 17 b, powodując zmniejszenie lub zwiększenie napięcia wyjściowego czujnika, w zależności od znaku magnetostrykcji. W praktyce, dla uzyskania kompensacji termicznej, czujniki tego typu pracują parami w układzie różnicowym. Jeżeli obrócić czujnik z rys. 17 o kąt 90°, to otrzymamy czujnik, w którym kąt między siłą F a indukcją B wynosi 0°.



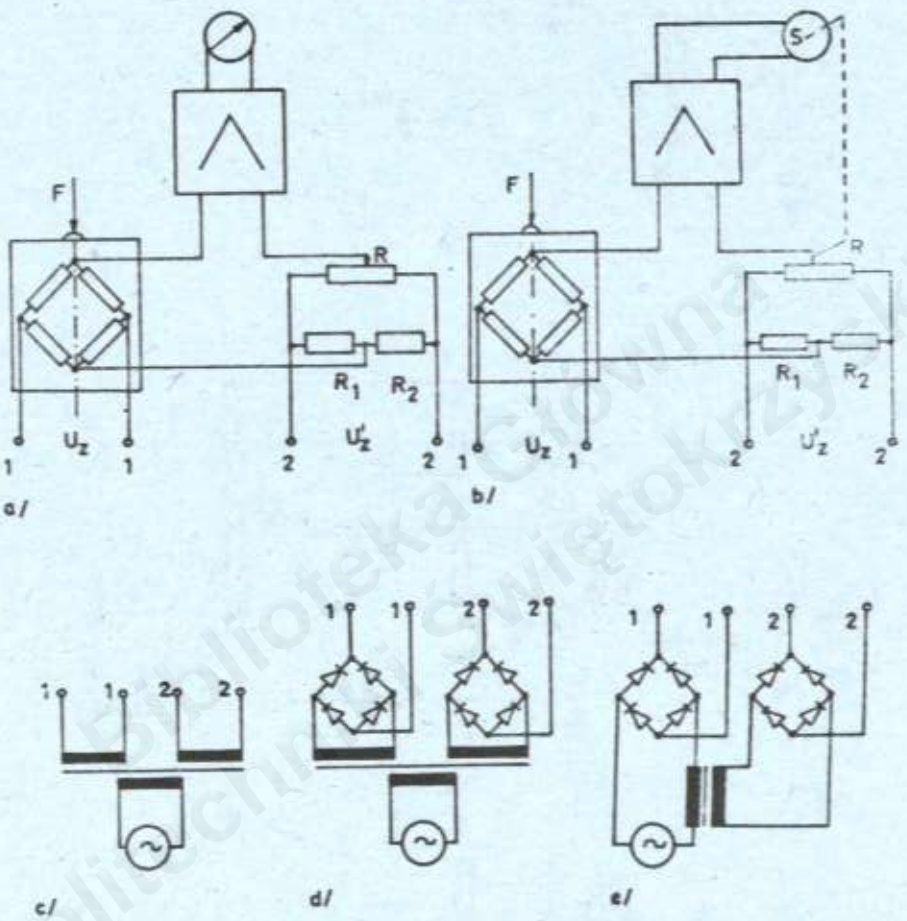
Rys. 17. Anizotropowy czujnik transformatorowy dwuuzwojeniowy, w którym kąt pomiędzy kierunkiem siły F i wektorem indukcji B wynosi 90°. Kształt pola magnetycznego w rdzeniu czujnika: a/ przy sile F = 0, b/ przy sile F > 0, c/ charakterystyka przetwarzania

2.4. Układy pomiarowe z czujnikami tensometrycznymi

Obecnie, w większości zastosowań, tensometryczne czujniki siły współpracują z układami pomiarowymi z modulacją amplitudy, chociaż odporność na zakłócenia tych układów jest niewielka. Coraz większe znaczenie mają układy pomiarowe wykorzystujące metody cyfrowe i częstotliwościowe.

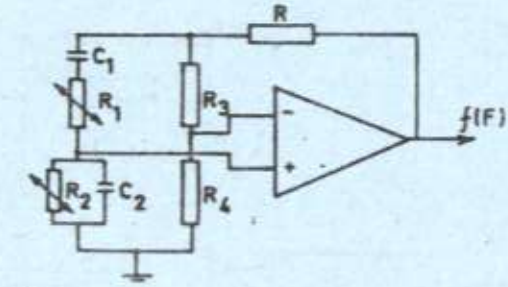
Wychyłowe metody pomiaru, z zasilaniem czujników prądem stałym i zmiennym, omówione dokładnie w ćwiczeniu nr 1, mogą być stosowane w miernictwie sił, jeśli nie ma potrzeby uzyskiwania lepszej dokładności pomiaru niż 1%. Nie wykorzystuje się oczywiście wówczas w pełni właściwości metrologicznych tensometrycznych czujników siły.

Powszechne zastosowanie w miernictwie sił z czujnikami tensometrycznymi znalazły metody kompensacyjne /rys. 18/. Napięcie kompensacyjne uzyskuje się w układzie mostka Wheatstone'a, zbudowanego z precyzyjnych rezystorów R_1, R_2, R i zasilanego napięciem U_z.

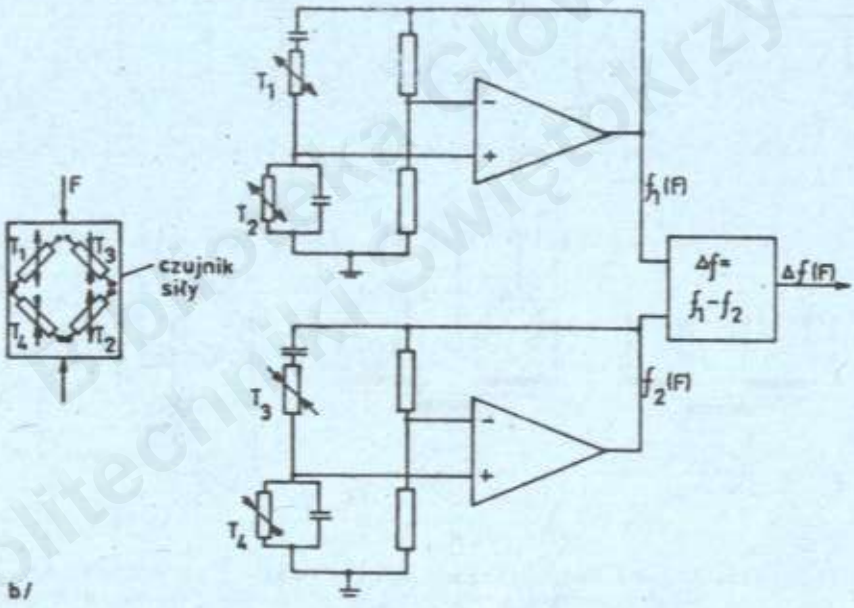


Rys. 18. Układy kompensacyjne pomiaru siły z wykorzystaniem czujników tensometrycznych: a/ z równoważeniem ręcznym, b/ z równoważeniem automatycznym, c/ układ zasilania napięciem zmiennym, d/ układ zasilania napięciem stałym, e/ układ zasilania napięciem stałym o dużej rezystancji wewnętrznej

Różnica napięcia kompensacyjnego i napięcia wyjściowego czujnika siły doprowadzana jest do wzmacniacza. Sygnał wyjściowy wzmacniacza steruje silnik dwufazowy, przesuwający styk rezystora regulacyjnego R w kompensatorze automatycznym /rys. 18b/ lub wychyla wskaźnik w kompensatorze równoważonym ręcznie /rys. 18a/. Rezystor R można wyskalować bezpośrednio w jednostkach siły. Dokładność



a/



b/

Rys. 19. Układy generatora R C do współpracy z tensometrycznymi czujnikami siły: a/ układ podstawowy, b/ układ różnicowy

Politechnika Główna Biblioteka Świętokrzyskiej

komponsacyjnych metod pomiaru sił, zarówno przy zasilaniu czujników prądem stałym jak i zmiennym, wynosi - 10^{-4}. Niedogodnością metod kompensacyjnych jest długi czas pomiaru rzędu 0,1 ÷ 1 s.

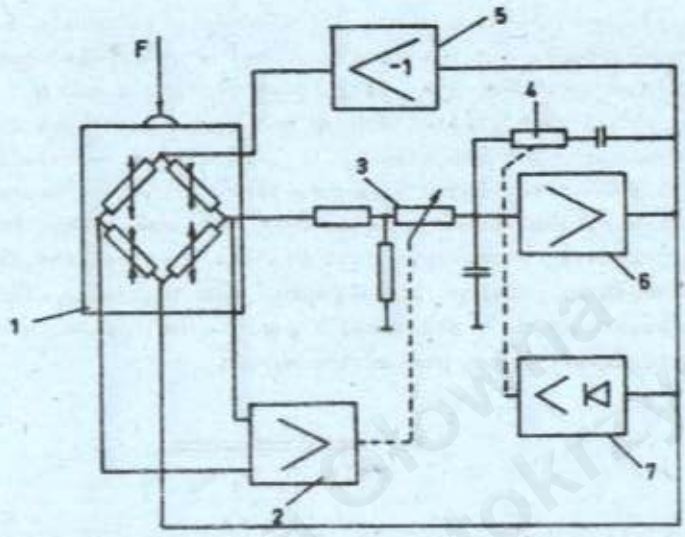
Idea metod częstotliwościowych polega na zastosowaniu elementów rezystancyjnych czujników siły jako elementów ustalających częstotliwość przestrajanych generatorów sygnałów. Tensometryczne czujniki siły współpracują najczęściej z generatorami RC, z których najchętniej stosowanym jest generator z mostkiem Wiena /rys. 19/. Tensometry, poddane jednakowemu odkształceniu, stanowią elementy rezystancyjne w podłużnej i poprzecznej gałęzi mostka Wiena.

Częstotliwość drgań generatora wynosi

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \qquad /20/$$

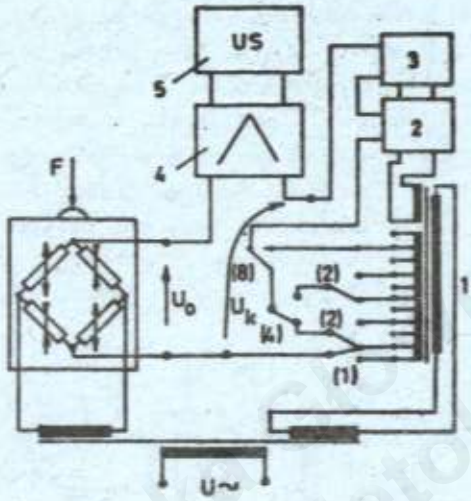
i jest funkcją działającej siły F. Na rys. 19b przedstawiono tensometryczny czujnik siły z wyjściowym sygnałem częstotliwościowym. Tensometry czujnika siły podzielone są na dwie grupy o jednakowej wartości zmian rezystancji. Każda grupa tensometrów stanowi elementy rezystancyjne gałęzi mostka jednego z generatorów. Różnica częstotliwości generatorów jest miarą mierzonej siły. Metoda ta wymaga zastosowania czujników siły, w których tensometry nie są podłączone w układ mostka, nie ma więc zastosowania dla czujników siły znajdujących się w handlu.

Na rys. 20 przedstawiono zasadę działania układu pomiarowego oznaczonego symbolem FALKON, przeznaczonego do współpracy z tensometrycznymi czujnikami siły. Mała, względna zmiana rezystancji metalowych tensometrów czujnika, zamieniana jest przy pomocy elektronicznego układu regulacji, w dużo większe zmiany rezystancji rezystora 3, który stanowi jedną z dwu gałęzi mostka Wiena. Z rezystora 3 mostka Wiena, za pośrednictwem drugiego układu regulacyjnego, wprowadza się sprzężenie zwrotne na rezystancję 4 takie, by spełniony był warunek wzbudzenia generatora. W taki sposób, przy małym rozrównoważeniu mostka czujnika siły, otrzymuje się dużą zmianę częstotliwości generatora /np. przy zmianie siły $F = 0 \div F_n$ otrzymuje się f = 200 ÷ 1200 Hz/, przy bardzo małym błędzie liniowości.



Rys. 20. Zasada działania urządzenia pomiarowego FALCON. Oznaczenia: 1 - czujnik siły, 2 - wzmacniacz kompensatora, 3 - rezystor o modulowanej wzmacniaczem 2 wartości rezystancji /np. fotorezystor/, 4 - rezystor o modulowanej wzmacniaczem 7 wartości rezystancji, 5 - wzmacniacz w obwodzie sprzężenia zwrotnego, 6 - wzmacniacz generatora Wiena, 7 - wzmacniacz regulacyjny

Kompensatory cyfrowe umożliwiają otrzymanie bezpośrednio sygnału cyfrowego. Ich układ podstawowy jest podobny do układu kompensatora automatycznego /rys. 18/. Różnica polega na tym, że precyzyjny rezystor, przeznaczony do równoważenia, wykonany jest nie w postaci stałego rezystora, lecz podzielony na stopnie. Ustawienie sekcji rezystora, odpowiadającej stanowi kompensacji, tworzy zakodowaną cyfrową wielkość wyjściową. Na rys. 21 przedstawiono schemat ideowy kompensatora cyfrowego z indukcyjnościowym dzielnikiem napięcia. Dokładność kompensatorów cyfrowych jest nie gorsza niż 10^{-4}, co pozwala na ich współpracę z tensometrycznymi czujnikami siły wyższych klas dokładności.



Rys. 21. Cyfrowy układ kompensacyjny pomiaru siły z czujnikami tensometrycznymi: 1,2,3 - dzielniki indukcyjnościowe kompensatora cyfrowego, (1), (2), (4), (8)- cyfrowe wartości dzielnika /dekady/, 4 - wzmacniacz kompensatora, 5 - układ sterujący

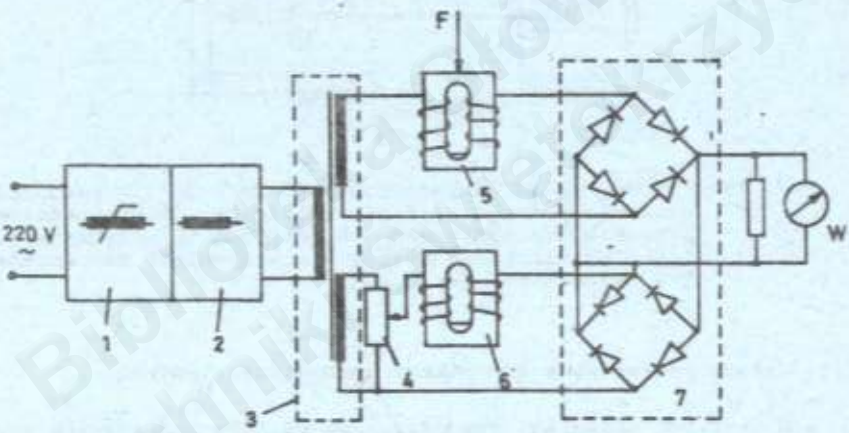
2.5. Układy pomiarowe z czujnikami magnetosprężystymi

Podstawowymi częściami specyficznych układów pomiarowych z czujnikami magnetosprężystymi są: zasilacz, dostarczający zmienny prąd o dużej i stabilnej wartości, do wzbudzenia czujnika oraz prostownik służący do odzyskania sygnału pomiarowego, z sygnału o częstotliwości nośnej otrzymywanego na wyjściu czujnika.

Zaleta czujników magnetosprężystych, jaką jest duża moc sygnału wyjściowego, uzyskiwana jest kosztem dużej mocy zasilania czujników /dla czujników na wielkie siły nominalne, moc zasilania ma wartość setek watów/. Taką dużą moc zasilania, przy prądzie zmiennym, można najłatwiej zrealizować stosując zasilanie czujników napięciem sieci 50 Hz. Mała częstotliwość zasilania ogranicza zakres mierzonych sił do ~ 15 Hz. W przypadku konieczności pomiaru sił o większej częstotliwości stosuje się zasilanie napięciem o częstotliwości 400 Hz. Zasilacz czujników magnetosprężystych składa się z ferromagnetycznego stabilizatora napięcia, transfor-

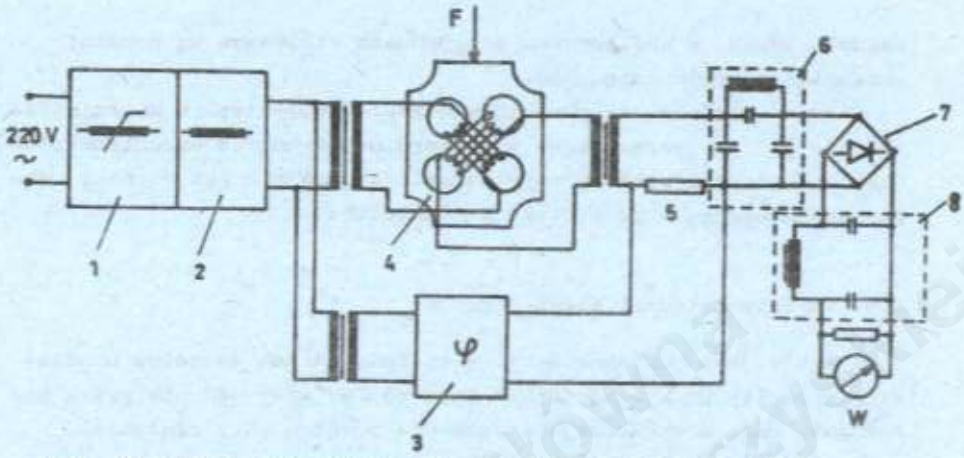
matora zasilającego i dodatkowego dławika.

Układy prostownicze przeznaczone do współpracy z czujnikami magnetosprężystymi, wykonywane są jako proste prostowniki na diodach krzemowach lub germanowych lub jako prostowniki fazoczułe. Te pierwsze wnoszą dodatkowe błędy nieliniowości i błędy temperaturowe, wynikające z nieidealnych charakterystyk diod. Stosowane są w prostych i tanich układach pomiarowych. Prostowniki fazoczułe nie mają wyżej wymienionych wad zwykłych prostowników, stosowane są w bardziej złożonych i dokładnych układach pomiarowych, szczególnie chętnie z czujnikami presdukcyjnymi.



Rys. 22. Układ pomiarowy sił z wykorzystaniem magnetosprężystych czujników dławikowych. Oznaczenia: 1 - ferromagnetyczny stabilizator napięcia, 2 - dławik, 3 - transformator zasilający, 4 - zmienny rezystor do kompensacji napięcia zerowego, 5 - czujnik dławikowy aktywny, 6 - czujnik dławikowy kompensacyjny, 7 - prostownik

Na rys. 22 przedstawiono prosty układ pomiarowy do współpracy z niesymetrycznymi czujnikami dławikowymi. Dla zmniejszenia błędu nieliniowości i błędu temperaturowego, w układzie zastosowano czujnik kompensacyjny 6 o identycznych parametrach, jak czujnik czynny 5. Zmienny rezystor 4 służy do wstępnego wyzerowania układu bez obciążenia.



Rys. 23. Układ pomiarowy sił z wykorzystaniem czujników presduktorowych. Oznaczenia: 1 - ferromagnetyczny stabilizator napięcia, 2 - dławik, 3 - przesuwnik fazowy, 4 - presduktor, 5 - rezystor do kompensacji napięcia zerowego, 6,8 - filtry dolnoprzepustowe, 7 - prostownik

Na rys. 23 pokazano układ pomiarowy sił, z wykorzystaniem czujników presduktorowych, zawierający wszystkie typowe części charakterystyczne dla tego typu układów. Czujnik presduktorowy 4 zasilany jest z zasilacza 1-2 prądem o optymalnej wartości. Dla kompensacji napięcia zerowego U_o /patrz rys. 15/ czujnika, wynikającego z asymetrii mechanicznych i elektrycznych czujnika, w układzie pomiarowym wprowadza się włączony szeregowo w obwód rezystor 5, na którym występuje napięcie równe co do wartości U_o, lecz przeciwnego znaku, otrzymane w układzie przesuwnika fazowego 3.

Dla otrzymania optymalnej liniowości układu, wykorzystuje się tylko harmoniczną podstawową sygnału wyjściowego czujnika. W tym celu stosuje się filtr dolnoprzepustowy 6, silnie tłumiący wyższe harmoniczne. Składowa podstawowa podawana jest do prostownika 7, w filtrze dolnoprzepustowym 8 wyeliminowane są pozostałości częstotliwości nośnej. Zamiast prostownika 7, często stosowany jest prostownik fazoczuły o działaniu i układzie przedstawionym w ćwiczeniu nr 1, w punkcie 2.6.

W większości praktycznych zastosowań układy pomiarowe z przetwornikami magnetosprężystymi nie wymagają wzmacniaczy /jak w przedstawionych układach/. Moc sygnału wyjściowego czujników magnetosprężystych jest wystarczająco duża dla wysterowania mierników

wskazówkowych. W nielicznych przypadkach stosowane są proste wzmacniacze prądu zmiennego.

Główne zastosowania czujników magnetosprężystych w miernictwie sił, to pomiary przemysłowe w szczególnie trudnych warunkach otoczenia /duża wilgotność, zapylenia/. Szczególnie przydatne i rozpowszechnione są w górnictwie i hutnictwie.

2.6. Ważenie metodami elektrycznymi

Ważenie jest pomiarem masy. W zastosowaniach do celów handlowych przepisy państwowe dopuszczają pomiar masy jedynie przez porównanie mas, a wykluczają stosowanie pomiaru siły ciężenia.

W praktyce miernictwa przemysłowego stosuje się powszechnie wyznaczanie masy, przez pomiar siły ciężenia /zadanie 2, punkt 2.1/.

Zadania ważenia w procesach przemysłowych można podzielić na trzy grupy:

1/ mierzenie nieznanej masy /ważenie/,

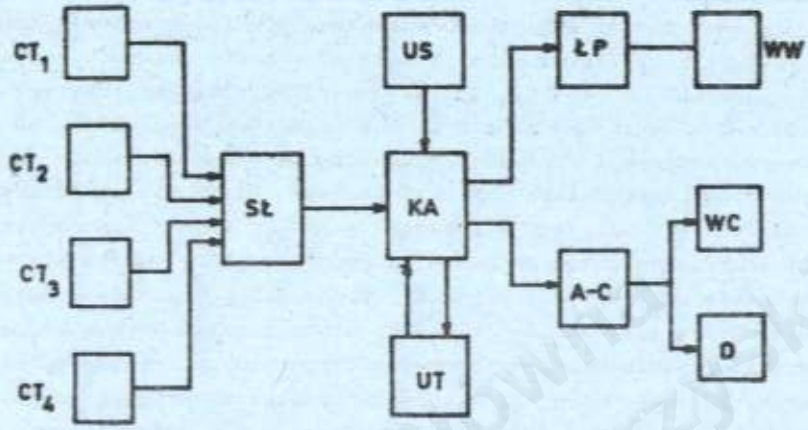
2/ ciągłe mierzenie strumienia masy,

3/ odmierzanie określonej ilości masy.

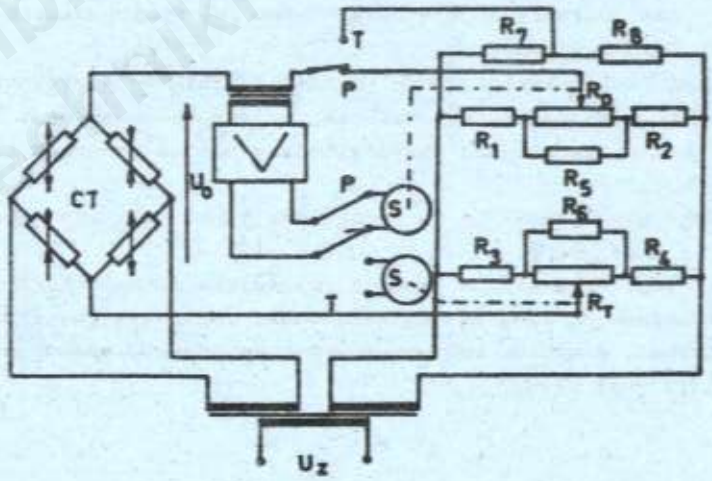
Zadania te realizowane są w praktyce przez następujące typy wag elektrycznych. Do pomiaru masy stosuje się elektryczne wagi pomostowe, dźwigowe i wagi do ważenia pojemników i zbiorników. Do ciągłego mierzenia strumienia masy i całkowitej przetransportowanej masy stosowane są wagi taśmociągowe. Wagi taśmociągowe mogą być stosowane również do odmierzania określonej ilości masy.

Na rys. 24 przedstawiono schemat blokowy wagi tensometrycznej, z której mogą być zestawione dowolne układy ważące przeznaczone do zadania 1.

Ze względu na wysokie wymagania dokładności przy ważeniu, najczęściej stosowanymi czujnikami siły w wagach są czujniki tensometryczne, a przyrządami wyjściowymi wag tensometrycznych, automatyczne kompensatory lub urządzenia z wyjściem cyfrowym. Waga wyposażona jest w układ tarowania UT, który odróżnia ją od układu zwykłego siłomierza oraz często w łącze potencjometryczne ŁP, przekazujące wskazania kompensatora KA, do przyrządu wtórnego WW.



Rys. 24. Schemat blokowy elektronicznej wagi z czujnikami tensometrycznymi. Oznaczenia: $CT_1 \div CT_4$ - czujniki, Sł - skrzynka łączeniowa, KA - kompensator automatyczny, US - układ sterowania, UT - układ tarowania, ŁP - łącze potencjometryczne, WW - wskaźnik wtórny, A - C - przetwornik analogowo-cyfrowy, WC - wyświetlacz cyfrowy, D - drukarka



Rys. 25. Schemat ideowy tensometrycznej wagi z układem automatycznego tarowania

Schemat ideowy wagi tensometrycznej z układem automatycznego tarowania przedstawiono na rys. 25. Działanie układu, w pozycji przełączników P, jest identyczne jak siłomierza tensometrycznego, w którym zastosowano jako przyrząd wyjściowy kompensator automatyczny. W pozycji T przełączników działa układ tarowania równoważący mostek kompensatora przy istniejącym obciążeniu czujników tarą i zapewnieniu zerowego położenia wskaźnika wagi /kompensatora/. Wytwarzanie napięcia kompensującego ciężar tary odbywa się w mostku tarowania /R_3, R_4, R_T, R_7, R_8/, przez zmianę położenia suwaka potencjometru tary R_T. Gałąź R_7, R_8 stanowi gałąź zerową kompensatora. Tarowanie można przeprowadzić ręcznie, zmieniając położenie suwaka potencjometru R_T, w pozycji przełącznika P tak długo, aż potencjometr P_p przyjmie położenie zerowe, lub automatycznie, w pozycji T przełączników, jak na rys. 25.

Wagi taśmociągowe można podzielić na trzy grupy:

1/ wagi grawimetryczne, w których wykorzystuje się oddziaływanie siły ciężkości przenoszonego materiału na układ pomiarowy wagi,

2/ wagi radiometryczne /izotopowe/, w których pomiar obciążenia taśmy wykonywany jest na zasadzie pomiarów promieniowania jonizacyjnego, absorbowanego lub rozpraszanego przez materiał ważony.

Wagi radiometryczne mają ograniczony zakres stosowania ze względu na niedużą dokładność ważenia, 2 ÷ 4% masy ważonej. Zaletą tych wag jest możliwość ich eksploatacji w bardzo trudnych warunkach otoczenia.

Wagi grawimetryczne, ze względu na zasadę działania, można podzielić na dwie grupy:

1/ wagi dodające, w których przesuwana ruchem ciągłym taśma z naniesionym na niej materiałem, ważona jest następującymi po sobie odcinkami, a wyniki kolejnych ważeń są ze sobą sumowane. Masa materiału jest równa

$$M = \sum_{i=1}^{n} m_i \qquad /21/$$

gdzie:

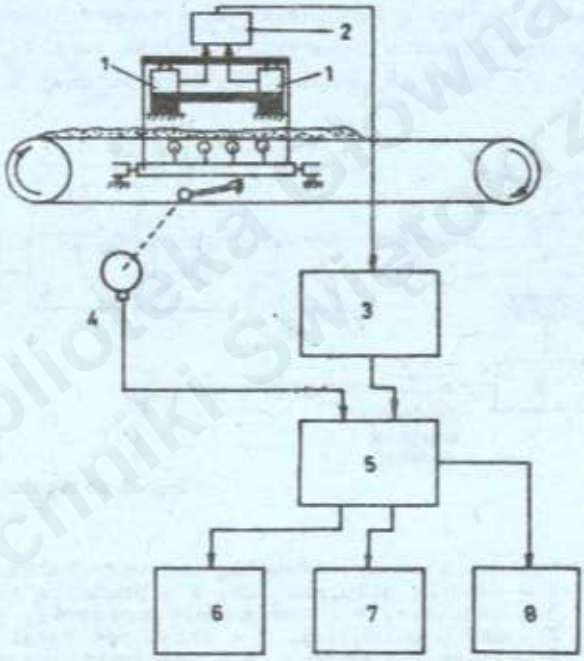
m_i - wynik kolejnych ważeń;

2/ wagi całkujące, w których masa materiału M przeniesionego w skończonym przedziale czasu $\Delta t = t_2 - t_1$ jest całką

$$M = \int_{t_1}^{t_2} W \cdot dt \qquad /22/$$

gdzie:

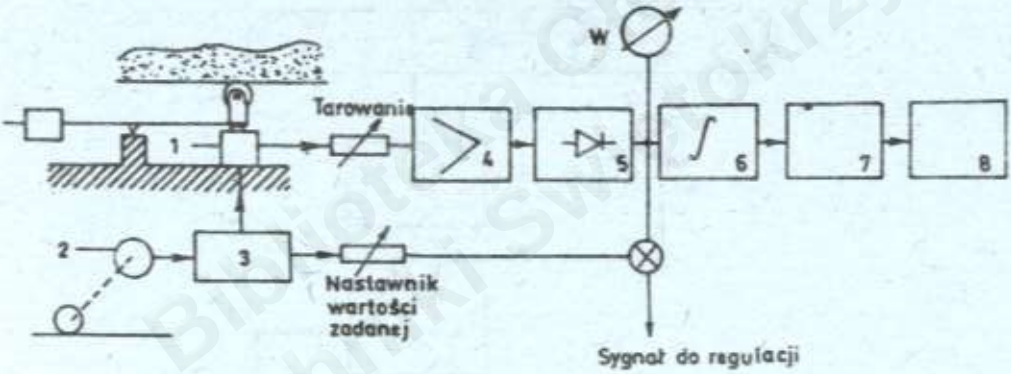
W - chwilowa wydajność przenoszenia, równa iloczynowi chwilowego obciążenia q taśmociągu przez jego prędkość v.



Rys. 26. Schemat blokowy taśmociągowej wagi dodającej: 1 - czujniki siły, 2 - skrzynka łączeniowa, 3 - kompensator cyfrowy, 4 - impulsator, 5 - sumator akumulujący, 6 - licznik masy, 7 - licznik tary, 8 - miernik natężenia przepływu

Na rys. 26 przedstawiono schemat blokowy taśmociągowej wagi dodającej. Siła ciężkości pochodząca od masy materiału znajdującego się w strefie ważenia wagi, oddziaływuje na czujniki nacisku 1 przetwarzające siłę na proporcjonalną wartość napięcia. Sygnał

z czujników przetwarzany jest w kompensatorze cyfrowym 3 na wartość cyfrową, która określa średnią wartość masy w strefie ważenia, przypadającą na odcinek równy stałej impulsatora 4. Stała impulsatora stanowi odcinek drogi, jaką przebędzie taśma między dwoma kolejnymi impulsami, wysłanymi przez impulsator. Impulsator napędzany jest przez poruszającą się taśmę przenośnika, za pośrednictwem rolki pośredniej. Impulsy wyjściowe impulsatora inicjują proces sumowania mas z poszczególnych odcinków taśmy /reprezentowanych przez sygnał wyjściowy z kompensatora/ w sumatorze akumulującym 5. Sumator wyposażony jest w rewersyjny licznik tary 7, licznik całkowitej masy 6 i wskaźnik natężenia przepływu masy 8.



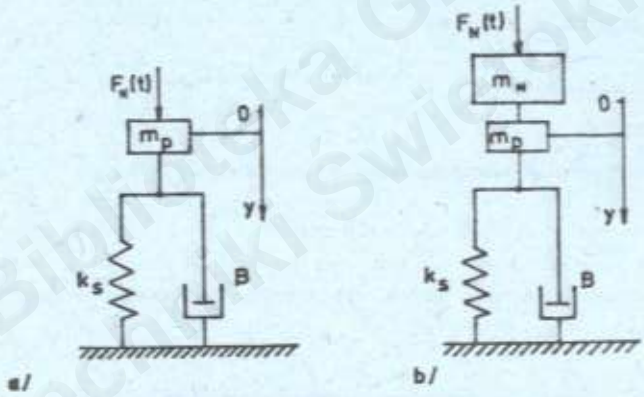
Rys. 27. Schemat blokowy taśmociągowej wagi całkującej:
1 - czujnik siły nacisku, 2 - prądnica tachometryczna,
3 - zasilacz, 4 - wzmacniacz pomiarowy, 5 - detektor,
6 - układ całkujący, 7 - układ generacji impulsów,
8 - licznik sumujący, W - wskaźnik wydajności

Na rys. 27 przedstawiono schemat blokowy taśmociągowej wagi całkującej. Na czujnik siły 1 działa siła odpowiadająca chwilowemu obciążeniu taśmy. Czujnik siły jest zasilany napięciem proporcjonalnym do prędkości przesuwu taśmy z prądnicy tachometrycznej 2. Prądnica tachometryczna napędzana jest poprzez taśmę przenośnika. Sygnał wyjściowy czujnika siły jest więc proporcjonalny do iloczynu obciążenia chwilowego taśmy q i prędkości v taśmy, a zatem do chwilowej wydajności przenoszenia W. Sygnał wyjściowy czuj-

nika po wzmocnieniu we wzmacniaczu 4 i wyprostowaniu doprowadzany jest do wskaźnika wydajności W i integratora 6. Układ generacji impulsów 7 wytwarza impulsy, których liczba jest miarą całkowitej masy przetransportowanego materiału. Impulsy te zliczane są w liczniku 8.

3. Właściwości dynamiczne czujników siły

Przetworniki mechaniczne czujników siły można przedstawić, przy niezbyt dużych prędkościach zmian siły, w postaci układu drgającego o jednym stopniu swobody, złożonego z masy, sprężyny i tłumika /rys. 28a/.



Rys. 28. Układ zastępczy czujnika siły: a/ bez obciążenia, b/ z obciążeniem masą m_N

Równanie ruchu układu drgającego, otrzymane z warunku równowagi sił, ma postać

$$m_p \frac{d^2y}{dt^2} + B \frac{dy}{dt} + k_s \cdot y = F/t/ \qquad /23/$$

gdzie:

m_p - masa przetwornika mechanicznego,

B - współczynnik tłumienia $\left[N \cdot \left(m/s\right)^{-1}\right]$,

k_s - stała sprężyny /sztywność/ określona jako stosunek obciążenia do wywołanego przez nie odkształcenia $\left[N/m\right]$,

y - przesunięcie.

Równanie /23/ można przedstawić w postaci

$$\frac{d^2y}{dt^2} + 2\xi\omega_o \frac{dy}{dt} + \omega_o^2 y = \omega_o \cdot k \cdot F/t/ \qquad /24/$$

przy czym:

ω_o - pulsacja naturalna przetwornika mechanicznego,

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_s}{m_p}} \quad \left[s^{-1}\right], \qquad /25/$$

ξ - tłumienia względne,

$$\xi = \frac{B}{2\sqrt{k_s m_p}} \qquad /26/$$

k - współczynnik wzmocnienia statycznego,

$$k = \frac{1}{k_s}. \qquad /27/$$

Transmitancja operatorowa przetwornika na podstawie równania /24/ ma postać

$$G/s/ = \frac{Y/s/}{F/s/} = \frac{k \cdot \omega_o^2}{s^2 + 2\xi\omega_o \cdot s + \omega_o^2} \qquad /28/$$

Podstawiając do zależności /28/ $s = j\omega$ otrzymamy transmitancję widmową przetwornika

$$G/j\omega/ = \frac{Y/j\omega/}{F/j\omega/} = \frac{k}{1 + j2\xi \frac{\omega}{\omega_o} - \left/\frac{\omega}{\omega_o}\right/^2} \qquad /29/$$

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

Transmitancję widmową najczęściej przedstawia się w postaci charakterystyk częstotliwościowych

- amplitudowej

$$\left|G(j\omega)\right| = \frac{Y_m}{F_m} = \frac{k}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left(2\xi\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \qquad /30/$$

- fazowej

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arc\,tg}\frac{2\xi}{\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}} \qquad /31/$$

W pomiarach sił zmiennych w czasie, istotnym jest zakres charakterystyk, znacznie oddalony od częstotliwości naturalnej f_o. Na rys. 29 przedstawiono, w tym zakresie, wykresy charakterystyk amplitudowych i fazowych, dla wybranych wartości ξ. Dla większości materiałów, z których wykonywane są elementy sprężyste czujników siły, tłumienie jest mniejsze niż 0,1. Oznacza to, że dla interesującego nas zakresu częstotliwości, przesunięcia fazowe praktycznie można pominąć /wykres 29b/, natomiast błędy amplitudowe mogą przyjmować duże wartości /1% przy $\frac{\omega}{\omega_0} = 0{,}1$, 4% przy $\frac{\omega}{\omega_0} = 0{,}2$/. Częstotliwość własna f_o czujnika, choć stanowi ważny jego parametr, nie ma takiego znaczenia jak dla czujnika przyspieszeń czy ciśnień. O możliwościach pomiaru szybkozmiennych sił decydują właściwości dynamiczne całego układu mechanicznego, w którym zbudowany jest czujnik siły.

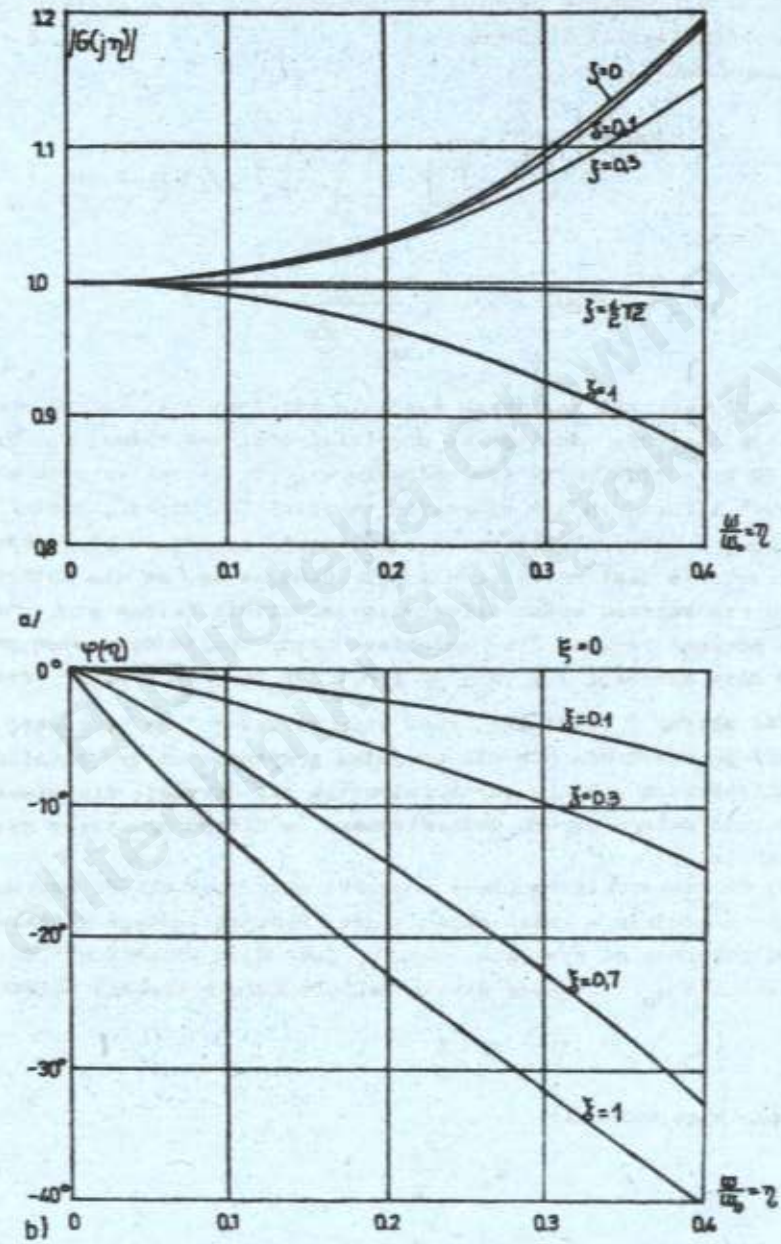
Najprostszym układem pracy czujnika siły jest układ: sztywne podłoże - czujnik - masa obciążająca. Schemat zastępczy takiego układu pokazano na rys. 28b. Masa m_N jest dużo większa niż masa przetwornika m_p. Pulsację własną takiego układu określa zależność

$$\omega_{oN}^2 = \frac{k_s}{m_N} \qquad /32/$$

Uwzględniając związki:

$$k_s = \frac{F_N}{l_N} \qquad /33/$$

$$m_N = \frac{F_N}{g} \qquad /34/$$



Rys. 29. Charakterystyki częstotliwościowe czujnika siły: a/ amplitudowe, b/ fazowe

gdzie:

l_N - całkowte odkształcenie elementu sprężystego czujnika pod wpływem obciążenia nominalnego,

g - przyspieszenie ziemskie,

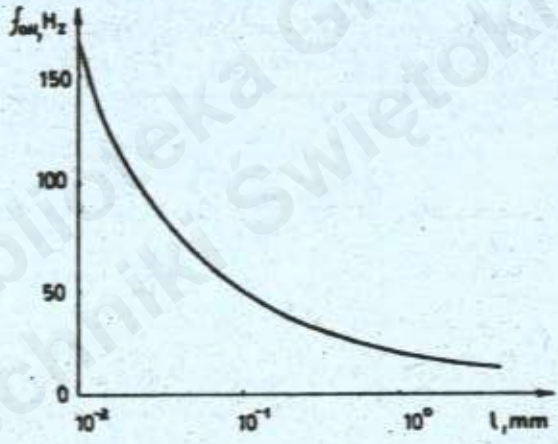
otrzymujemy

$$\omega_{oN} = \sqrt{\frac{g}{l_N}} \qquad /35/$$

lub

$$f_{oN} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g}{l_N}} \qquad /36/$$

Zależność /36/ przedstawiono graficznie na rys. 30.



Rys. 30. Zależność częstotliwości własnej f_{oN} czujnika od całkowitego wydłużenia elementu sprężystego l_N, odpowiadającego obciążeniu nominalnemu

Skoro większość produkowanych przemysłowo czujników siły ma całkowite odkształcenie elementu sprężystego, pod wpływem siły nominalnej ~ 0,1 mm, to częstotliwość naturalna czujnika obciążonego nie przekracza 50 Hz.

Jeżeli czujnik siły jest obciążony masą m różną od nominalnej, taką że

$$m = \alpha \cdot m_N \qquad /37/$$

to częstotliwość własna tak obciążonego czujnika wynosi

$$f_o = f_{oN}\sqrt{\frac{m_N}{m}} = f_{oN}\sqrt{\frac{1}{\alpha}} \qquad /38/$$

3.1. Błędy dynamiczne w pomiarach sił

Czujnik niezniekształcający powinien jednakowo przenosić wszystkie częstotliwości, nie wprowadzając zniekształceń amplitudowych ani fazowych.
Można to zapisać

$$\left|G(j\omega)\right| = k \qquad \varphi(\omega) = 0 \quad \text{lub} \quad \varphi(\omega) = \text{const} \cdot \omega \qquad /39/$$

Czujniki rzeczywiste mają charakterystyki częstotliwościowe odbiegające od charakterystyk idealnych opisanych równaniem /39/. Porównując charakterystyki rzeczywiste z idealnymi, można określić błędy dynamiczne czujników

- amplitudy

$$\delta_A = \frac{\left|G(j\omega)\right| - k}{k} \qquad /40/$$

- fazy

$$\delta_\varphi = \varphi(\omega) \qquad /41/$$

Dla czujników siły z wystarczającą dla praktyki pomiarowej dokładnością, przy założeniu $\xi \to 0$, dynamiczny błąd amplitudy zgodnie z /40/ i /30/ wynosi

$$\delta_A = \left(\frac{f}{f_{oN}}\right)^2 \qquad /42/$$

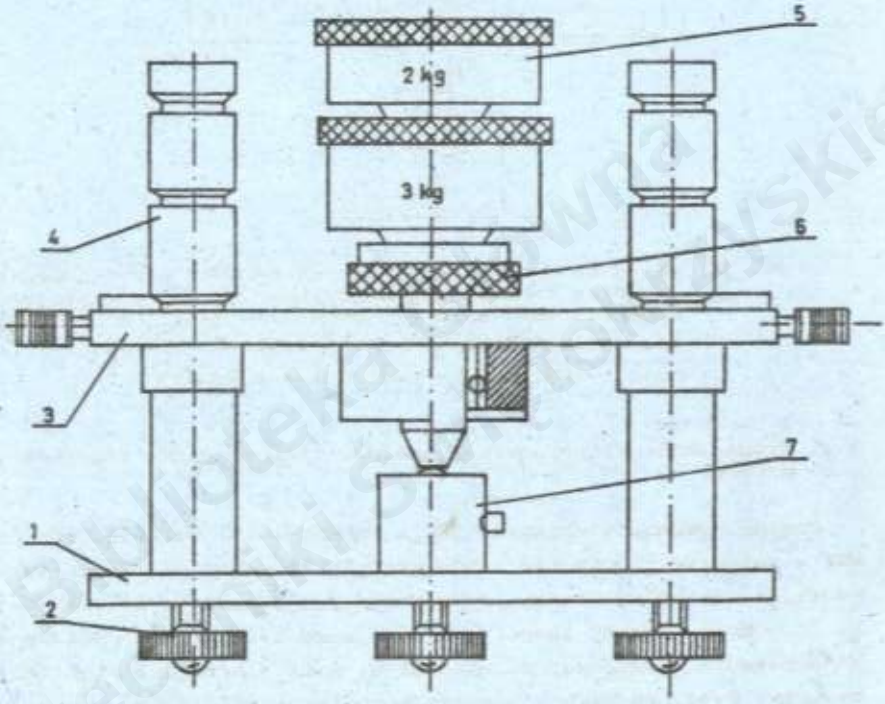
4. Pomiary

4.1. Wyznaczanie charakterystyki przetwarzania tensometrycznego czujnika siły

Należy wyznaczyć charakterystykę przetwarzania tensometrycznego czujnika siły typ ZTP-7922 w zakresie 0 ÷ 200 N. Czujnik umieścić w przyrządzie do obciążania statycznego /rys. 31/. Zadawanie siły do czujnika wykonać poprzez jego obciążanie odważnikami o znanej

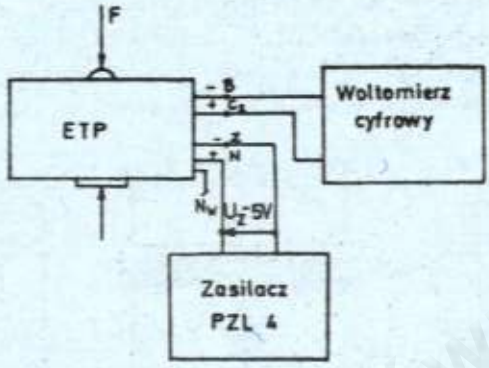
Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

masie. Siłę zmieniać co 10 N. Do zasilania czujnika zastosować napięcie stałe o wartości 5 V, napięcie wyjściowe z czujnika mierzyć woltomierzem cyfrowym w układzie jak na rys. 32. Pomiary wykonać dla sił wzrastających i malejących.



Rys. 31. Urządzenie do zadawania sił statycznych ściskających: 1 - podstawa, 2 - stopka nastawcza, 3 - wspornik łożyska, 4 - prowadnica, 5 - odważnik, 6 - popychacz, 7 - czujnik siły

Na podstawie przeprowadzonych pomiarów wyznaczyć: nieliniowość, histerezę, czułość czujnika i błąd zera. Czułość wyznaczyć w mV/V dla obciążenia nominalnego a błąd zera, w procentach zakresu pomiarowego.



Rys. 32. Układ do wyznaczania charakterystyki przetwarzania czujnika tensometrycznego siły. Oznaczenia przewodów napięcia zasilania czujnika: Ż - żółty, N - niebieski, napięcie wyjściowe czujnika: B - biały, + Cz - czarny, N_w - niebieski z węzłem

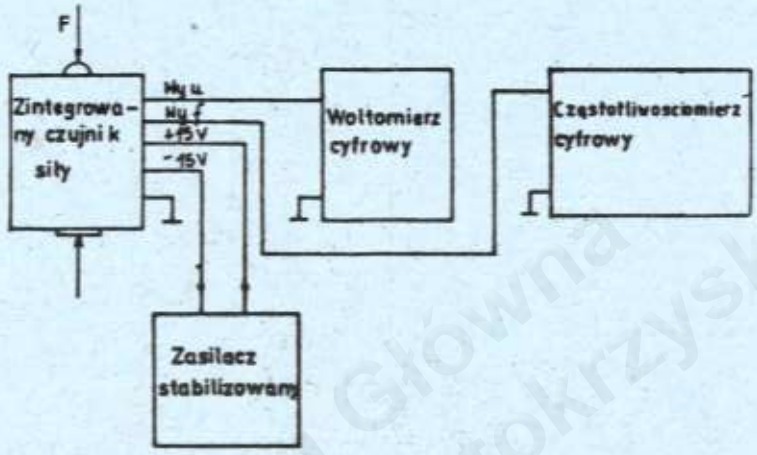
4.2. Wyznaczanie temperaturowego błędu zera czujnika tensometrycznego

Pomiar wykonać w układzie jak w punkcie 4.1. Umieścić czujnik ETP w suszarce i zmieniać temperaturę w zakresie od temperatury otoczenia do 60°C, mierząc jednocześnie napięcie wyjściowe czujnika. Szybkość wzrostu temperatury nie może być większa od 2 deg/min. Na podstawie otrzymanej zależności $U_o = f/T/$ określić błąd temperaturowy zera czujnika w % zakresu pomiarowego /10°C/.

4.3. Wyznaczanie charakterystyki przetwarzania zintegrowanego czujnika siły

Należy wyznaczyć charakterystyki przetwarzania czujnika w zakresie 0 - 200 N w układzie jak na rys. 33a. Zadawanie siły do czujnika jak w punkcie 4.1. Wyznaczyć charakterystyki: częstotliwość f w funkcji siły F; $f = g/F/$, napięcie wyjściowe U_o w funkcji siły F; $U_o = g/F/$ oraz wzmocnionego napięcia wyjściowego U_{wy} w funkcji siły F; $U_{wy} = g/F/$. Na podstawie przeprowadzonych pomiarów wyznaczyć: nieliniowość, błąd histerezy, czułość i błąd

zera badanego czujnika.



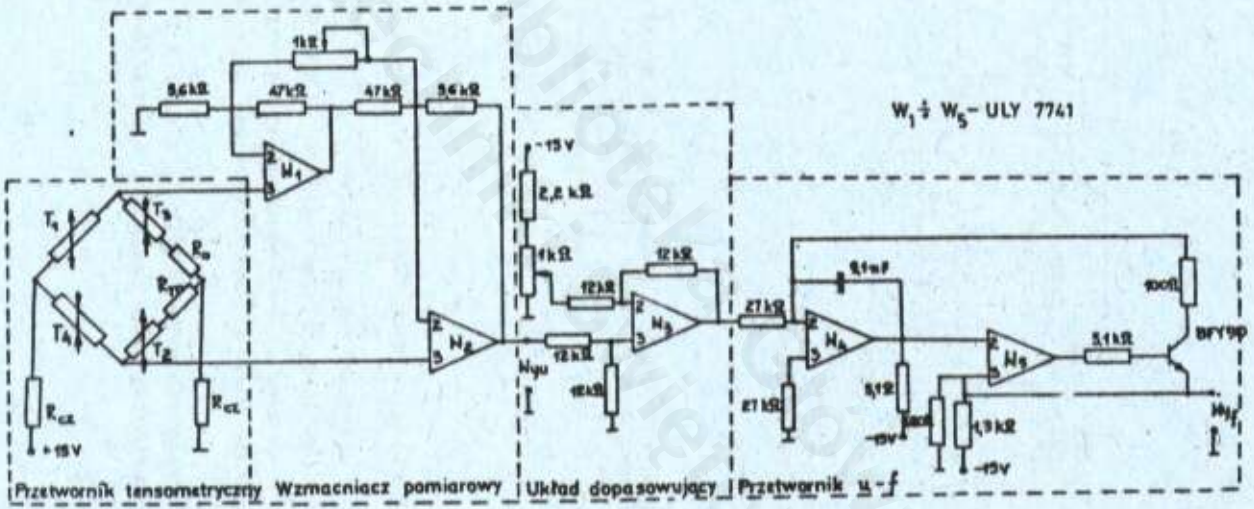
Rys. 33. Układ do wyznaczania charakterystyk przetwarzania zintegrowanego czujnika siły. Oznaczenia przewodów czujnika: Wy_u - czarny, Wy_f - niebieski, + 15 V - zielony, - 15 V - czerwony, masa - biały

Schemat ideowy zintegrowanego czujnika siły przedstawiono na rys. 34.

4.4. Wyznaczanie temperaturowych błędów zera czujnika zintegrowanego

Pomiar wykonać w układzie jak w punkcie 4.3. Umieścić czujnik w suszarce i zmieniając temperaturę w zakresie, od temperatury otoczenia, do 60°C, mierzyć jednocześnie napięcie wyjściowe i częstotliwość. Szybkość wzrostu temperatury nie może przekraczać 2 deg/min.

Na podstawie otrzymanych zależności $U_{wy} = g/T/$ i $f = g/T/$ określić błąd temperaturowy zera czujnika, w % zakresu pomiarowego.



Rys. 34. Schemat układu elektrycznego zintegrowanego przetwornika siły

Biblioteka Politechniki Opolskiej

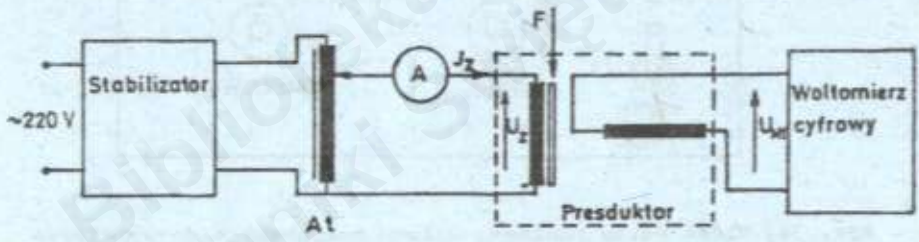
4.5. Wyznaczenie właściwości statycznych czujnika presduktorowego

Pomiary wykonać w układzie jak na rys. 35. Pomierzyć następujące charakterystyki czujnika:

a. Napięcia wyjściowego czujnika od prądu zasilania $U_{wy} = f/I_z/$, przy F = const. Przyjąć maksymalny prąd zasilania $I_{z\,max} = 1$ A. Pomiary wykonać przy obciążeniu czujnika siłą F = 300 N.

b. Napięcia wyjściowego w zależności od siły F przy I_z = const $U_{wy} = f/F/$. Zakres zmian siły od 0 - 300 N. W celu wykrycia histerezy pomiary wykonać przy obciążeniu wzrastającym i malejącym. Jako wartość początkową prądu zasilania przyjąć $I_z = 0{,}3$ A.

c. Prądu zasilania I_z w zależności od siły F przy U_z = const $I_z = f/F/$. Zakres zmian siły jak w punkcie 4.5b.



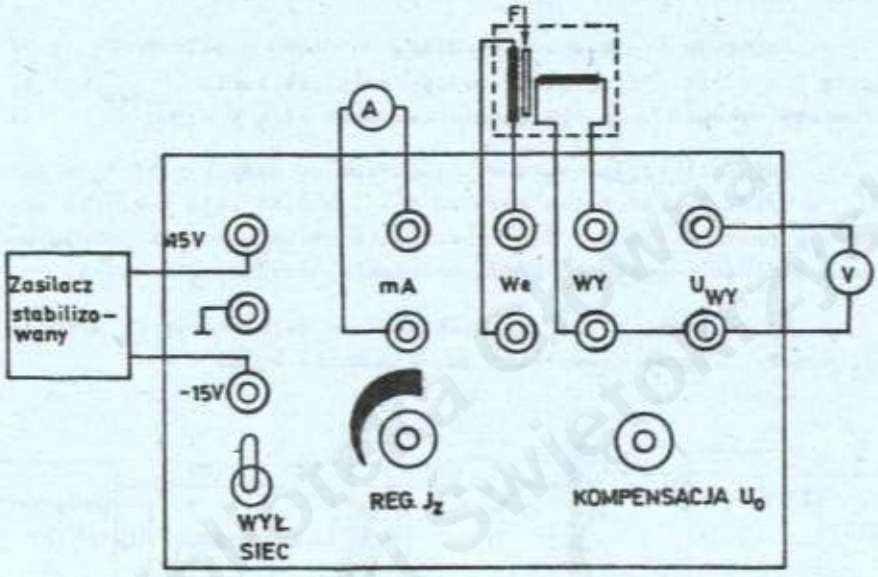
Rys. 35. Układ pomiarowy do wyznaczania charakterystyk presduktora

4.6. Wyznaczanie charakterystyki przetwarzania układu pomiarowego siły z czujnikiem presduktorowym

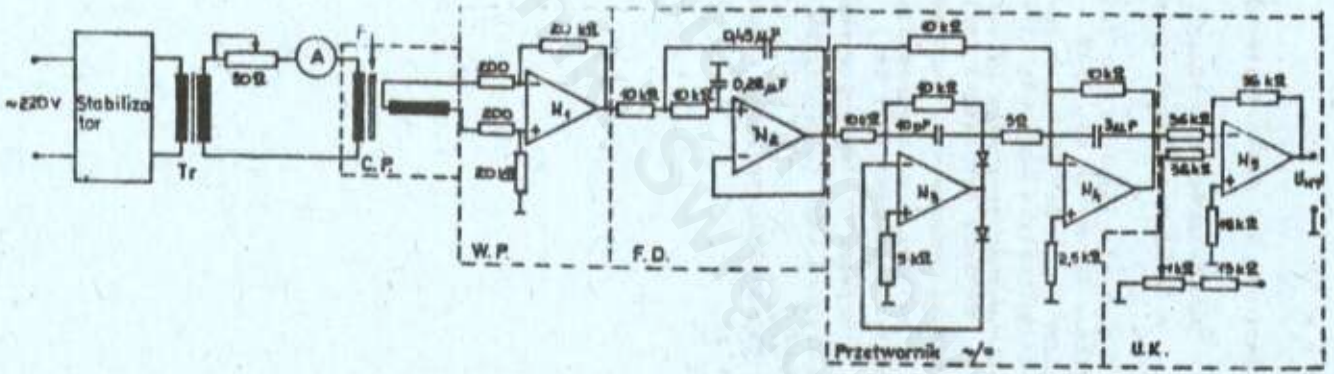
a. Wyznaczyć charakterystykę przetwarzania układu $U_{wy} = f/F/$ dla I_z = const w zakresie zmian obciążenia 0 - 300 N. Przyjąć $I_z = 0{,}3$ A.

b. Wyznaczyć charakterystykę przetwarzania układu przyjmując wstępny nacisk czujnika $F_o = 70$ N. Zakres zmian obciążenia 70 - 300 N, $I_z = 0{,}3$ A. Określić błąd nieliniowości i histerezy układu pomiaru siły, dla przypadku a i b.

Widok płyty czołowej układu pomiarowego do współpracy z czujnikiem presduktorowym siły, przedstawiono na rys. 36, a schemat ideowy tego układu, na rys. 37.



Rys. 36. Widok płyty czołowej układu pomiarowego do współpracy z czujnikiem presduktorowym



Rys. 37. Układ do pomiaru siły z wykorzystaniem czujnika presduktorowego. Oznaczenia: CP - czujnik presduktorowy, WP - wzmacniacz pomiarowy, FD - filtr dolnoprzepustowy, Uk - układ kompensacji napięcia początkowego $W_1 \div W_5$ - ULY 7741

Literatura

1. BAUMAN E.: Izmierienie sił elektrocieskimi mietodami. Moskwa: Mir 1978
2. GINZBURG W.B.: Magnitouprugije datcziki. Moskwa: Energia 1970
3. GAUMANIUK M.N.: Czujniki magnetosprężyste w automatyce. Warszawa: WNT 1967
4. KACZMAREK Z.: Pomiar sił impulsowych. Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, Elektryka 21, 1989
5. LUBECKI K., ŁĄCZNY W., DREWNIAK R.: Przemysłowe wagi elektroniczne, "Pomiary Automatyka Kontrola" 1968 nr 4
6. PROCEL K.: Elektromechaniczna waga cyfrowa przenośnikowa z pomostem wiszącym, "Pomiary Automatyka Kontrola" 1979 nr 8
7. ROMER E.: Miernictwo przemysłowe. Warszawa: PWN 1970
8. SIECZKOWSKI J.: Czujniki magnetosprężyste do pomiaru sił, "Pomiary Automatyka Kontrola" 1971 nr 3
9. STRYBURSKI W.: Przetworniki tensometryczne. Warszawa: WNT 1981
10. SZARF W.: Nowe krajowe wagi taśmociągowe, "Pomiary Automatyka Kontrola" 1972 nr 7
11. SZEWCZENKO G.: Magnitoanizotropnyje datcziki. Moskwa: Energia 1967

Biblioteka Politechniki Świętokrzyskiej

Ćwiczenie 6

POMIARY CIŚNIEŃ

1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest poznanie metod pomiaru ciśnień z wykorzystaniem czujników tensometrycznych, indukcyjnych i elektrokapilarnych oraz wyznaczenie charakterystyk statycznych i dynamicznych tych czujników.

2. Podstawy teoretyczne

2.1. Wprowadzenie

Ciśnienie, definiowane jako wartość siły prostopadłej działającej na jednostkę powierzchni, wyrażone jest według układu SI w paskalach /Pa/, 1 Pa = 1 N/m^2 (atmosfera techniczna at = 0,98 MN/m^2).

Ciśnienie można odnosić do próżni, ciśnienia atmosferycznego lub innego ciśnienia wytworzonego przez dowolny układ fizyczny. Ciśnienie odniesione do próżni absolutnej nazywa się ciśnieniem absolutnym lub bezwzględnym /p_a/. Ciśnienie absolutne atmosfery nazywa się ciśnieniem barometrycznym /p_b/. Dowolne ciśnienie absolutne odniesione do ciśnienia barometrycznego określa się mianem nadciśnienia /p_n/, jeśli jest ono większe niż p_b lub podciśnienia /p_p/, jeśli jest ono mniejsze niż p_b.

W odniesieniu do przepływających strumieni cieczy, par i gazów używa się pojęć: ciśnienia statycznego /p_s/, rozumianego jako ciśnienie czynnika znajdującego się w spoczynku, ciśnienia dynamicznego /p_d/ związanego z ruchem czynnika oraz ciśnienia całkowitego /p_c/

$$p_c = p_s + p_d \qquad /1/$$

gdzie:

$$p_d = \frac{v^2 \cdot \varrho}{2} \qquad /2/$$

przy czym:

v - prędkość przepływu czynnika w $\left[m/s\right]$,

ρ - gęstość czynnika w $[kg/m^3]$.

Zależność /2/ jest słuszna w ograniczonym zakresie prędkości czynników płynących np. dla cieczy do $v < 60$ m/s.

W zależności od przyjętego ciśnienia rozróżnia się:

- czujniki ciśnienia absolutnego /sygnał zerowy czujnika odpowiada $p_a = 0$/,
- czujniki nadciśnienia lub podciśnienia /sygnał zerowy czujnika odpowiada $p_b = 0$/,
- czujniki różnicy ciśnień /sygnał zerowy czujnika odpowiada $p_p = 0$/.

Czujniki ciśnienia budowane są najczęściej w oparciu o wykorzystanie przetworników sprężystych i hydrostatycznych. Połączenie dużej liczby przetworników elektrycznych, które mogą współpracować z przetwornikami sprężystymi i hydrostatycznymi, daje dużą różnorodność elektrycznych czujników ciśnienia. Omówimy najczęściej stosowane czujniki ciśnienia, ze szczególnym uwzględnieniem wykorzystywanych w ćwiczeniu.

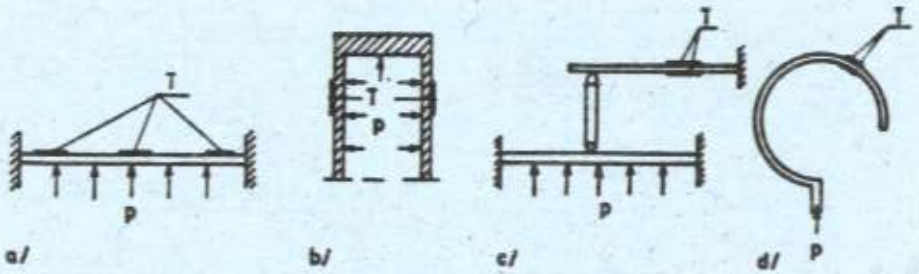
2.2. Tensometryczne czujniki ciśnienia

W pomiarach przemysłowych tensometryczne czujniki ciśnienia są jednymi z najbardziej rozpowszechnionych. Proces przetwarzania w tensometrycznym czujniku ciśnienia można, w większości przypadków, zapisać następującym ciągiem przemian

$$p \rightarrow \sigma \rightarrow \varepsilon_p \rightarrow \varepsilon_t \rightarrow \frac{\Delta R}{R} \rightarrow U_o$$

Mierzone ciśnienie p wywołuje naprężenie σ w elemencie sprężystym czujnika. Element sprężysty pracuje w zakresie prawa Hooka, naprężenie σ wywołuje więc proporcjonalne odkształcenie tego elementu ε_p mierzone tensometrami, analogicznie jak w tensometrycznych czujnikach siły.

Element sprężysty czujnika ciśnienia ma decydujący wpływ na własności metrologiczne czujnika, analogicznie jak w czujnikach siły. Wymogi stawiane materiałom na elementy sprężyste czujnika ciśnienia, są takie same, jak materiałom na elementy sprężyste czujnika siły /pkt. 2.2. ćwiczenia 5/.



Rys. 1. Konstrukcje elementów sprężystych tensometrycznych czujników ciśnienia: a/ o kształcie membrany, b/ o kształcie naczynia cienkościennego, c/ z elementem zginanym i pośredniczącym, d/ o kształcie rurki, T - tensometry

Na rys. 1 przedstawiono najczęściej stosowane konstrukcje elementów sprężystych czujników ciśnienia. Kołowa membrana płaska jest bardzo często stosowanym elementem sprężystym w czujnikach ciśnienia /rys. 1a/.

Na rys. 2 przedstawiono rozkłady odkształceń powierzchniowych membrany płaskiej, sposób rozmieszczenia tensometrów na jej powierzchni i ich łączenie w mostek.

Wartości odkształceń promieniowych ε_r i obwodowych ε_t membrany płaskiej określają wzory [3]

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

$$\varepsilon_t = \frac{3(1-\nu^2)}{8E}\left(\frac{R}{h}\right)^2\left[1-\left(\frac{r}{R}\right)^2\right]\cdot p \qquad /4/$$

gdzie:

r - promień bieżący,

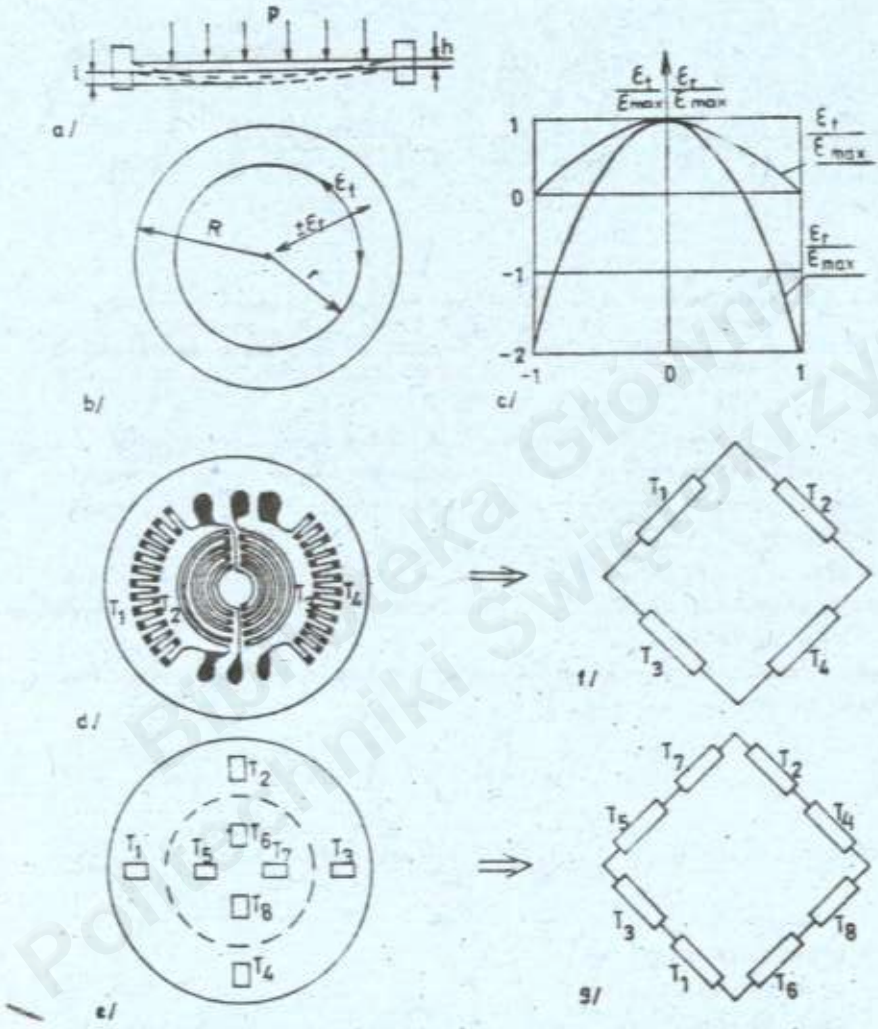
R - promień maksymalny,

h - grubość membrany,

E - moduł Younga $\left[\frac{N}{m^2}\right]$,

ν - współczynnik Poissona,

p - ciśnienie działające na membranę $\left[\frac{N}{m^2}\right]$



Rys. 2. Membrana płaska, a/ przekrój, b/ kierunki i zwroty odkształceń, c/ rozkład względnych wartości odkształceń promieniowych $\varepsilon_r / \varepsilon_{r\,max}$ i obwodowych $\varepsilon_t / \varepsilon_{max}$, $\varepsilon_{max} = \varepsilon_{r\,max} = \varepsilon_{t\,max}$ - odkształcenia w punkcie środkowym membrany /r = 0/, d/ typowy układ siatki rezystancyjnej foliowego tensometru membranowego, e/ sposób rozmieszczenia tensometrów wzdłużnych na membranie, f,g/ sposób połączenia tensometrów w układ mostka

Wartości naprężeń promieniowych i obwodowych określają wzory [3]

$$\sigma_r = \frac{3}{8}\left(\frac{R}{h}\right)^2\left[(1+\nu) - (3+\nu)\left(\frac{r}{R}\right)^2\right]\cdot p \qquad /5/$$

$$\sigma_t = \frac{3}{8}\left(\frac{R}{h}\right)^2\left[(1+\nu) - (3\nu+1)\left(\frac{r}{R}\right)^2\right]\cdot p \qquad /6/$$

Maksymalna wartość naprężeń w materiale membrany występuje dla r = R i wynosi

$$\sigma_r = \sigma_R = -\frac{3R^2p}{4h^2}, \text{ wtedy } \sigma_t = -\nu\cdot\sigma_R$$

Wartość ugięcia membrany na dowolnym promieniu r określa zależność [3]

$$l = \frac{3(1-\nu^2)(R^2-r^2)^2}{16E\cdot h^3}\cdot p \qquad /7/$$

natomiast ugięcie jej środka

$$l_o = \frac{3(1-\nu^2)R^4}{16Eh^3}\cdot p \qquad /8/$$

Przyjmuje się, że liniowa zależność ugięcia membrany od działającego na nią ciśnienia występuje dla $l/h \leq 0{,}2$,

Najmniejsza częstotliwość drgań własnych membrany /w Hz/ wynosi [3]

$$f_o = \frac{0{,}469\,h}{R^2}\sqrt{\frac{E}{\rho(1-\nu^2)}} \qquad /9/$$

przy czym:

ρ - gęstość materiału membrany w $[kg/m^3]$

Odkształcenie membrany spowodowane działaniem ciśnienia mierzy się naklejając na nią tensometry zwykłe w sposób pokazany na rys. 2e lub specjalne tensometry foliowe /rys. 2d/. Odkształcenia promieniowe σ_r membrany zmieniają znak wzdłuż jej średnicy. Umożliwia to naklejenie i połączenie w mostek tensometrów w taki sposób /rys. 2eg/, że możliwe jest uzyskanie sygnału dwu- lub czterokrotnie większego niż z jednego tensometru.

Politechnika Świętokrzyska Biblioteka Główna

Tensometry foliowe wykonane specjalnie do instalowania na membranach wykorzystują w pracy odkształcenia obwodowe ε_t /tensometry T_2 i T_3 - rys. 2d/ i promieniowe ε_r / tensometry T_1, T_4 - rys. 2d/, umożliwiając uzyskanie czterokrotnie większego sygnału niż z jednego tensometru. Tensometry zainstalowane na membranie reagują na średnie wartości odkształceń występujące na długości pomiarowej tensometru. Dokładne analityczne wyznaczenie wartości sygnałów wyjściowych czujników tensometrycznych membranowych jest bardzo trudne.

Zakres ciśnień czujników z membranowymi elementami sprężystymi wynosi 0,1 ÷ 100 MN/m^2, uzyskiwane nieliniowości wynoszą 0,1 ÷ 1%.

Równie często stosowanymi jak membranowe elementami sprężystymi czujników ciśnienia są cienkościenne cylindryczne elementy sprężyste /rys. 1b/. Zaletą tych elementów jest łatwość wykonania, małe wymiary i łatwość instalowania.

Wartości naprężeń obwodowych σ_o i wzdłużnych σ_w cylindrycznego naczynia cienkościennego, obciążonego wewnątrz ciśnieniem p, określają zależności:

$$\sigma_o = \frac{p \cdot D}{2\delta} \qquad /10/$$

$$\sigma_w = \frac{p \cdot D}{4\delta} \qquad /11/$$

przy czym:

D, δ - średnica i grubość naczynia cienkościennego.

W naczyniach cienkościennych naprężenia obwodowe są dwukrotnie większe od naprężeń wzdłużnych. Odkształcenia w rozpatrywanych kierunkach wynoszą:

$$\varepsilon_o = \frac{p \cdot D}{2\delta E} \left/ 1 - \frac{1}{2}\nu \right. \qquad /12/$$

$$\varepsilon_w = \frac{p \cdot D}{2\delta E} \left/ \frac{1}{2} - \nu \right. \qquad /13/$$

przy czym:

E - moduł Younga,

ν - liczba Poissona.

Przyjmując $\nu = 0,3$ dla metali, z których wykonywane są elementy sprężyste, otrzymuje się:

$$\varepsilon_o = 0,42 \frac{p \cdot D}{\delta E} \qquad /14/$$

$$\varepsilon_w = 0,1 \frac{p \cdot D}{\delta E} \qquad /15/$$

W naczyniu cienkościennym odkształcenia obwodowe są ponad czterokrotnie większe od odkształceń promieniowych i mają ten sam znak. Na rys. 3 przedstawiono sposób naklejenia tensometrów na cylindryczne elementy cienkościenne oraz ich połączenia w mostek. W układzie z rys. 3 I wszystkie tensometry $T_1 \div T_4$ są tensometrami czynnymi. Działające ciśnienie wywołuje następujące zmiany rezys-

Mając na uwadze, że

$$\frac{\Delta R}{R} = k \cdot \varepsilon \qquad /16/$$

zmiany rezystancji tensometrów $T_1 \div T_4$, pod wpływem mierzonego ciśnienia, wynoszą:

$$\frac{\Delta R_1}{R} = \frac{\Delta R_4}{R} = \frac{0,42\ k\ D}{\delta E} p \qquad \frac{\Delta R_2}{R} = \frac{\Delta R_3}{R} = \frac{0,1\ k\ D}{\delta E} p \qquad /17/$$

Dla małych przyrostów rezystancji tensometrów, równanie przetwarzania czujnika ma postać

$$U_o = \frac{U_z}{4} \left/ \frac{\Delta R_1}{R} - \frac{\Delta R_2}{R} - \frac{\Delta R_3}{R} + \frac{\Delta R_4}{R} \right/ = 0,16 \frac{k \cdot D \cdot U_z}{\delta E} \cdot p \qquad /18/$$

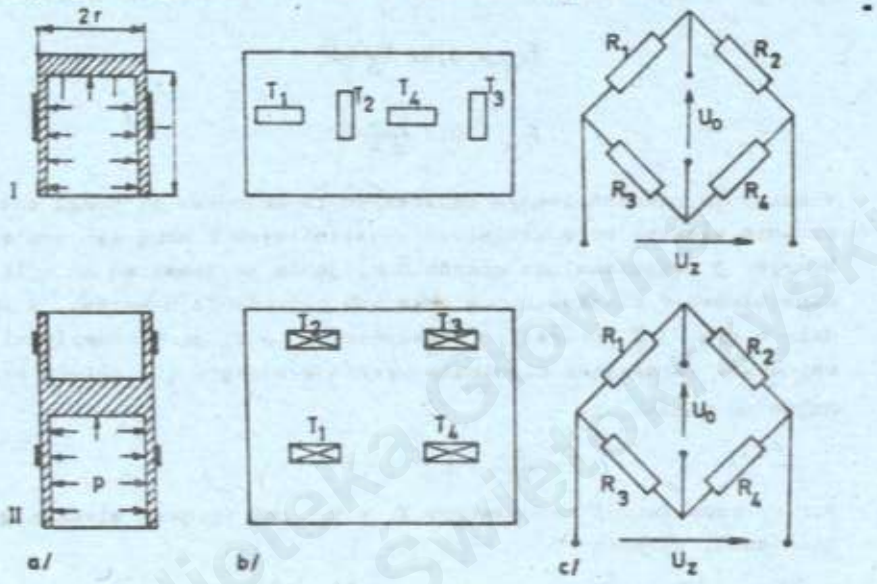
W układzie z rys. 3 II czynnymi są tylko tensometry T_1 i T_4, natomiast tensometry T_2 i T_3 naklejone na bierną część elementu sprężystego są tensometrami kompensacyjnymi. Działanie ciśnienia wywołuje następujące zmiany rezystancji tensometrów

$$\Delta R_1 = \Delta R_4 \qquad \Delta R_2 = \Delta R_3 = 0 \qquad /19/$$

i równanie przetwarzania czujnika ciśnienia ma postać

$$U_o = 0,21 \frac{k \cdot D \cdot U_z}{\delta E} \cdot p \qquad /20/$$

Czujniki ciśnienia z cienkościennymi elementami cylindrycznymi stosuje się do pomiaru ciśnień w zakresie 1 ÷ 100 MPa.

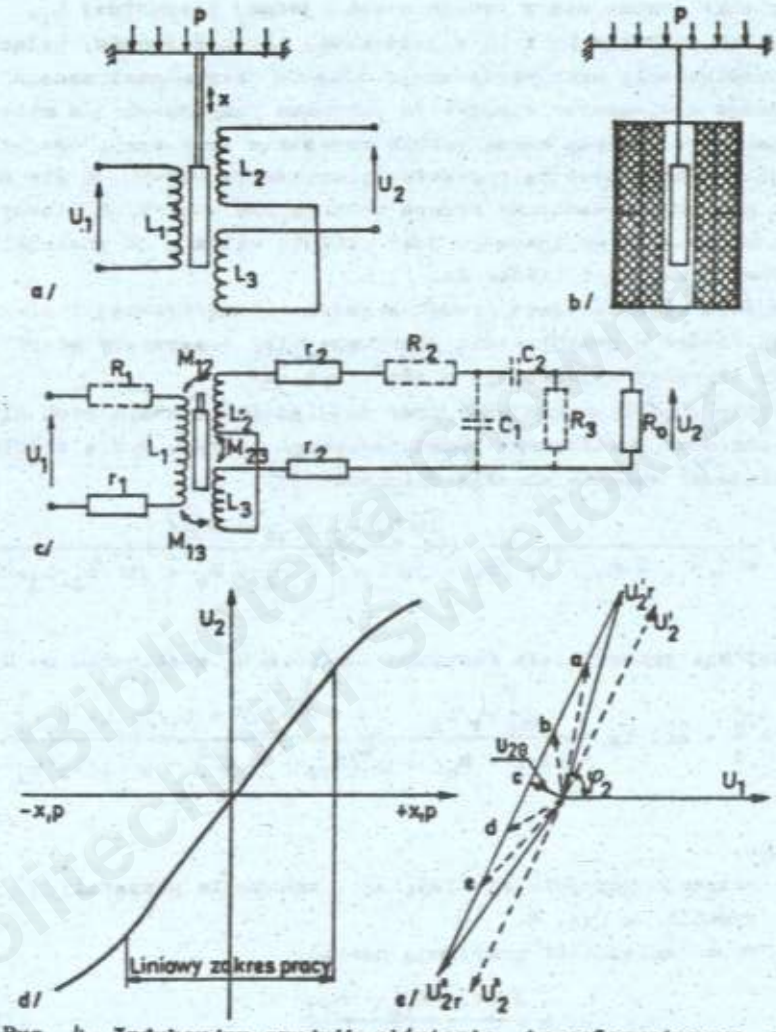


Rys. 3. Cienkościenne elementy cylindryczne czujników ciśnienia: a/ konstrukcje, b/ rozwinięte powierzchnie elementów z naklejonymi tensometrami, c/ sposób połączenia tensometrów w mostek

Pełny schemat elektryczny tensometrycznych czujników ciśnienia jest taki sam jak tensometrycznych czujników sił, analogicznie rozwiązuje się w tych czujnikach zagadnienie kompensacji termicznej.

2.3. Indukcyjnościowe czujniki ciśnienia

W czujnikach indukcyjnościowych wykorzystuje się zjawisko zmiany indukcyjności cewki lub indukcyjności wzajemnej dwóch cewek z rdzeniem żelaznym - przy zmianie położenia rdzenia lub zwory, wywołanej mierzonym ciśnieniem. Istnieje wiele typów czujników indukcyjnościowych, ale najczęściej stosowany do pomiaru ciśnień, jest czujnik indukcyjnościowy transformatorowy różnicowy /rys. 4/.



Rys. 4. Indukcyjny czujnik ciśnienia transformatorowy różnicowy: a/ schemat elektryczny, b/ budowa, c/ schemat zastępczy, d/ zależność napięcia wyjściowego od ciśnienia, e/ wykres wektorowy napięć w transformatorze różnicowym; U_1 - napięcie zasilające, U'_2, U''_2 - napięcia wyjściowe przetwornika dla dwóch skrajnych położeń rdzenia transformatora zróżnicowanego idealnie, U'_{2r}, U''_{2r} - napięcie wyjściowe przetwornika rzeczywistego dla dwóch skrajnych położeń rdzenia, U_{2o} - napięcie niezrównoważenia, φ_2 - kąt przesunięcia fazowego między napięciami U_2 i U_1

Biblioteka Politechniki Świętokrzyskiej

Czujnik taki składa się z trzech cewek: jednej pierwotnej L_1, dwóch cewek wtórnych L_2 i L_3 o jednakowej liczbie zwojów, połączonych przeciwsobnie oraz przesuwnego rdzenia ferromagnetycznego, połączonego z elementem sprężystym czujnika /najczęściej z membraną/. Rdzeń ten sprzęga magnetycznie wszystkie trzy cewki czujnika. Zasilając cewkę pierwotną napięciem przemiennym, otrzymuje się na wyjściu napięcie przemienne, będące różnicą SEM obu cewek wtórnych. Amplituda napięcia wyjściowego jest liniowo zależna od przesunięcia rdzenia, a więc i ciśnienia.

Przejściu rdzenia przez środek symetrii geometrycznej i elektrycznej /które w przybliżeniu pokrywają się/, towarzyszy odwrócenie fazy napięcia wyjściowego o 180° /rys. 4/.

Napięcie wyjściowe czujnika, przy uwzględnieniu wszystkich elementów schematu zastępczego przedstawionego na rys. 4, dla środkowego położenia rdzenia, określa zależność [3]

$$U_2 = \frac{j\omega U_1 R_o (M_{12} - M_{13})}{\omega^2 (M_{12} - M_{13})^2 + (r_1 + j\omega L_1)\left[2 r_2 + R_o + j\omega (L_2 + L_3 - 2M_{23})\right]} \qquad /21/$$

natomiast kąt przesunięcia fazowego napięcia U_2 w stosunku do U_1

$$\varphi_2 = \frac{\pi}{2} + \operatorname{arc\,tg} \frac{\omega\left[r_1 (L_2 + L_3 - 2M_{23}) + L_1 (2r_2 + R_o)\right]}{r_1 (2r_2 + R_o) + \omega^2 (M_{12} - M_{13})^2 - \omega^2 L_1 (L_2 + L_3 - 2M_{23})} \qquad /22/$$

przy czym:

ω - pulsacja napięcia zasilającego, znaczenie pozostałych symboli wg rys. 4.

Przy $R_o \to \infty$ zależności przyjmują postać:

$$U_2 = \frac{j\omega U_1 (M_{12} - M_{13})}{R_1 + j\omega L_1} \qquad /23/$$

$$\varphi_2 = \frac{\pi}{2} + \operatorname{arc\,tg} \frac{\omega L_1}{R_1} \qquad /24/$$

Na rys. 4c przedstawiono wykres wektorowy napięć występujących w transformatorze różnicowym czujnika. Wektory U_2' i U_2'' reprezentują napięcie wyjściowe transformatora idealnie zrównoważonego dla

dwóch skrajnych położeń rdzenia. Kierunek działania wektorów U_2' i U_2'' przesunięty jest o kąt φ_2 w stosunku do kierunku działania wektora U_1. W rzeczywistym układzie, w centralnym położeniu rdzenia, pozostaje napięcie szczątkowe U_{2o} spowodowane: niesymetrią nawinięcia uzwojeń, deformacją strumienia magnetycznego przez metalowe elementy czujnika, stratami na prądy wirowe oraz wpływem pojemności międzyuzwojeniowych oraz doprowadzeń. Napięcie U_{2o} zawiera składową podstawową oraz harmoniczne napięcia zasilającego. Wektory U_{2r}' i U_{2r}'' reprezentują rzeczywiste napięcie wyjściowe dla skrajnych położeń rdzenia i stanowią odpowiednio wektory wypadkowe z wektorów U_2' i U_{2o} oraz U_2'' i U_{2o}. Literami a,b,c,d,e oznaczono pośrednie położenia wektorów napięcia U_{2r}, występujące przy przemieszczaniu rdzenia.

Wartość kąta φ_2 zależy od konstrukcji transformatora różnicowego, częstotliwości zasilania, rodzaju obciążenia i zawiera się w przedziale - $20^\circ \div 75^\circ$. W zakresie pełnego przemieszczenia rdzenia występuje deviacja kąta fazowego $\pm\Delta\varphi$ nie przekraczająca 1°. Tak więc, wypadkowa wartość kąta przesunięcia fazowego, między napięciem zasilania U_1 i wyjściowym U_2, wynosi

$$\varphi_{2w} = \left[\varphi_2 + /0 \text{ lub } 180^\circ/ + \Delta\varphi\right] \qquad /23/$$

Wprowadzając dodatkowe elementy R i C, w obwody uzwojeń transformatora / na rys. 4c oznaczono je liniami przerywanymi/, można uzyskać zmniejszenie kąta fazowego φ_2 lub nawet jego całkowitą kompensację. Dołączenie R_1 lub C_2 i R_3 przyspiesza wektor U_2, natomiast dołączenie R_3 lub R_2 i C_1 opóźnia wektor U_2.

Istotny wpływ, na własności metrologiczne czujników transformatorowych różnicowych, mają zmiany temperatury uzwojeń, wywołane zarówno prądem przepływającym przez uzwojenia jak i zmianami temperatury otoczenia. Wzrost temperatury uzwojenia pierwotnego powoduje wzrost jego rezystancji, stanowiącej składową jego impedancji, tym większą, im mniejsza jest częstotliwość zasilania. Przy stałej wartości napięcia zasilania, powoduje to zmniejszenie prądu zasilającego czujnik oraz zmniejszenie jego czułości. Wzrost rezystancji uzwojenia wtórnego, dołączonego na ogół do miernika o dużej rezystancji wejściowej, nie ma istotnego znaczenia.

Celem zwiększenia dokładności czujników indukcyjnościowych, transformatorowych różnicowych, preferuje się do ich zasilania źródła prądowe. Czujniki z transformatorem różnicowym charakteryzują się następującymi właściwościami:

- błędem nieliniowości 0,1 - 1%,
- znamionowym napięciem wyjściowym od kilku miliwoltów do kilku woltów,
- napięciem niezrównoważenia poniżej 1% wartości znamionowej napięcia wyjściowego.

Częstotliwość napięcia zasilania tych czujników zawiera się w przedziale 50 Hz - 100 kHz.

2.4. Elektrokinetyczne czujniki ciśnienia

Działanie elektrokinetycznych czujników ciśnienia polega na powstawaniu różnicy potencjałów na porowatej przegrodzie, przez którą przepływa elektrolit, pod wpływem mierzonego ciśnienia /rys. 5a/. Ta różnica potencjałów nazywa się potencjałem elektrokinetycznym lub potencjałem przepływu. Porowata przegroda stanowi równoległe połączenie wielu kapilar, wypełnionych przepływającym roztworem elektrolitu. Na granicy, między powierzchnią wewnętrzną każdej z kapilar przegrody i elektrolitem, pojawia się podwójna warstwa ładunków elektrycznych: przy powierzchni kapilary - ładunek zaabsorbowanych jonów jednego znaku, na zewnętrznej zaś warstwie elektrolitu /rozmieszczony na pewnej grubości tej warstwy/ - ładunek jonów przeciwnego znaku /rys. 5b/.

Przy przepływie roztworu przez przegrodę, powodowanym różnicą ciśnień w roztworach przed i za przegrodą, jony elektrolitu spływają do przestrzeni z elektrolitu o niższym ciśnieniu, w wyniku czego, powstaje różnica potencjałów ograniczająca dalszy dopływ jonów do tej przestrzeni.

W stanie ustalonym, tyle ładunków dopływa do przestrzeni czujnika o niższym ciśnieniu, wskutek przepływu do niej roztworu elektrolitu, ile odpływa z niej wskutek działania różnicy potencjałów - potencjału elektrokinetycznego. Wartość potencjału elektrokinetycznego określa wzór

$$U_{12} = \frac{\zeta \varepsilon}{4 \pi \mu \gamma \varrho} \Delta p \qquad /20/$$

przy czym:

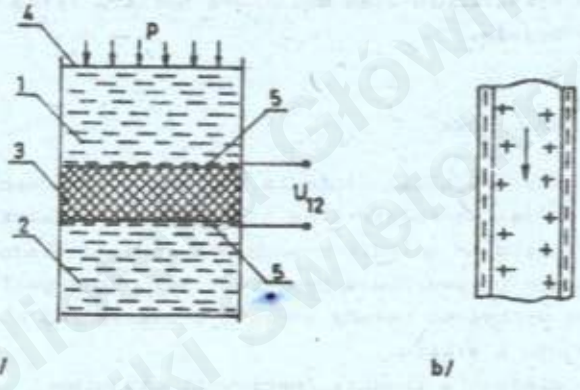
ζ - potencjał warstwy roztworu przy powierzchni kapilary o prędkości równej zero,

ε - przenikalność elektryczna bezwzględna roztworu,

μ - lepkość dynamiczna roztworu,

γ - konduktywność roztworu,

ϱ - gęstość roztworu.



Rys. 5. Elektrokinetyczny czujnik ciśnienia: a/ budowa, b/ powstawanie potencjału elektrokinetycznego w kapilarze. Oznaczenia: 1,2 - przestrzenie z elektrolitem, 3 - przegroda, 4 - membrana, 5 - elektrody odprowadzające

Na przegrody w czujnikach elektrokinetycznych stosuje się porcelanę, szkło, celulozę i kwarc. Średnice otworów w przegrodzie mają wartość 10 ÷ 30 μm i ich liczba powinna być duża /kilkadziesiąt tysięcy na cm^2/ celem zmniejszenia rezystancji wewnętrznej czujnika. Do odprowadzenia potencjału elektrokinetycznego z przegrody, używa się elektrod srebrnych lub platynowych, napylanych na powierzchnię przegrody lub elektrod siatkowych.

Jako roztwory w czujnikach elektrokinetycznych używane są najczęściej: woda destylowana, spirytus etylowy i aceton.

Znaczny wpływ na pracę czujników elektrokinetycznych ma temperatura. Zakres temperatury pracy czujnika wyznaczają: temperatura zamarzania i wrzenia zastosowanego elektrolitu. Zmiany temperatury powodują zmiany czułości i rezystancji wewnętrznej czujnika. Najkorzystniejsze właściwości metrologiczne ma czujnik zawierający jako ciecz dipolową - wodę dystylowaną, a jego przegroda wykonana jest z porcelany. Czułość takiego czujnika wynosi około 50μV/Pa a impedancja około 10 kΩ.

Wadą czujników elektrokinetycznych jest niepowtarzalność parametrów przy wytwarzaniu oraz możliwość pomiaru tylko wielkości zmiennych w czasie.

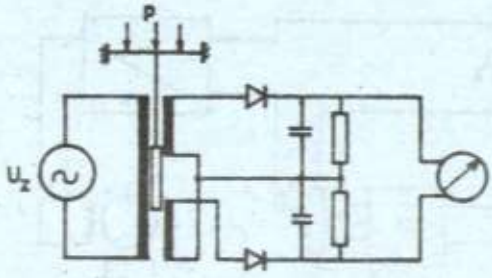
2.5. Układy pomiarowe

Tensometryczne czujniki ciśnienia pracują w układach pomiarowych analogicznych jak tensometryczne czujniki siły /patrz ćwiczenie nr 5/. Ze względu na mniejsze wymagania co do dokładności pomiarów ciśnienia, w porównaniu z pomiarami sił, najczęściej w praktyce stosowane są wychyłowe metody pomiaru, z zasilaniem czujników prądem zmiennym i stałym.

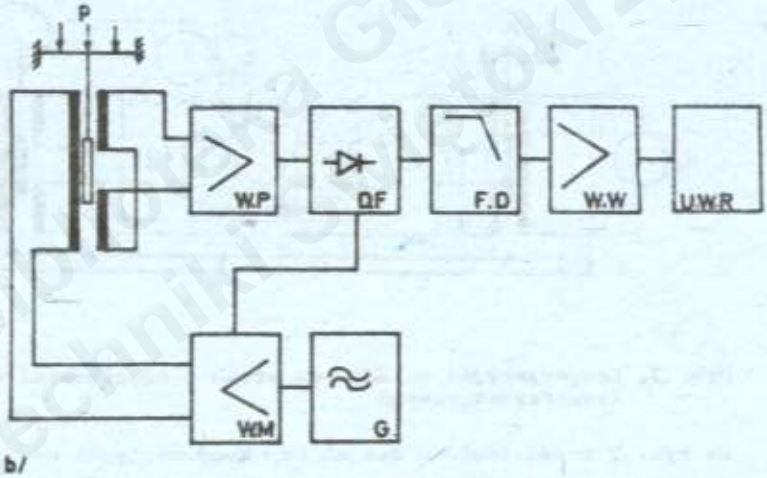
Układy pomiarowe z indukcyjnościowymi czujnikami transformatorowymi różnicowymi, w zależności od wymaganej dokładności i własności dynamicznych, budowane są jako:

- wychyłowe z demodulatorem,
- kompensacyjne.

Na rys. 6 przedstawiono układy z demodulatorem i wyjściem stałoprądowym. Układ z rys. 6a obarczony jest stosunkowo dużym błędem demodulatora, zbudowanego w układzie jednopołówkowym. Na rys. 6b przedstawiono schemat blokowy, często stosowanego w praktyce, układu pomiarowego ze wzmacniaczem i demodulatorem fazoczułym. Zasada działania układu wynika bezpośrednio ze schematu. Dokładność pomiaru można osiągnąć lepszą niż 1%. Właściwości dynamiczne układów z demodulatorem ograniczone są częstotliwością generatora zasilającego czujnik oraz właściwościami dynamicznymi samego czujnika. Z tego też względu układy te stosuje się w pomiarach ciśnień zmiennych w czasie.



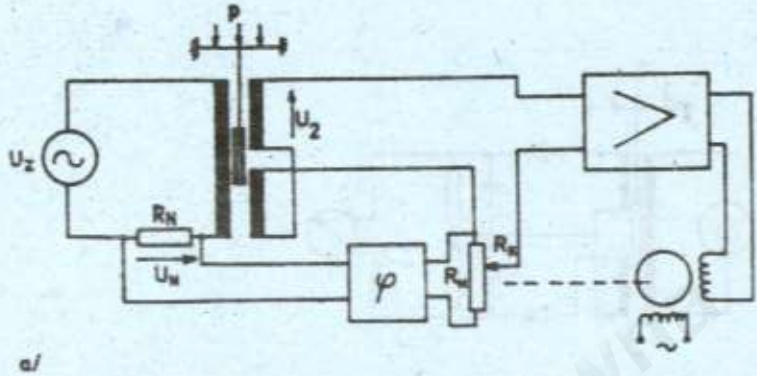
a/



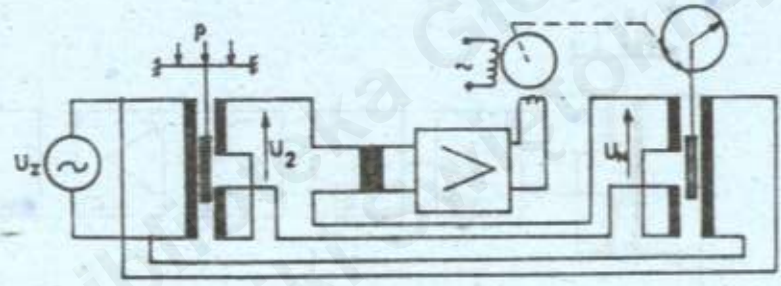
b/

Rys. 6. Układy pomiarowe z demodulatorem i różnicowymi czujnikami transformatorowymi: G - generator, WM - wzmacniacz mocy, WP - wzmacniacz pomiarowy, DF - detektor fazoczuły, FD - filtr dolnoprzepustowy, WW - wzmacniacz wyjściowy, UWR - urządzenia wskazująco - rejestrujące

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej



a/



b/

Rys. 7. Kompensacyjne układy pomiarowe z różnicowymi czujnikami transformatorowymi

Na rys. 7 przedstawiono dwa układy kompensacyjne do współpracy z czujnikami różnicowymi transformatorowymi. W układzie z rys.7a, napięcie wyjściowe U_2 czujnika pomiarowego kompensuje się napięciem U_N, proporcjonalnym do prądu zasilającego I uzwojenie pierwotne czujnika. Z rysunku widać, że

$$U_N = R_N \cdot I \qquad \text{oraz} \qquad U_2 = U_N \cdot \frac{R_k}{R_N} \qquad /27/$$

Zmiany napięcia zasilania czujnika nie wpływają na dokładność pomiaru w tym układzie.

W układzie jak na rys. 7b napięcie wyjściowe U_2 czujnika pomiarowego kompensowane jest napięciem U_N czujnika identycznego jak pomiarowy. Rdzeń czujnika kompensującego przestawiany jest astatycznym układem śledzącym. Wielkością wyjściową jest położenie rdzenia w czujniku kompensującym, odczytane na odpowiedniej podzielni. Układ ten eliminuje błędy statyczne typu multiplikatywnego. Wadą obydwu układów jest duża bezwładność, dlatego zakres ich stosowania ogranicza się do pomiarów statycznych i quasistatycznych. Dokładność pomiaru ~ 0,2%.

2.6. Właściwości dynamiczne czujników ciśnienia

Czujniki ciśnienia z elementami sprężystymi, a więc indukcyjne i tensometryczne, przy pomiarach ciśnień zmiennych w czasie, można opisać równaniem różniczkowym drugiego stopnia, analogicznie jak czujniki siły /patrz ćwiczenie nr 5/. Dla większości materiałów, z których wykonane są elementy sprężyste czujników ciśnienia, tłumienie jest mniejsze niż 0,1. Dynamiczny błąd amplitudy, z jakim przetwarzają czujniki tego typu ciśnienie zmienne w czasie, z wystarczającą dla prędkości pomiarowej dokładnością, określa zależność

$$\delta_A = \left/\frac{f}{f_{og}}\right/^2 \qquad /28/$$

Praktycznie, dla scharakteryzowania właściwości dynamicznych tych czujników, wystarczy więc wyznaczenie częstotliwości własnych ich elementów sprężystych. Częstotliwości własne stosowanych najczęściej elementów sprężystych czujników ciśnienia określają zależności:

- membrany

$$f_{og} = \frac{0{,}469 \cdot h}{\mu^2} \sqrt{\frac{E}{\rho\,/1 - \nu^2/}} \qquad /29/$$

- cylindrycznego elementu cienkościennego

$$f_{og} = \frac{0{,}12}{2\,r1 + 2\,1^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \qquad /30/$$

przy czym:

ρ - gęstość materiału elementu sprężystego w $\left[kg/m^3\right]$, pozostałe oznaczenia jak na rys. 2 i 3.

Elektrokinetyczne czujniki, w pomiarach dynamicznych, można przyjąć za człony inercyjne pierwszego rzędu o module transmitancji widmowej $G(\omega)$

$$G(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \qquad /31/$$

Dla określenia właściwości dynamicznych tych czujników, należy podać czas ustalania odpowiedzi t_u lub częstotliwość graniczną f_{gr} czujnika. Częstotliwość graniczna f_{gr}, odpowiadająca 3 dB spadkowi modułu transmitancji widmowej $G(\omega)$, jest związana z pięcioprocentowym czasem ustalania $t_u = 3\tau$ następującą zależnością

$$t_u = \frac{1}{2 f_{gr}} \qquad /32/$$

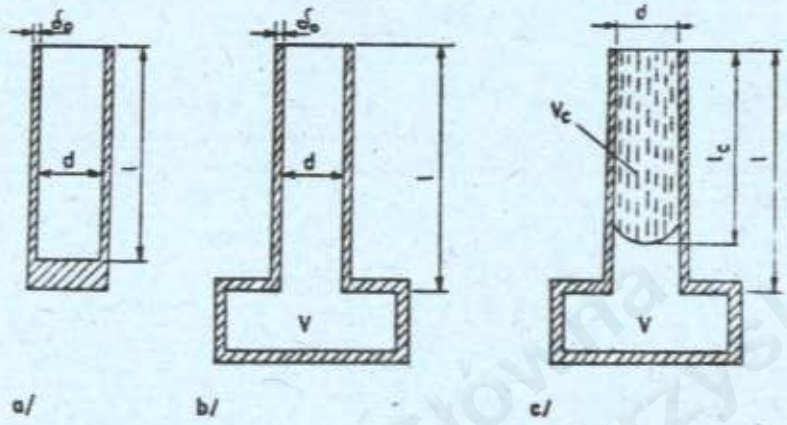
Realizacja pomiaru ciśnienia zmiennego w czasie wymaga dodatkowo uwzględnienia dwu podstawowych zagadnień:

1/ doprowadzenia ciśnienia z badanego obiektu do czujnika, bez naruszania warunków funkcjonowania obiektu,

2/ wstecznego oddziaływania badanego ośrodka, na właściwości dynamiczne elementu sprężystego czujnika.

W praktyce najczęściej ciśnienie do czujnika doprowadza się za pomocą kanału, łączącego obiekt z czujnikiem. Właściwości dynamiczne kanału w pierwszym przybliżeniu, określa jego częstotliwość własna i tłumienie względne. Praktycznie stosuje się dwa kształty kanałów do łączenia badanej przestrzeni z czujnikami ciśnienia:

- kanał o jednakowej średnicy wzdłuż całej jego długości /rys. 8a/,
- kanał z rozszerzeniem, w końcowym odcinku kanału /rys. 8b/.



a/ b/ c/

Rys. 8. Kanały łączące obiekt z czujnikiem ciśnienia: a/ o jednakowej średnicy, b/ z rozszerzeniem o objętości V na końcu kanału, c/ z częściowym wypełnieniem cieczą

Dla kanału z rozszerzeniem wypełnionym cieczą, uwzględniając podatność ścianek kanału, częstotliwość własna kanału wynosi

$$f_{oc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{2}{\pi}\, s \cdot l\rho \left/ \frac{2}{\pi}\,\frac{1}{k \cdot s} + \frac{v}{E_o \cdot s^2}\right.}} \qquad /33/$$

przy czym:

ρ - gęstość cieczy, $s = \pi d^2/4$ - przekrój poprzeczny kanału,

d,l- średnica wewnętrzna i długość kanału,

v - objętość rozszerzenia,

$k = \dfrac{E_o}{1 + \dfrac{E_o \cdot d}{E \cdot \delta_o}}$ - zastępczy moduł sprężystości kanału z cieczą,

E_o,E - moduł sprężystości cieczy i materiału ścianek kanału,

δ_o - grubość ścianki kanału.

Dla kanału o jednakowej średnicy, przy v = 0, wzór na częstotliwość własną kanału wynosi

$$f^{*}_{oc} = \frac{\sqrt{\frac{k}{\rho}}}{4\,l} \qquad /34/$$

Dla tych kanałów wypełnionych gazem, przy założeniu nieskończenie wielkiej wartości modułu sprężystości ścianek kanału, w porównaniu z modułem sprężystości gazu, częstotliwość własna kanału z rozszerzeniem, wynosi

$$f_{og} = \frac{C}{2\pi\sqrt{\frac{2}{\pi}\,l\,/\frac{2}{\pi}\,l + \frac{v}{s}/}} \qquad /35/$$

przy czym:

C - prędkość dźwięku w gazie.

Dla kanału o jednakowym przekroju

$$f^{*}_{og} = \frac{C}{4\,l} \qquad /36/$$

W przypadku utworzenia się poduszki powietrznej, w kanale wypełnionym cieczą /rys.8c/, podatność układu określona jest zasadniczo podatnością poduszki powietrznej, co prowadzi do znacznego obniżenia częstotliwości własnej układu. Częstotliwość własną takiego układu można wyznaczyć z zależności

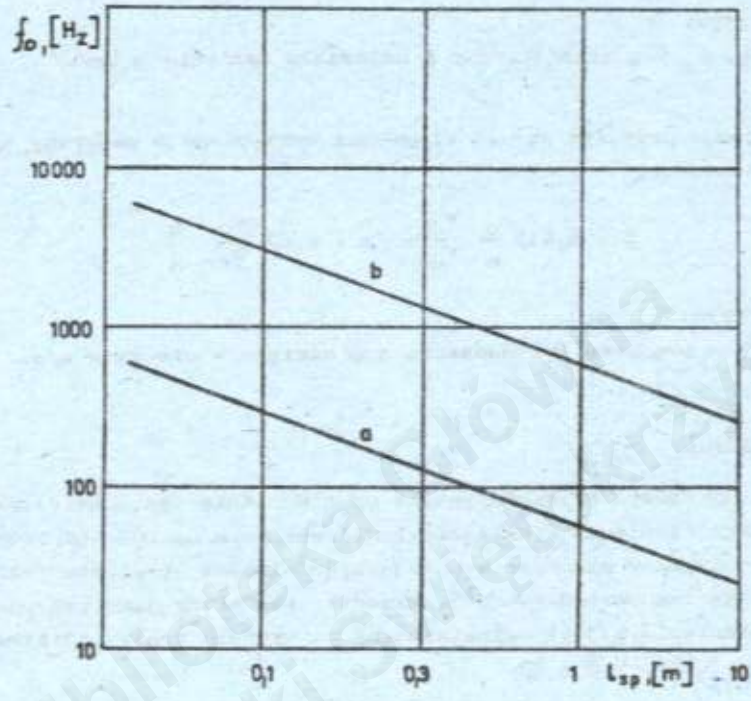
$$f_{op} = \frac{1}{2\pi}\,\frac{P}{l_c\rho/\frac{v}{s} + 1 - l_c/} \qquad /37/$$

przy czym:

P - ciśnienie w kanale,

l_c - długość odcinka kanału zapełniona cieczą.

Na rys. 9 przedstawiono zależność częstotliwości własnej kanału, wypełnionego cieczą i gazem, w funkcji długości kanału o stałym przekroju l_{sp}, przy czym długość $l_{sp} = l + \frac{v}{s}$.



Rys. 9. Zależność częstotliwości własnej kanału od jego długości: a/ z wypełnieniem gazowym, b/ z wypełnieniem cieczą

Oddziaływanie wsteczne ośrodka badanego, na czujnik ciśnienia, objawia się zmniejszeniem jego częstotliwości własnej i wzrostem tłumienia. Prowadzi to w konsekwencji, do zmniejszenia pasma częstotliwościowego, przenoszonego przez czujnik. I tak, w przypadku czujników z elementem sprężystym w postaci membrany, zamykającej kanał z cieczą o stałym przekroju, oddziaływanie cieczy na membranę, powoduje wzrost jej bezwładności i zmniejszenie częstotliwości własnej, do wartości

$$f_{oo} = \frac{f_o}{1 + 0{,}67 \frac{c\,R}{m\,h}} \qquad /38/$$

przy czym:

ρ_c, ρ_m - gęstość cieczy i materiału membrany w kg/m^3.

Następuje przy tym wzrost tłumienia względnego D membrany, zgodnie z zależnością

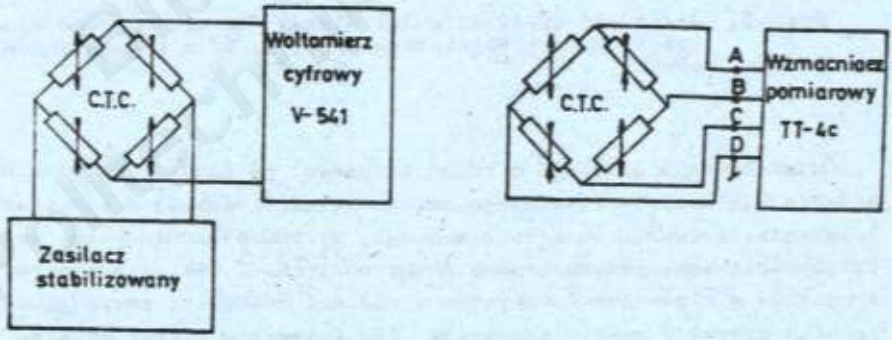
$$D = 0{,}413 \frac{c}{m} \frac{v_{dm}}{v_{dc}} \left/ 1 + 0{,}67 \frac{\rho_c}{\rho_m} \frac{H}{h} \right/^{-\frac{3}{2}} \qquad /39/$$

przy czym:

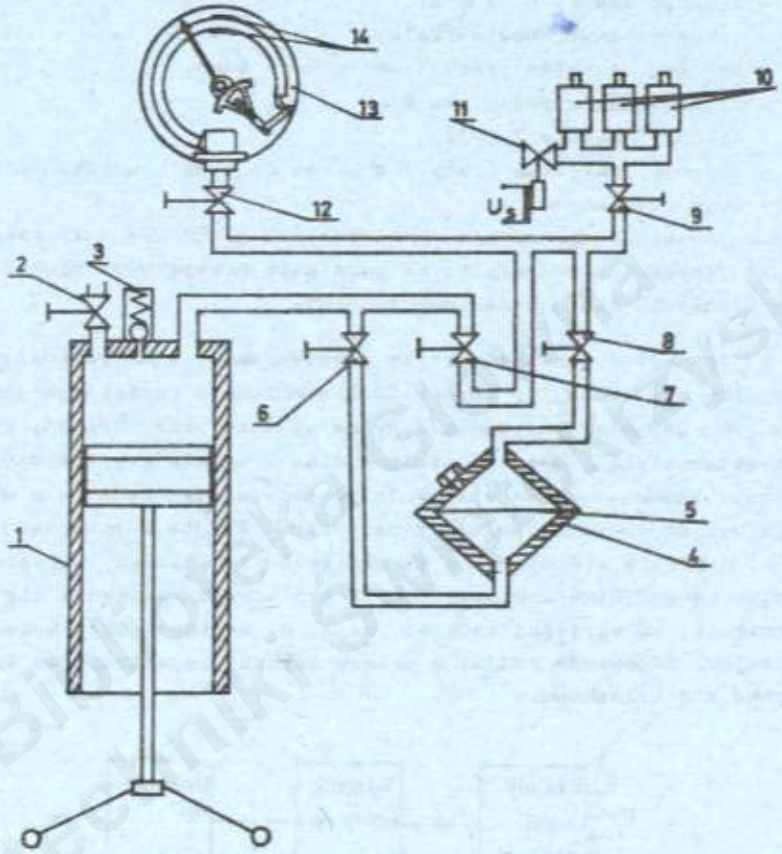
v_{dc} - prędkość rozchodzenia się dźwięku w cieczy w m/s.

Pomiary

1. Wyznyczyć charakterystykę przetwarzania tensometrycznego czujnika ciśnienia, w układzie pomiarowym jak na rys. 10. Czujnik tensometryczny wykonano wykorzystując element sprężysty /rurkę Bourdona/ manometru typ S93. Manometr ten służy jako wzorcowy czujnik ciśnienia i jest zainstalowany na wyjściu prasy powietrzno-hydraulicznej PPH - 25.



Rys. 10. Schemat układu pomiarowego do wyznaczania charakterystyk przetwarzania tensometrycznego czujnika ciśnienia /CTC/



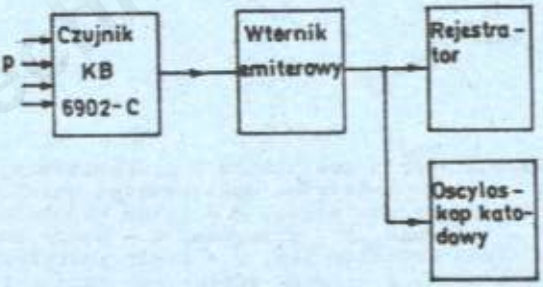
Rys. 11. Schemat prasy powietrzno - hydraulicznej PPH - 25: 1 - prasa powietrzna obustronnego działania, 2 - zawór odcinający powietrze, 3 - zawór bezpieczeństwa, 4 - zbiornik, 5 - przepona, 6 - zawór odcinający powietrze od zbiornika, 7 - zawór powietrzny, 8 - zawór zbiornika, 9 - zawór odcinający czujniki badane, 10 - czujniki badane, 11 - elektrozawór, 12 - zawór odcinający czujnik wzorcowy, 13 - czujnik wzorcowy, 14 - tensometry

Zadawanie żądanych wartości ciśnienia wykonuje się przy pomocy prasy PPH - 25, której schemat przedstawiono na rys. 11. Zbiornik prasy nie jest napełniony olejem i zadaje się tylko ciśnienia powietrza w sposób następujący:

- zamknąć zawory 6, 7 i 8,
- otworzyć zawór powietrza 2,
- obracać pokrętło prasy 1 do oporu w lewo,
- zamknąć zawór powietrza 2,
- otworzyć zawory 7 i 12,
- obracać pokrętłem prasy 1 w prawo do chwili uzyskania żądanego ciśnienia.

Pomiary wykonać dla ciśnień w zakresie 0 ÷ 0,6 MPa przy ciśnieniach wzrastających i opadających. Na podstawie przeprowadzonych pomiarów wyznaczyć klasę badanego czujnika.

2. Wyznaczyć charakterystykę przetwarzania elektrokinetycznego czujnika ciśnienia typ KB - 6902 C, w układzie pomiarowym jak na rys. 12. Czujnik jest zamocowany na wyjściu prasy PPH-25; rys. 11. Charakterystykę przetwarzania czujnika wyznacza się w sposób dynamiczny. Zadaną wartość ciśnienia powietrza doprowadza się do czujnika, wykonując czynności na prasie PPH - 25, jak w punkcie 3.1. Podać napięcie sterujące na elektrozawór 11, łączący przestrzeń pomiarową czujnika z otoczeniem. W ten sposób realizuje się skok ciśnienia, od wartości zadanej prasą, do wartości ciśnienia atmosferycznego. Odpowiedź czujnika należy zapisać rejestratorem lub odczytać z oscyloskopu.



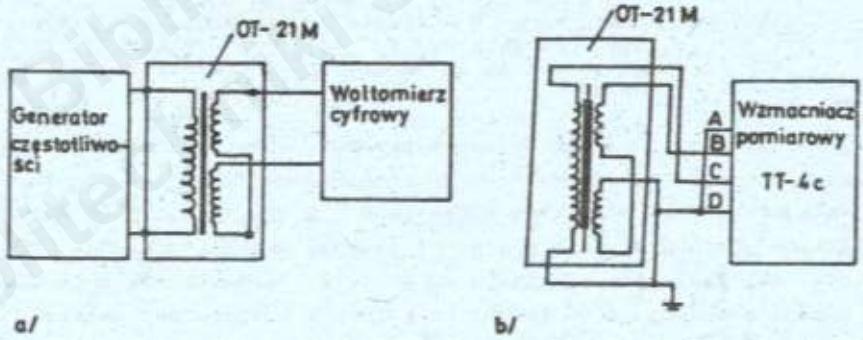
Rys. 12. Schemat układu pomiarowego do wyznaczania charakterystyki przetwarzania elektrokinetycznego czujnika ciśnienia

Pomiary czujnika przeprowadzić w zakresie ciśnień 0 ÷ 0,9 MPa. Na podstawie przeprowadzonych pomiarów, wyznaczyć klasę czujnika i czułość. Porównać uzyskane wyniki z parametrami podanymi w metryce czujnika.

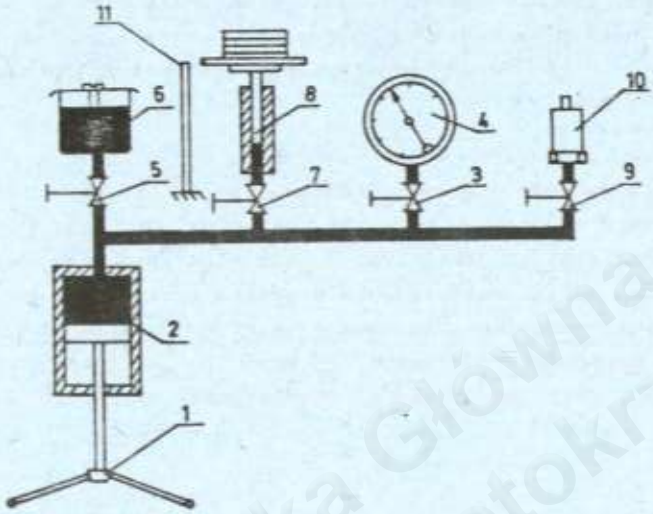
3. Wyznaczyć rezystancję wewnętrzną czujnika elektrokinetycznego. Dla zadanej wartości ciśnienia p_z, zmierzyć wartość napięcia wyjściowego czujnika w układzie jak na rys. 12. Zmierzone napięcie możemy przyjąć jako wartość siły elektromotorycznej E_z czujnika, gdyż dzięki zastosowaniu wtórnika emiterowego rejestrator nie obciąża czujnika. Dla zadanej wartości ciśnienia p_z, zmierzyć wartość napięcia wyjściowego U_{wy}, czujnika obciążonego znaną rezystancją R_o. Rezystancję wewnętrzną czujnika wyznaczyć z zależności

$$R_w = R_o \frac{E_z}{U_{wy}} - 1 \qquad /40/$$

Rezystancję obciążenia może stanowić rezystancja wejściowa wzmacniacza Y oscyloskopu, który podłączony bezpośrednio do czujnika pozwala zmierzyć wartość U_{wy}.



Rys. 13. Układy pomiarowe do wyznaczania charakterystyki przetwarzania indukcyjnego czujnika ciśnienia, różnicowo-transformatorowego



Rys. 14. Schemat manometru obciążnikowo-tłokowego: 1 - pokrętło, 2 - pompa zasilająca, 3 - zawór odcinający manometr wzorcowy 4,5 - zawór odcinający zbiornik, 6 - zbiornik oleju, 7 - zawór odcinający układ tłoka z odważnikami, 8 - tłok z odważnikami, 9 - zawór odcinający czujnik badany, 10 - czujnik badany, 11 - wskaz do ustalania właściwego położenia tłoka 8 w cylindrze

4. Wyznaczyć charakterystykę przetwarzania indukcyjnego czujnika ciśnienia transformatorowego różnicowego typu UT - 21M A8, w układzie jak na rys. 13, w zakresie 0 ÷ 2 MPa. Czujnik UT zainstalowany jest na wyjściu manometru tłokowo - obciążnikowego MPU - 60, rys. 14. Zadawanie ciśnienia odbywa się przez obciążanie odważnikami o znanej masie tłoka, szczelnie i beztarciowo umieszczonego w pionowo położonym cylindrze. Wartość wytwarzanego ciśnienia wynosi

$$p = \frac{G \cdot g}{A_z} + p_b \qquad /41/$$

przy czym:

G - masa odważnika,

g - przyspieszenie ziemskie,

A_z - pole zastępcze tłoka,

p_b - ciśnienie barometryczne.

Dla zadania ciśnienia manometrem tłokowo - obciążnikowym, należy wykonać następujące czynności:

- napełnić pompę zasilającą 2 olejem, przez otwarcie zaworu odcinającego 5 zbiornik oleju i pokręcenie pokrętłem pompy 1, do oporu w lewo,
- zamknąć zawór 5 i otworzyć zawory 7, 3 i 9,
- obciążyć tłok 8 odważnikami odpowiadającymi żądanemu ciśnieniu,
- pokrętłem 1 pompy zasilającej doprowadzić do pokrycia się białego znaku na tarczy tłoka, ze wskazem 11,
- nadać tłokowi ruch obrotowy /ręką/.

Na podstawie pomiarów wyznaczyć podstawowe parametry czujnika: nieliniowość, histerezę i napięcie zerowe U_{2o}.

L i t e r a t u r a

1. KAUTSCH R.: Messelektronik nichtelektrischer Grossen, H.Holzman Verlag Bad Vorishofen 1970
2. OSADCZIJ E.P.: Projektirowanie datczikow dlia izmierienia nieelektriczieskich wieliczin. Moskwa, Maszinostrojenie, 1974
3. SZUMIŁEWICZ B., SŁOMSKI B., STYBURSKI W.: Pomiary elektroniczne w technice. Warszawa: WNT, 1982
4. WAJAND J.: Pomiary szybkozmiennych ciśnień w maszynach tłokowych. Warszawa: WNT, 1974

Biblioteka Główna
Politechniki Świętokrzyskiej

Ćwiczenie 7

POMIARY PRZEMIESZCZEŃ LINIOWYCH I KĄTOWYCH

1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest poznanie metod pomiaru przemieszczeń liniowych i kątowych z wykorzystaniem czujników indukcyjnościowych, impulsowych i cyfrowych oraz pomiar charakterystyk statycznych tych czujników.

2. Podstawy teoretyczne

2.1. Wprowadzenie

Przemieszczenia liniowe są związane z ruchem postępowym, a przemieszczenia kątowe z ruchem obrotowym ciała. W przypadku pomiaru przemieszczeń w stosunku do pewnego nieruchomego układu odniesienia, mówi się o przemieszczeniach względnych, w przypadku przyjęcia układu odniesienia masy sejsmicznej w czujniku sejsmicznym mówi się o przemieszczeniach bezwzględnych, a metodę pomiaru nazywa się absolutną.

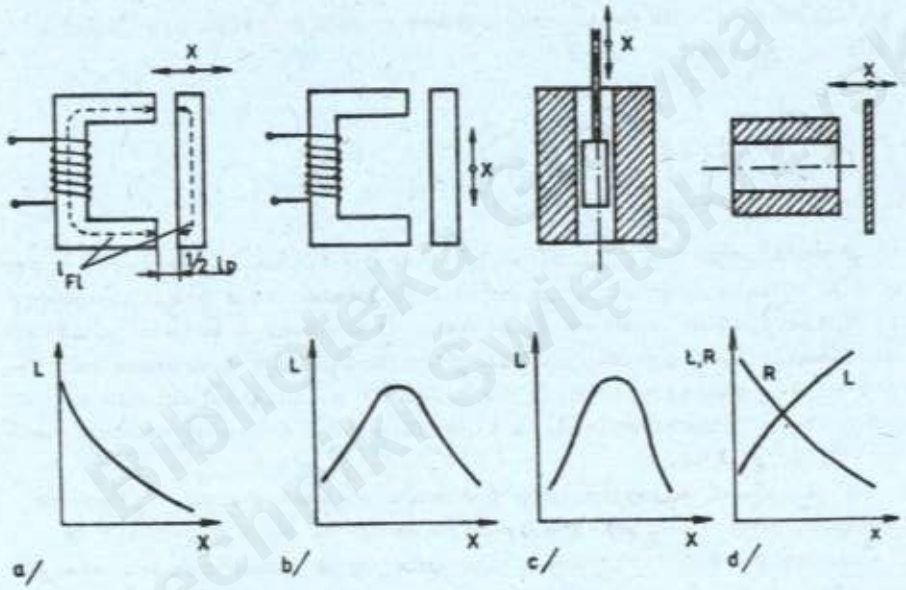
W ćwiczeniu zajmujemy się pomiarami przemieszczeń względnych /pomiary przemieszczeń absolutnych omówione są w ćwiczeniu 9/.

Zakres wartości mierzonych przemieszczeń liniowych zawiera się od ułamków μm do metrów, a zakres wartości przemieszczeń kątowych od $1 \cdot 10^{-5}$ rad do wielokrotności radianów. Wymagane dokładności są bardzo różne, od najwyżej osiągalnych /rzędu 0,001% mierzonej wielkości/, do normalnych technicznych /1 - 2%/. Dokładności najwyższe uzyskuje się wykorzystując do pomiarów czujniki impulsowe i cyfrowe.

2.2. Czujniki przemieszczeń liniowych i kątowych

2.2.1. Czujniki indukcyjnościowe

W czujnikach indukcyjnościowych wykorzystuje się zależność zmiany indukcji własnej L obwodu magnetycznego, od zmian przesunięcia liniowego x lub kątowego α. Na rys. 1 przedstawiono zasadę działania różnych przetworników indukcyjnościowych.



Rys. 1. Zasada działania i charakterystyki przetwarzania podstawowych przetworników indukcyjnościowych: a/ dławikowego o zmiennej długości szczeliny, b/ dławikowego o zmiennej powierzchni szczeliny, c/ solenoidalnego, d/ wiroprądowego

W przetwornikach dławikowych indukcyjność L można zmieniać zmieniając długość szczeliny l_p /rys. 1a/ lub powierzchnię szczeliny /rys. 1b/. W przetwornikach solenoidalnych indukcyjność zmienia się wskutek zmian strumienia skojarzonego z cewką, przy przesuwaniu rdzenia /rys. 1c/. Przetworniki wiroprądowe /rys. 1d/ mogą pracować jako indukcyjnościowe i rezystancyjne. Jeżeli przez cewkę płynie prąd przemienny, to w przewodzącej tarczy indukują się

prądy wirowe o natężeniu zależnym od odległości x. Strumień magnetyczny prądów wirowych osłabia pole własne cewki, zmniejszając jej indukcyjność L, przy zbliżaniu tarczy. Jednocześnie zbliżenie tarczy powoduje wzrost natężenia prądów wirowych, a więc i wzrost strat energetycznych i rezystancji R cewki.

Indukcyjność przetworników o zamkniętych obwodach /rys. 1a i b/ można wyrazić za pomocą zależności

$$L = \frac{n^2}{R_\mu} \qquad /1/$$

przy czym:

R_μ - reluktancja obwodu magnetycznego,

n - liczba zwojów cewki.

W najprostszym obwodzie magnetycznym reluktancja jest sumą reluktancji szczeliny $R_{\mu p}$ i rdzenia $R_{\mu Fe}$

$$R_{\mu p} = \frac{l_p}{\mu_o \cdot s_p} \qquad /2/$$

$$R_{\mu Fe} = \frac{l_{Fe}}{\mu_o \cdot \mu \cdot s_{Fe}} \qquad /3/$$

Indukcyjność cewki wyraża się wzorem

$$L = \frac{n^2}{\frac{l_p}{\mu_o \cdot s_p} + \frac{l_{Fe}}{\mu_o \cdot \mu \cdot s_{Fe}}} \qquad /4/$$

przy czym:

l_p, s_p - długość i przekrój szczeliny,

l_{Fe}, s_{Fe} - średnia droga strumienia w rdzeniu i przekrój rdzenia,

μ_o, μ - przenikalność magnetyczna próżni i względna materiału rdzenia.

W zależności /4/ nie uwzględniono magnetycznych strumieni rozproszenia. Impedancję cewki przetwornika można zapisać

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

$$Z = R + j\omega L = R + j\omega \frac{n^2}{\frac{l_p}{\mu_o \cdot s_p} + \frac{l_{Fe}}{\mu_o \cdot \mu \cdot s_{Fe}}} \qquad /5/$$

Dla stosowanych materiałów ferromagnetycznych rdzeni przetwornika $\mu_o \mu \gg \mu_o$, $R_{Fe} \ll R_{\mu p}$ i zależności /4/ i /5/ można zapisać w postaci

$$L = n^2 \cdot \mu_o \cdot s_p \cdot \frac{1}{l_p} \qquad /6/$$

$$Z = R + j\omega n^2 \cdot \mu_o \cdot s_p \cdot \frac{1}{l_p} \qquad /7/$$

Z zależności /6/ i /7/ wynika, że zarówno indukcyjność L, jak i impedancja Z cewki przetwornika, jest funkcją hiperboliczną długości szczeliny powietrznej.

Jedną z metod linearyzacji charakterystyki przetwarzania czujnika jest odpowiedni dobór zakresu zmian szczeliny i wartości szczeliny początkowej. Jeżeli organ ruchomy przesuwa się o x w prawo i w lewo wokół ustalonego położenia d_o, to długość szczeliny możemy zapisać

$$l_p = 2 d_o + 2 x \qquad /8/$$

a jej reluktancję

$$R_{\mu p} = R_{\mu po} + r_{\mu p} = \frac{2d_o}{\mu_o \cdot s_p} + \frac{2x}{\mu_o \cdot s_p} \qquad /9/$$

Uwzględniając zależności /6/, /8/ i /9/ otrzymuje się

$$L = \frac{L_o}{1 + \frac{x}{d_o}} \qquad /10/$$

przy czym L_o - indukcyjność początkowa /przy x = 0/, która wynosi

$$L_o = \frac{1}{2} n^2 \frac{\mu_o \cdot s_p}{d_o} \qquad /11/$$

Względną zmianę indukcyjności przetwornika można wyrazić zależnością

$$\frac{L - L_o}{L_o} = \frac{\Delta L}{L_o} = \frac{\frac{x}{d_o}}{1 + \frac{x}{d_o}} \qquad /12/$$

lub w postaci szeregu potęgowego

$$\frac{\Delta L}{L_o} = \frac{x}{d_o}\left[1 - \frac{x}{d_o} + \left(\frac{x}{d_o}\right)^2 + \ldots\right] \qquad /13/$$

Dla małych przesunięć x /mniejszych niż 15% d_o/, charakterystyka przetwornika indukcyjnego jest liniowa, a czułość przetwornika na względne przesunięcie $\frac{x}{d_o}$ jest równa 1

$$\frac{\frac{\Delta L}{L_o}}{\frac{x}{d_o}} = 1 \qquad /14/$$

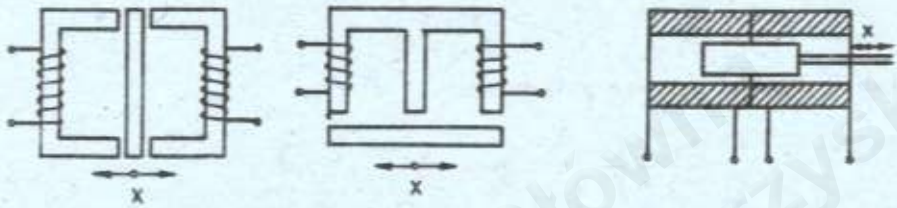
Maksymalna długość szczeliny powinna być równa długości krytycznej $d_o = d_{kr}$, aby przy małej zmianie jej długości, nie zmieniał się kąt fazowy impedancji Z cewki przetwornika [4]. Zmiana kąta fazowego powoduje dodatkowe błędy przetwornika.

Wadami czujników dławikowych są:

- zależność natężenia prądu w cewce, od wartości napięcia zasilającego i częstotliwości.
- mały zakres liniowej pracy /15% wartości początkowej/ przetwornika,
- działanie znacznych sił elektromechanicznych na jarzmo przetwornika.

Dla uniknięcia tych wad i ze względu na inne zalety /zwiększenie zakresu liniowej pracy, zmniejszenie błędów temperaturowych/ przetworniki dławikowe i inne indukcyjne buduje się w układzie różnicowym /rys. 2/. Przy x = 0, zwora zajmuje symetryczne polo-

żenie względem obydwu rdzeni /względnie obydwu cewek/, jak na rys. 2c i reluktancje dróg strumieni obydwu cewek są jednakowe. Jeżeli zwora przesunie się w lewo lub w prawo od położenia symetrycznego, indukcyjności cewek 1 oraz 2 zmieniają się jednakowo co do wartości bezwzględnej, lecz przeciwnie co do znaku. Indukcyjność cewki L_1 wzrasta o tyle, o ile maleje indukcyjność cewki L_2 /lub odwrotnie/.



a/ b/ c/

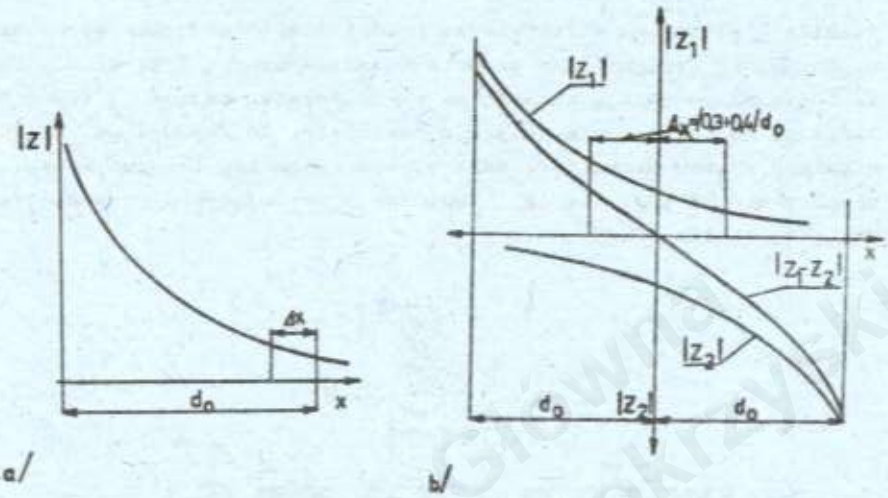
Rys. 2. Indukcyjnościowe przetworniki różnicowe: a/ o zmiennej długości szczeliny, b/ o zmiennej powierzchni szczeliny, c/ solenoidalny

Różnica względnych zmian indukcyjności przetwornika wynosi

$$\frac{\Delta L}{L_{o1}} - \frac{\Delta L}{L_{o2}} = \frac{2\frac{x}{d_o}}{1 - \left(\frac{x}{d}\right)^2} \approx 2\frac{x}{d_o}\left[1 + \left(\frac{x}{d_o}\right)^2 + \left(\frac{x}{d_o}\right)^4 + \ldots\right] \qquad /15/$$

i zmienia się w funkcji przesunięcia bardziej liniowo niż względna zmiana indukcyjności przetwornika pojedynczego. Przebieg zależności $Z_1 = f/x/$ i $Z_2 = f/x/$ oraz $Z_1 - Z_2 = f/x/$ dla przetwornika z rys. 2a przedstawiono na rys. 3. Z rysunku widać, że liniowa część charakterystyki przetwornika różnicowego jest większa niż dla przetwornika pojedynczego. Pozwala to zwiększyć zakres pomiarowy przetworników różnicowych do wartości 0,3 - 0,4 d_o.

Czujniki transformatorowe, których działanie opiera się na zmianie indukcyjności wzajemnej M, pod wpływem przesunięcia liniowego x lub kątowego α, zostały omówione w ćwiczeniu "pomiary ciśnień". Tam też dokonano przeglądu układów pomiarowych do współpracy z czujnikami transformatorowymi różnicowymi.



Rys. 3. Charakterystyki przetwarzania i zakresy pomiarowe czujnika indukcyjno-dławikowego: a/ pojedynczego, b/ różnicowego

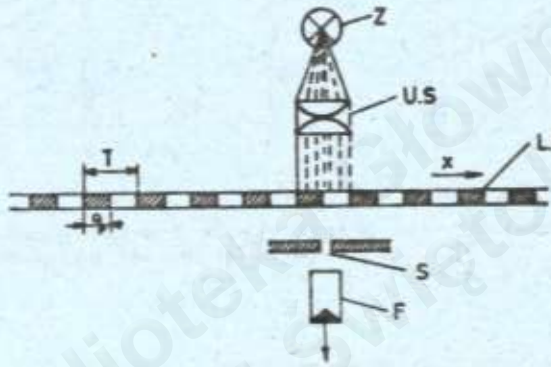
2.2.2. Impulsowe czujniki przemieszczeń

Działanie impulsowych czujników przemieszczeń polega na wytwarzaniu impulsów, z których każdy odpowiada jednostkowemu przemieszczeniu /kwantowi/. Liczba impulsów zliczonych w liczniku określa przemieszczenie od umownie przyjętego położenia, któremu przyporządkowano stan zerowy licznika. Wartość jednostkowego przemieszczenia /kwantu/ określa rozdzielczość czujnika.

Sygnał impulsowy uzyskuje się w rezultacie współdziałania urządzenia kodującego z odczytującym. Urządzenia kodujące impulsowych czujników przemieszczeń stanowią linijki, tarcze i bębny ze ścieżkami z równomiernie naniesionymi znakami /lub wycięciami/. Urządzenia odczytujące budowane są w oparciu o różne zasady fizyczne. Najczęściej spotykane w praktyce, to przetworniki fotoelektryczne, halotronowe, stykowe i indukcyjne.

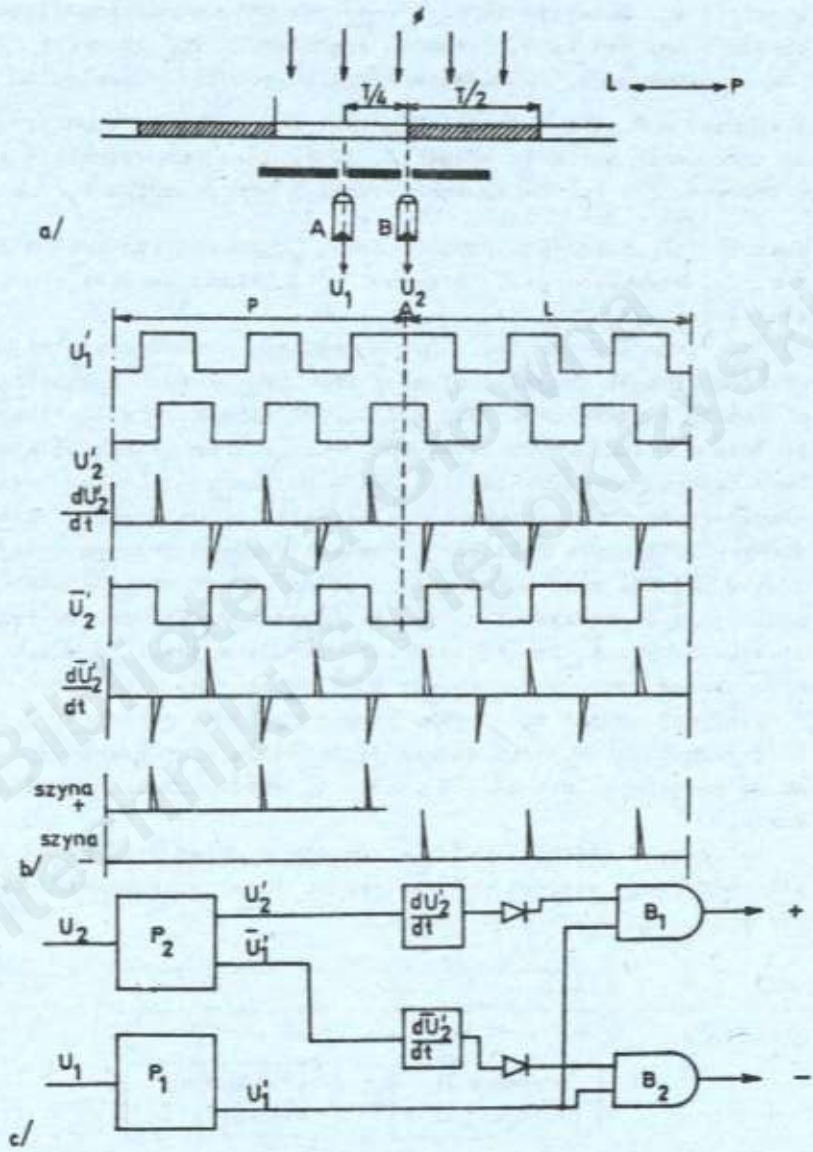
Na rys. 4 przedstawiono zasadę działania fotoelektrycznego impulsowego czujnika przemieszczeń liniowych. Linijka ze ścieżką w postaci pól przepuszczających i zatrzymujących odpowiednio uformowaną wiązkę światła, przemieszcza się względem układu: źródło

światła - szczelina - fotodioda. Rozdzielczość czujnika, wyrażona najmniejszym wyróżnialnym przemieszczeniem, wynosi T/2. Metody fotochemiczne pozwalają nanieść na szkło ścieżki mające od 100 ÷ 500 linii na mm, co pozwala osiągnąć rozdzielczość rzędu 1 µm. Wyróżnienie kierunku przemieszczenia, w czujnikach impulsowych, można zrealizować za pomocą dwóch elementów odczytujących, przesuniętych względem siebie o T/4.



Rys. 4. Schemat fotoelektrycznego impulsowego czujnika przemieszczeń liniowych: Z - źródło światła, US - układ soczewek, LK - linijka kodowa, S - szczelina, F - fotoelement

Na rys. 5 przedstawiono sposób wyznaczania kierunku przemieszczenia, na przykładzie fotoelektrycznego czujnika impulsowego. Napięcie wyjściowe czujników, za pomocą przerzutników P_1 i P_2, zostaje uformowane w sygnały prostokątne. Kierunek przemieszczenia określa się jednoznacznie, przez porównanie sygnałów wyjściowych z jednego przerzutnika, ze zróżniczkowanym sygnałem wyjściowym z drugiego przerzutnika. Porównanie to zachodzi w bramkach B_1 i B_2. Diody znajdujące się za układami różniczkującymi przepuszczają jedynie impulsy o polaryzacji dodatniej, a impulsy ujemne nie są w dalszej pracy układu wykorzystywane. Na rys. 5b, przedstawiono przebiegi czasowe sygnałów i ich pochodnych, w funkcji przemieszczania się linijki kodowej. Do chwili A, linijka przemieszcza się w kierunku P. Sygnały z przerzutnika P_1 wyprzedzają sygnały z prze-

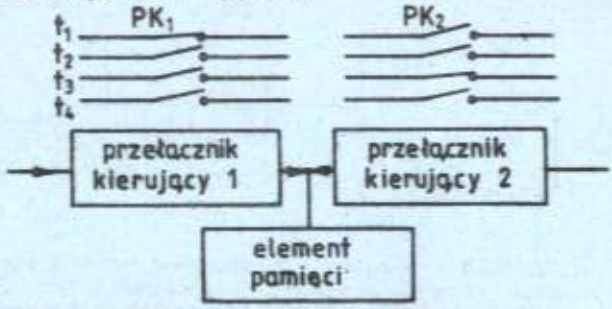


Rys. 5. Schemat wyróżniania kierunków ruchu w impulsowym czujniku przemieszczeń: a/ usytuowanie fotodiod, b/ przebiegi czasowe sygnałów, c/ schemat blokowy układu

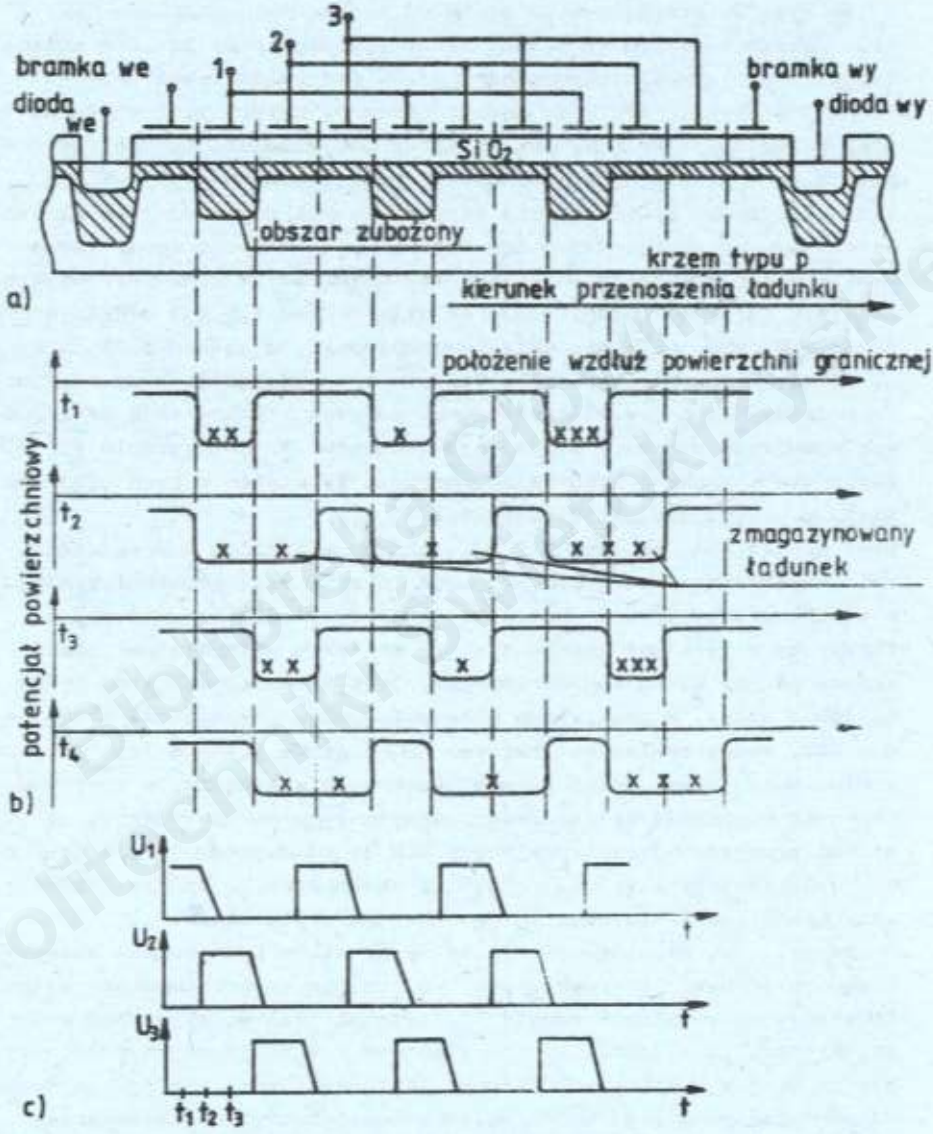
rzutnika P_2. Dodatnie impulsy $\frac{dU_2'}{dt}$, z układu różniczkującego przechodzą przez bramkę B_1 /otwartą sygnałem z P_1/ na szynę "+" licznika rewersyjnego. Po zmianie kierunku przemieszczenia, od punktu A, sygnały z P_2 wyprzedzają sygnały z P_1. Dodatnie impulsy $\frac{dU_2'}{dt}$ nie są przepuszczane przez bramkę B_1, gdyż jest ona zamknięta sygnałem z przerzutnika P_1. Zanegowany sygnał z przerzutnika P_2, po zróżniczkowaniu $\frac{dU_2'}{dt}$ przechodzi przez bramkę B_2, otwartą sygnałem z przerzutnika P_1, kierowany jest na szynę "-" licznika rewersyjnego, zmniejszając jego stan.

Jako impulsowe czujniki przemieszczeń, wykorzystuje się obecnie, również liniowe czujniki wizyjne CCD. Umożliwiają one pomiar przemieszczeń bezdotykowo. Czujniki CCD /Charge-Coupled-Devices/ - ze sprzężeniem ładunkowym, stanowią jedną z grup szerokiej klasy przetworników z przenoszeniem ładunku CTD /Charge-Transfer-Devices/, przeznaczonych do przetwarzania sygnałów, w dziedzinie czasu. Przyrządy CTD stanowią realizacje pamięci analogowych, pamiętających dane w postaci próbek ładunku, z jednoczesnym opóźnieniem między odbiorem i doprowadzeniem sygnału. Sposób działania przyrządu CTD ilustruje rys. 6. Przełącznik Pk_1 kieruje sygnał, na czas t_1, do elementu pamięci. W tym czasie przełącznik Pk_2 jest rozwarty. W następnej chwili t_2, obydwa przełączniki są rozwarte. W chwili t_3 przełącznik Pk_2 jest zamknięty, umożliwiając transmisję sygnału do następnego stopnia. W czasie t_4 obydwa przełączniki są rozwarte.

Połączenie zestawu takich elementów w układ drabinkowy, umożliwia opóźnienie szeregu próbek sygnału i zapewnia prawidłową ich transmisję od wejścia do wyjścia.



Rys. 6. Zasada działania przyrządu CTD



Rys. 7. Działanie przyrządu CCD
a/ przekrój poprzeczny przyrządu, b/ przesuwanie ładunku wzdłuż przyrządu, c/ przebiegi napięć; na elektrodach sterujących przesuwaniem ładunku

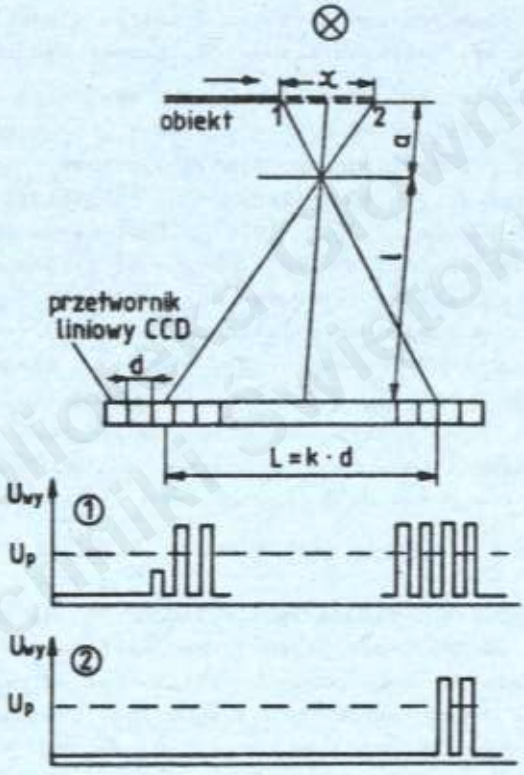
Na rys. 7, przedstawiono przekrój poprzeczny przyrządu CCD oraz zobrazowano proces przenoszenia ładunku, przy zastosowaniu trójfazowego sygnału zegarowego [5]. W przyrządzie zastosowano izolującą warstwę SiO_2, na podłożu krzemowym typu p. Przy dodatniej polaryzacji bramek, ich metalowa powierzchnia ładuje się dodatnio, a w przylegającym do dielektryka obszarze p pojawi się ładunek ujemny, który odpycha od powierzchni granicznej większościowe dziury. Tworzą się w ten sposób, pod dodatnio spolaryzowanymi bramkami, obszary zubożone /zakreskowane na rys. 7a/. Większe dodatnie napięcie polaryzacji, na elektrodach 1,2 i 3 będzie przyczyną głębszego wnikania obszaru zubożonego, w obszar podłoża typu p. Obszar dyfuzyjny typu n na wejściu i bramka wejściowa, odgrywają rolę źródła i bramki tranzystora polowego, które mogą wstrzykiwać elektrony w obszar drenu, pod elektrodę 1. Gromadzenie się elektronów w obszarach zubożonych, oznacza istnienie w tych miejscach minimum potencjału dla elektronów.

Przy oświetleniu przyrządu CCD światłem widzialnym lub podczerwonym i zaobserbowaniu przez przyrząd fotonów tego promieniowania, w strukturze przyrządu generowane są pary elektron - dziura. Elektrony z tych par gromadzą się w minimach potencjałów. Ilość zgromadzonego w ten sposób ładunku, jest proporcjonalna do całki względem czasu, z padającego promieniowania. Oświetlanie przyrządów CCD, można realizować zarówno przez górną i dolną jego powierzchnię. Małe szumy, towarzyszące przenoszeniu ładunku, w przyrządach CCD oraz możliwość małoszumnego odczytu sygnału na wyjściu, są czynnikami predystynującymi przyrządy CCD do stosowania w układach kamery półprzewodnikowej lub czujnika obrazowego, o bardzo dobrych właściwościach w zakresie małego poziomu oświetlenia.

Na rys. 7c, zilustrowano jeden ze sposobów przesuwania zmagazynowanego ładunku, w przyrządach CCD, za pomocą trójfazowego ciągu impulsów zegarowych. W czasie t_1, ładunek jest magazynowany pod elektrodami 1. W chwili t_2, do elektrod 2 zostaje doprowadzone napięcie U_b i zmagazynowany ładunek jest przesuwany, za pomocą mechanizmów unoszenia i dyfuzji, do szerszego obszaru magazynowania, rozciągającego się pod elektrodami 1 i 2. Od momentu t_2, następuje także powolne zmniejszanie napięcia na elektrodach 1, co pozwala zakończyć proces przenoszenia ładunku, pod elektrody 2. W chwili

t_3, zgromadzony ładunek znajduje się pod elekttodami 2. W następnej chwili t_4, do elektrod 3 zostaje doprowadzone napięcie U_b i magazynowany ładunek przesuwany jest pod elektrody 2 i 3.

Powtarzanie tego procesu, w kolejnych fazach, umożliwia realizację kolejnych przenoszeń magazynowanych ładunków, wzdłuż przyrządu CCD.



Rys. 8. Zasada pomiaru przemieszczeń, przy pomocy przetwornika liniowego CCD

Na rys. 8 przedstawiono zasadę pomiaru przemieszczeń, z wykorzystaniem liniowego czujnika wizyjnego CCD. Jeżeli stała odwzorowania układu optycznego wynosi

$$\beta = \frac{x}{L} = \frac{a}{1} \qquad /16/$$

to wartość mierzonego przesunięcia można zapisać

$$x = \beta\, k\, d \qquad /17/$$

gdzie:

d - długość pojedynczego elementu światłoczułego czujnika CCD

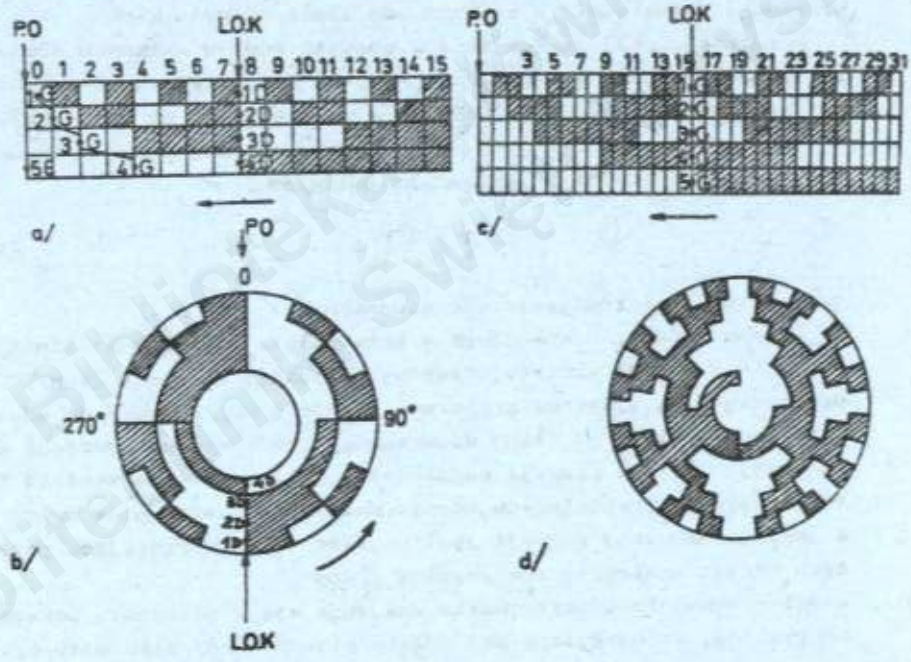
k - liczba przysłoniętych elementów, przemieszczanym obiektem.

Produkowane obecnie liniowe czujniki CCD, zawierają 256, 1024 lub 2048 elementów światłoczułych, o długości 13μm każdy. Pozwala to wykonywać pomiary przemieszczeń, tymi czujnikami, metodą zliczania impulsów odpowiadających oświetlonym /lub nieoświetlonym/ elementom czujnika, z błędem od 0,5 do 0,05%. Przy zapewnieniu stałego oświetlenia czujnika CCD, istnieje możliwość wyróżnienia większej niż 2 poziomów sygnału wyjściowego, odpowiadających oświetlonym lub nieoświetlonym elementom światłoczułym przetwornika. Wykorzystując liniową zależność napięcia od oświetlenia elementów światłoczułych czujnika CCD oraz dobrą powtarzalność tej zależności, dla poszczególnych elementów, można rozróżnić nawet 100 poziomów sygnału wyjściowego. Oznacza to możliwość uzyskania granicznej rozdzielczości rzędu 0,01d, to znaczy $\sim 0{,}13\ \mu m$ [2] [4].

Czujniki przemieszczenia działające na zasadzie kodowania przestrzennego.

W czujnikach przemieszczeń wykorzystujących kodowanie przestrzenne, każdej wartości mierzonego przemieszczenia przyporządkowany jest odpowiadający temu przemieszczeniu kod cyfrowy, odczytywany bezpośrednio z urządzenia kodującego. Jako urządzenia kodujące stosuje się listwy, tarcze i bębny kodowe. Na rys. 9 przedstawiono listwy i tarcze kodowe, z maskami w czteropozycyjnym kodzie dwójkowym i 5 pozycyjnym kodzie Greya. Niech zakreskowanym częściom maski odpowiadają logiczne 1, a niezakreskowanym logiczne zero. Przy przemieszczeniu się maski względem nieruchomej linii odczytu kodu, z elementów odczytujących /1E0 - 4E0/ otrzymujemy wartość przemieszczenia w kodzie dwójkowym, w zakresie od 0000/0/ do 1111/15/. Dokładność przetwarzania przemieszczeń w kod wynosi $\frac{1}{2^n} = \frac{1}{2^4} = \frac{1}{16}$ pełnego zakresu.

Przejście z jednej dyskretnej wartości do drugiej związane jest ze zmianą kodu w jednej lub w wielu pozycjach. Na przykład, przy przejściu od wartości 0111/7/ do 1000/8/, kod zmienia się jednocześnie we wszystkich pozycjach. Może to prowadzić, przy nieprzewidzianym przesunięciu elementów odczytujących, do powstawania grubych błędów przetwarzania. Na przykład, na granicy pomiędzy 0111/7/ a 1000/8/, można uzyskać dowolną wartość w przedziale od 0000/0/ do 1111/15/. Dla wyeliminowania tej wady, w czujnikach działających na zasadzie kodowania przestrzennego stosuje się maski z kodami cyklicznymi lub specjalne układy odczytu.



Rys. 9. Listwy i tarcze kodowe: a,b/ w kodzie dwójkowym, c,d/ w kodzie cyklicznym, PO - początek odczytu, LOK - linia odczytu kodu, 1G - 5G - elementy odczytujące w kodzie Greya, 1D - 5D - elementy odczytujące w kodzie dwójkowym

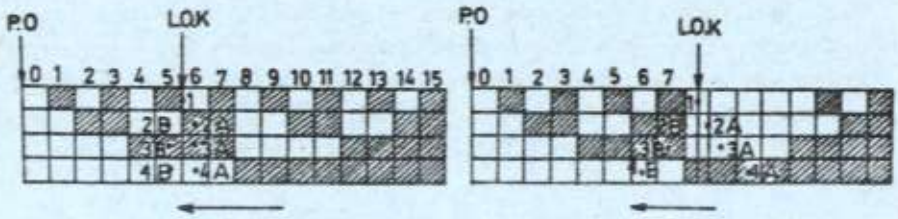
Urządzenia kodujące z maskami w kodzie cyklicznym charakteryzują się tym, że przejściu z jednej dyskretnej wartości do drugiej, odpowiada zmiana kodu tylko w jednej pozycji. Maskę w kodzie Greya można zbudować w oparciu o maskę w zwykłym kodzie dwójkowym, jeżeli przesunąć ścieżki kodowe, względem początku odczytu, w kierunku dodatnim przemieszczenia maski o połowę wagi pozycji /rys. 9c/. Dla zapewnienia jednoznaczności zmiany kodu, w całym zakresie przemieszczenia się maski, należy wprowadzić ścieżkę starszej pozycji /piątą/, a także /n+1/ element odczytujący. Można również odczytać kod Greya z maski w kodzie dwójkowym, jeśli elementy odczytujące przesunąć odpowiednio, w stosunku do linii odczytu kodu.

Eliminację niejednoznaczności odczytu kodu w układach odczytu realizuje się metodą podwójnej szczotki lub metodą Barkera /kod V/. Metoda podwójnej szczotki polega na zastosowaniu we wszystkich pozycjach, oprócz najmłodszej dwóch elementów odczytujących, przesuniętych względem linii odczytu na odległość

$$l = \pm \frac{1}{2} q \qquad /18/$$

przy czym q - rozdzielczość czujnika.

Elementy odczytujące grupy A przesunięte są względem linii odczytu L0 w stronę wzrostu odczytu, natomiast elementy grupy B przesunięte są w stronę przeciwną. Wybór grupy A lub B, do odczytu informacji, zależy od stanu odczytanego przez element pozycji najmłodszej. Jeśli w pozycji najmłodszej jest odczytana wartość 0, to w pozycjach pozostałych, odczyt następuje z elementów grupy A, a jeśli w młodszej pozycji jest wartość 1, to w pozycjach pozostałych odczyt następuje z elementów grupy B.
Jeśli w momencie odczytu, maska znajduje się w położeniu pokazanym na rys.10a, to odczytany kod będzie albo 0101/5/ albo 0110/6/.



Rys.10. Metody odczytu kodu z masek kodowych: a/ metoda podwójnej szczotki, b/ metoda Barkera, PO - początek odczytu, LOK - linia odczytu kodu, 1A - 4A, 1B - 4B - elementy odczytujące

W metodzie Barkera wykorzystuje się też dwa elementy odczytujące we wszystkich pozycjach maski, oprócz najmłodszej, z tym, że elementy te rozmieszczone są w stosunku do linii odczytu na odległość

$$l_n = \pm \frac{q}{2} \cdot 2^{n-2} \qquad /n = 2, 3, 3 .../ \qquad /19/$$

gdzie

n - numer pozycji.

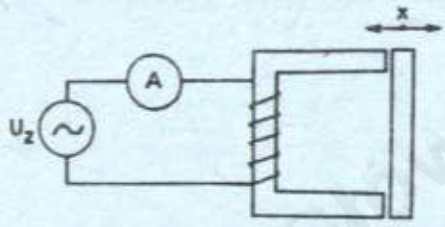
Zarówno przy metodzie odczytu metodą podwójnej szczotki, jak i przy metodzie Barkera, maska wykonywana jest w zwykłym kodzie dwójkowym.

Elementy odczytujące czujników impulsowych i działających na zasadzie kodowania przestrzennego działają na wielu różnych zasadach fizycznych. Najczęściej spotykane w praktyce to: przetworniki fotoelektryczne, magnetyczne, pojemnościowe, indukcyjne i stykowe.

2.3. Układy pomiarowe

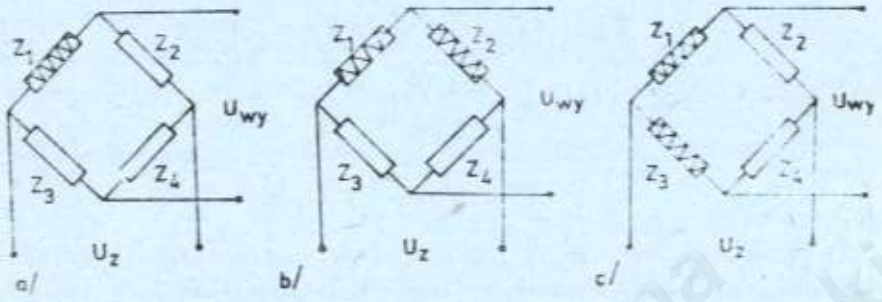
Prosty układ pomiarowy z czujnikiem indukcyjnym, w którym można zrealizować pomiar przemieszczeń z wykorzystaniem czujnika dławikowego, przedstawiono na rys. 11. Miarą przemieszczenia jest moduł impedancji czujnika, wyznaczony ze wskazań amperomierza prądu zmiennego. Czujnik zasilany jest ze źródła napięciem o określonej czę-

stotliwości i wartości skutecznej. Amperomierz może być wyskalowany bezpośrednio w jednostkach przemieszczenia. Układ ten jest jednak niewygodny, gdyż tylko część zakresu amperomierza jest wykorzystywana do pomiaru przesunięć. Ponadto pomiar przemieszczeń w tym układzie obarczony jest dużym błędem, wynikającym z niezamierzonych zmian częstotliwości i napięcia zasilania.



Rys. 11. Układ do pomiaru modułu impedancji czujnika indukcyjnego, za pomocą amperomierza

Czujniki indukcyjnościowe, o zmiennej indukcyjności własnej, najczęściej pracują w układach mostkowych. W najprostszym przypadku jedną z gałęzi mostka jest impedancja Z_1 czujnika, pozostałe gałęzie są elementami mostka /rys. 12a/. Pojedynczy czujnik indukcyjny, w układzie mostka, jest rzadko stosowany w praktyce, ze względu na duży wpływ czynników zakłócających pomiar, małą czułość, znaczną nieliniowość i istnienie siły działającej na rdzeń. W praktyce, w układach mostkowych pracują czujniki indukcyjne różnicowe, które włącza się w sąsiednie gałęzie mostka, symetrycznie względem przekątnej odbiornika /rys. 12b/ lub symetrycznie względem przekątnej zasilania /rys. 12c/.



Rys. 12. Czujniki indukcyjne w układzie mostka: a/ układ z czujnikiem pojedynczym, układ z czujnikiem różnicowym, b/ symetryczny względem odbiornika, c/ symetryczny względem zasilanie

Napięcie wyjściowe U_{wy} w przekątnej pomiarowej mostka, gdy obciążeniem jej jest wzmacniacz /$Z_{obc} \longrightarrow \infty$/, można zapisać

$$U_{wy} = U_z \cdot \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{/Z_1 + Z_2/ /Z_2 + Z_3/} \qquad /20/$$

Po podstawieniu w równaniu /20/ wartości impedancji, dla układu o symetrii względem odbiornika: $Z_1 = Z + \Delta Z$, $Z_2 = Z$, $Z_3 = Z_4 = n Z$, $\varepsilon = \Delta Z/Z$ otrzymamy, dla układu z pojedynczym czujnikiem

$$U_{wy} = \frac{1}{2} U_z \cdot \frac{\varepsilon}{2 + \varepsilon} \qquad /21/$$

dla układu różnicowego, w którym $Z_1 = Z + \Delta Z$ i $Z_2 = Z - \Delta Z$

$$U_{wy} = \frac{1}{2} U_z \cdot \varepsilon \qquad /22/$$

Analogicznie, dla układu o symetrii względem gałęzi zasilania, dla układu z pojedynczym czujnikiem, a więc $Z_1 = Z + \Delta Z$, $Z_3 = Z$, $Z_2 = Z_4 = n \cdot Z$

Politechnika Gdańska Biblioteka Główna i Czytelnia Naukowa

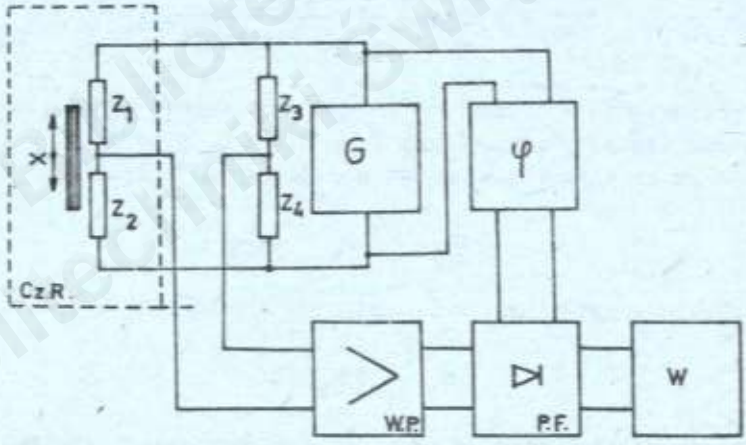
$$U_{wy} = U_z \cdot \varepsilon \frac{n}{/1 + n/ /1 + n - \varepsilon /} \qquad /23/$$

dla układu różnicowego: $Z_1 = Z + \Delta Z$, $Z_3 = Z - \Delta Z$, $Z_2 = Z_4 = n \cdot Z$

$$U_{wy} = U_z \varepsilon \frac{2n}{/n + 1/^2 - \varepsilon^2} \qquad /24/$$

W układzie mostkowym, przy włączeniu czujnika różnicowego symetryczne względem odbiornika, napięcie wyjściowe jest liniową funkcją względnej zmiany impedancji ε. Dla pozostałych układów zależność napięcia wyjściowego, w funkcji względnej zmiany impedancji, jest nieliniowa.

W układach mostkowych symetrycznych względem gałęzi zasilania, liniowość charakterystyk przetwarzania można kształtować przez odpowiedni dobór stosunku impedancji ramion n.



Rys. 13. Typowy układ do pomiaru przemieszczeń z wykorzystaniem indukcyjnych czujników różnicowych: G - generator, φ - przesuwnik fazowy, WP - wzmacniacz pomiarowy, PP - prostownik fazoczuły, W - wskaźnik

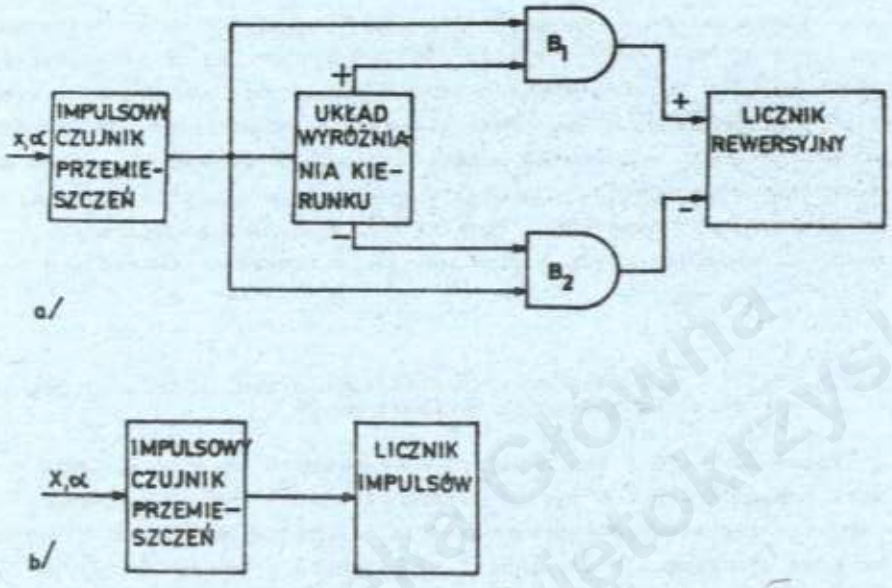
Typowy układ pomiarowy do współpracy z różnicowymi czujnikami indukcyjnymi, połączonymi w mostek, przedstawiono na rys. 13. Przy niezbyt szybkich zmianach mierzonych przemieszczeń x lub α zamiast

generatora zasilającego częstotliwością nośną, mostek czujnika, można stosować zasilanie sieciowe /50 Hz/, z odpowiednim stabilizatorem napięcia. W przypadku stosowania czujników indukcyjnościowych o dużych wymiarach zbędne jest stosowanie wzmacniacza. Dla wyróżnienia kierunku mierzonego przemieszczenia, w układzie zastosowano demodulator fazoczuły. /Działanie i opis demodulatorów fazoczułych przedstawiono w ćwiczeniu "Pomiary odkształceń i naprężeń"/.
W przedstawionym układzie uzyskuje się dokładność pomiaru w granicach 1,5 - 2%.

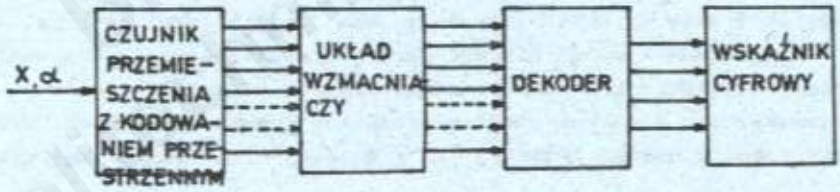
2.3.1. Układy pomiarowe z czujnikami impulsowymi i działającymi na zasadzie kodowania przestrzennego

Podstawowy układ pomiarowy, do współpracy z czujnikami impulsowymi przedstawiono na rys. 14a. Sygnały elektryczne z wyjścia czujnika impulsowego doprowadzane są do układu wyróżniania kierunku oraz do bramek. W zależności od kierunku przemieszczenia, na jednym z dwóch wyjść układu wyróżniania kierunku pojawia się sygnał otwierający odpowiednią bramkę. Impulsy przechodzą przez otwartą bramkę do licznika rewersyjnego, w którym zachodzi ich algebraiczne sumowanie.

Czujnik impulsowy może również współpracować z czasomierzem - częstościomierzem, wykorzystywanym jako licznik impulsów /rys. 14b/. W takim układzie można mierzyć wartość przemieszczenia, bez możliwości określenia kierunku przemieszczenia. Dokładność pomiaru przemieszczeń, z wykorzystaniem czujników impulsowych, wynosi 0,001%, przy rozdzielczości liniowej 1 μm i kątowej kilku sekund kątowych.



Rys. 14. Schematy blokowe układów pomiarowych z impulsowymi czujnikami przemieszczeń: a/ z wyróżnieniem kierunku przemieszczenia, b/ bez wyróżnienia kierunku przemieszczenia



Rys. 15. Schemat układu pomiarowego z czujnikiem przemieszczenia z kodowaniem przestrzennym

Na rys. 15 przedstawiono ogólny schemat układu pomiarowego, do współpracy z czujnikami działającymi na zasadzie kodowania przestrzennego. Uformowane sygnały kodu, odczytanego z czujnika doprowadzane są po wzmocnieniu do układu deszyfratora, a następnie do wskaźnika cyfrowego wyświetlającego mierzone wartości przemieszcze-

nia w kodzie dziesiętnym. Złożoność tego układu zależy od ilości ścieżek na masce kodowej czujnika. Wykonywane w praktyce czujniki tego typu, do pomiaru przemieszczeń kątowych, mają 16 ścieżek, dla których w metodzie odczytu podwójnej szczotki wymagany jest 31 kanałowy układ odczytująco-wzmacniający i formujący.

Dokładność pomiaru przemieszczeń, z wykorzystaniem czujników z kodowaniem przestrzennym, jest tego samego rzędu, jak czujników impulsowych.

2.3.2. Błędy występujące w pomiarach przemieszczeń

W pomiarach przemieszczeń, z wykorzystaniem czujników indukcyjnościowych, na błąd pomiaru składają się głównie: nieliniowość charakterystyki przetwarzania czujników, zmiany częstotliwości i wartości napięcia zasilającego, zmiany temperatury otoczenia, zmiany kąta fazowego impedancji czujnika oraz klasa zastosowanego urządzenia pomiarowego, współpracującego z czujnikiem. Błąd nieliniowości jest błędem podstawowym czujników indukcyjnościowych. Zmniejszyć go można przez odpowiedni dobór zakresu zmian przemieszczenia /x lub α/ i długości szczeliny oraz przez odpowiednie ukształtowanie obwodu magnetycznego. Błąd nieliniowości jest znacznie mniejszy dla czujników różnicowych.

Przy zasilaniu czujników indukcyjnościowych napięciem o częstotliwości sieciowej, mogą wystąpić błędy spowodowane wahaniami napięcia zasilającego i wahaniami częstotliwości tego napięcia. Błąd częstotliwościowy jest spowodowany głównie zmianą rezystancji strat w rdzeniu i zmianą efektywnej przenikalności magnetycznej. Dla zmniejszenia tych błędów należy stosować stabilizację napięcia sieciowego oraz układy pomiarowe, w których wynik pomiaru nie zależy od napięcia i częstotliwości /mierniki ilorazowe/.

Zmiana kąta fazowego impedancji czujnika dławikowego wpływa na dokładność pomiaru, przy stosowaniu metody mostkowej i kompensacyjnej. Również w przypadku stosowania czujnika różnicowego powstają błędy pomiarowe, wskutek niepełnej symetrii obwodów magnetycznych. Dla zmniejszenia błędów, powodowanych zmianą kątów fazowych, należy budować obie połówki czujnika różnicowego o identycznej konstrukcji i z możliwie jednakowych materiałów.

Zmiany temperatury otoczenia powodują zmiany rezystancji cewek czujników i zmiany wymiarów geometrycznych elementów czujników. W czujnikach różnicowych pracujących w układach mostkowych, jeżeli tylko obydwie połówki czujnika są identyczne, a zmiany impedancji wywołane wielkościami wpływowymi są jednakowe, błędy dodatkowe są kompensowane.

W praktyce, stosując kompensacyjne układy pomiarowe, można uzyskać błąd pomiaru przemieszczeń, z wykorzystaniem czujników indukcyjnościowych, rzędu 0,1 ÷ 0,5%, natomiast z urządzeniami pomiarowymi wychyłowymi, dokładność ta wynosi 1,5 ÷ 2%.

Błąd pomiaru przemieszczeń, przy zastosowaniu czujników impulsowych i działających na zasadzie kodowania przestrzennego, zdeterminowany jest rozdzielczością czujnika. Dla czujników przemieszczenia kątowego, za pełny zakres zmian wielkości wejściowej, przyjmuje się kąt pełny 360° /2π/. Dla czujników impulsowych przemieszczenia kątowego σ, błąd przetwarzania wynikający z liczby N odcinków, na które podzielona została maska tarczy kodowej, wynosi

$$q = \frac{360^\circ}{N} \qquad /25/$$

a dla czujników przemieszczenia liniowego x

$$q = \frac{x_{max} - x_{min}}{N} \qquad /26/$$

Dla czujników, działających na zasadzie kodowania przestrzennego, błąd przetwarzania wynosi

- dla przemieszczeń kątowych

$$q = \frac{360^\circ}{2^n - 1} \qquad /27/$$

- a dla przemieszczeń liniowych

$$q = \frac{x_{max} - x_{min}}{2^n - 1} \qquad /28/$$

przy czym

n - ilość pozycji kodowych na masce kodowej czujnika.

2.3.3. Właściwości dynamiczne czujników przemieszczenia

Indukcyjnościowe czujniki przemieszczeń można w większości przypadków traktować jako człony proporcjonalne. Za człony proporcjonalne uważa się czujniki wiroprądowe oraz czujniki, których rdzenie lub zawory są bezpośrednio i stykowo połączone z obiektem mierzonym. Mierzone przemieszczenie x(t) może być wtedy zniekształcone wprowadzeniem czujnika. W tych przypadkach, ograniczenie przenoszenia częstotliwości mierzonych przemieszczeń jest powodowane przez częstotliwość zasilania czujnika. Typowa wartość częstotliwości napięcia zasilającego czujniki indukcyjnościowe wynosi 50 kHz, chociaż spotyka się też, dla celów specjalnych urządzenia z częstotliwością 100 kHz.

Czujniki indukcyjnościowe przemieszczenia dotykowe, w których rdzeń lub zwora współpracują ze sprężyną ustalającą położenia zerowe trzpienia wyjściowego, należy traktować jako człony oscylacyjne. W tego typu czujnikach, ograniczanie przenoszonych częstotliwości powodowane jest rezonansem mechanicznym czujnika. Aby nie zniekształcać mierzonego przemieszczenia, sztywność sprężyny czujnika winna być możliwie mała. Mała sztywność sprężyny obniża częstotliwość rezonansu mechanicznego i zmniejsza pasmo częstotliwości mierzonych. Podstawowym parametrem charakteryzującym własności dynamiczne czujników impulsowych i działających w oparciu o kodowanie przestrzenne jest czas przetwarzania t_p.

Czas przetwarzania t_p czujników działających w oparciu o kodowanie przestrzenne jest równy czasowi odczytu t_{cz}, przy równoległym odczytywaniu kodu

$$t_p = t_{cz} \qquad /29/$$

a przy szeregowym odczytywaniu kodu

$$t_p = n \cdot t_{cz} \qquad /30/$$

przy czym

n - ilość pozycji kodowych.

Czas przetwarzania czujników impulsowych jest wyznaczony czasem zliczania impulsów przez licznik. Czas przetwarzania wyznacza dopuszczalną szybkość zmian wielkości mierzonego przemieszczenia

$/\frac{dx}{dt}/_{max}$. Zmiana wielkości mierzonego przemieszczenia x nie spowoduje powstania błędu, jeśli w czasie przetwarzania t_p, zmiana wielkości mierzonej nie będzie większa od wartości odpowiadającej rozdzielczości czujnika. Dopuszczalną więc szybkość zmiany wielkości mierzonej można zapisać

$$/\frac{dx}{dt}/_{max} = \frac{/x_{max} - x_{min}/}{2^n \cdot t_p} \qquad /31/$$

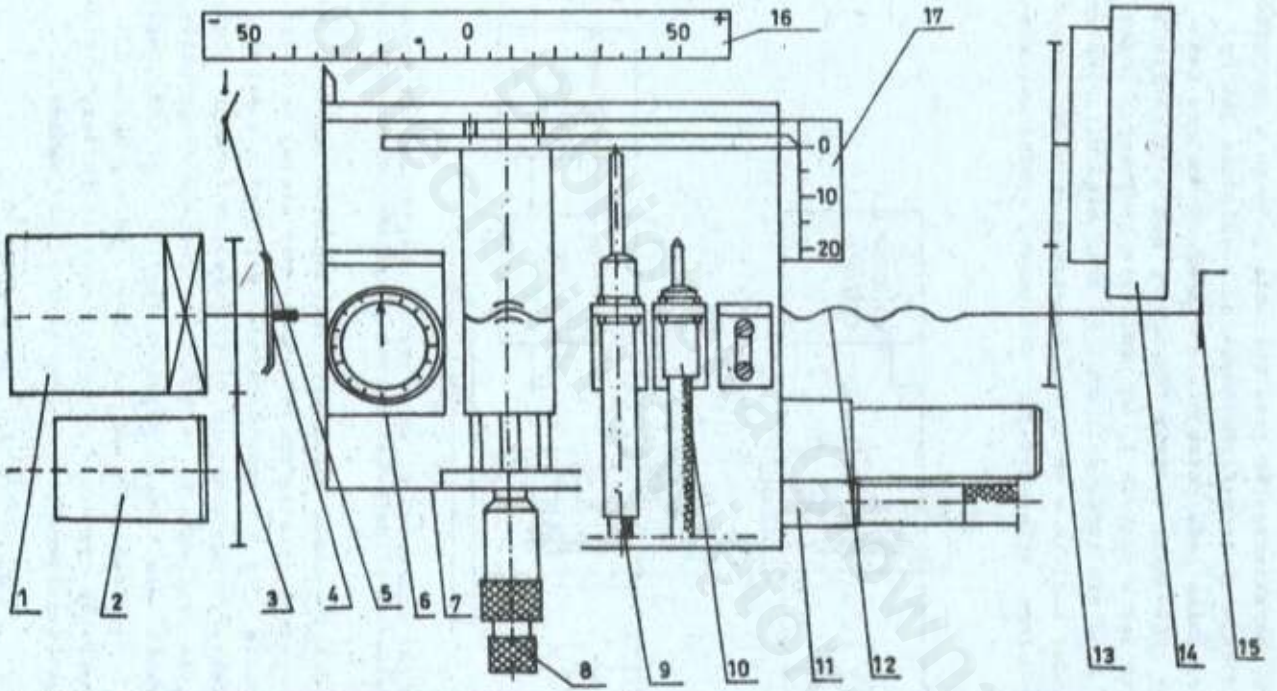
dla czujników o kodowaniu przestrzennym,

$$/\frac{dx}{dt}/_{max} = \frac{/x_{max} - x_{min}/}{N \cdot t_p} \qquad /32/$$

dla czujników impulsowych.

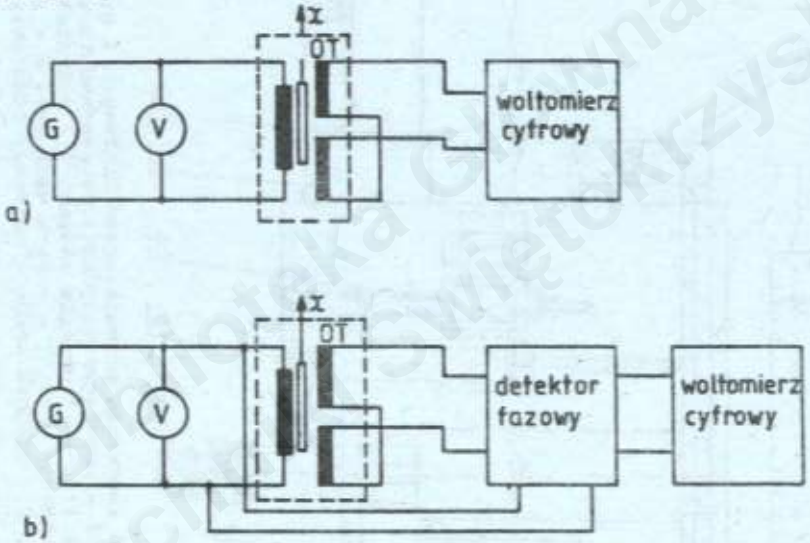
3. Pomiary

1. Wyznaczyć charakterystyki przetwarzania czujników przemieszczeń liniowych transformatorowych różnicowych. Należy wyznaczyć charakterystyki przetwarzania czujników typu OT o zakresach: OT - 12 o zakresie ± 1 mm, OT - 08 o zakresie ± 10 mm, i OT - 33 o zakresie ± 50 mm. Czujniki zamontowane są w urządzeniu do wytwarzania przemieszczeń liniowych i kątowych /rys. 16/. Zadawanie przemieszczeń dla czujników OT - 08 i OT - 12 dokonuje się przy pomocy śruby mikrometrycznej 8, natomiast dla czujnika OT - 33 pokrętłem 15, a wartość zadawanego przemieszczenia odczytuje się z przymiaru 16. Wyznaczyć charakterystykę dla napięcia zasilania 3 V o częstotliwości f = 10 kHz, w układzie pomiarowym jak na rys. 17a. Widok płyty czołowej panelu, z wyprowadzeniami czujników, przedstawia rys. 18. Na podstawie przeprowadzonych pomiarów wyznaczyć czułość, błąd nieliniowości oraz napięcie niezrównoważenia, dla każdego z badanych czujników.



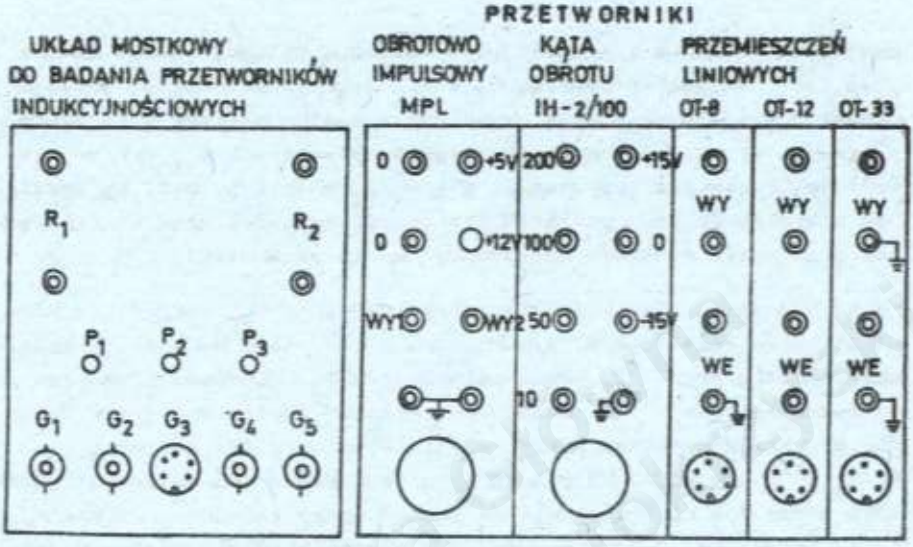
Rys. 16. Schemat urządzenia do zadawania przemieszczeń liniowych i kątowych: 1 - silnik 2 - fazowy SA - 06R, 2 - impulsowy czujnik przemieszczenia kątowego MPL 3, 3 - przekłania zębata 1:1, 4 - sprzęgło cierne, 5 - wyłącznik krańcowy, 6 - czujnik zegarowy MDA o zakresie 3 mm, 7 - suport wzdłużny, 8 - suport poprzeczny ze śrubą mikrometryczną, 9 - czujnik transformatorowy różnicowy OT - 08M, ± 10 mm, 10 - czujnik transformatorowy różnicowy OT - 12 M ± 1 mm, 11 - czujnik transformatorowy różnicowy OT - 32 - 50 mm, 12 - śruba pociągowa, 13 - przekładnia nawrotna, 14 - impulsowy czujnik hallotronowy przemieszczenia kątowego IH- 2/100, 15 - pokrętło śruby pociągowej, 16 - przymiar kreskowy 0 - 20 mm, 17 - przymiar kreskowy 0 - 30 mm

2. Wyznaczyć charakterystykę przetwarzania jednego z czujników przemieszczeń różnicowo-transformatorowego, w układzie jak na rys. 17b. Typ czujnika oraz rodzaju stosowanego detektora fazoczułego, wskaże prowadzący zajęcia. Parametry napięcia zasilania czujnika, dobrać jak w punkcie 1. Na podstawie dokonanych pomiarów wyznaczyć: błąd nieliniowości, czułość oraz błąd niezrównoważenia zera układu; czujnik - detektor. Oszacować ww błędy samego detektora fazoczułego, wykorzystując dodatkowo, wyniki uzyskane w punkcie 1.



Rys. 17. Układy pomiarowe do wyznaczania charakterystyk przetwarzania transformatorowych czujników przemieszczeń

3. Wyznaczyć wpływ zmian częstotliwości napięcia zasilania, na charakterystykę przetwarzania czujnika OT. Przy stałej wartości napięcia zasilania U_z = 3 V oraz ustalonej wartości x = const. wyznaczyć charakterystykę napięcia wyjściowego, w funkcji częstotliwości napięcia zasilania $U_{wy} = g/f/$, dla jednego z czujników OT. Pomiary wykonać dla zakresu częstotliwości 8 - 20 kHz. Napięcie zasilania sinusoidalne. Układ pomiarowy, jak w punkcie 3.1. Na podstawie pomiarów wyznaczyć przedział częstotliwości, w którym czułość jest największa, wyznaczyć wartość tej czułości.



Rys. 18. Widok płyty czołowej panelu do łączenia czujników

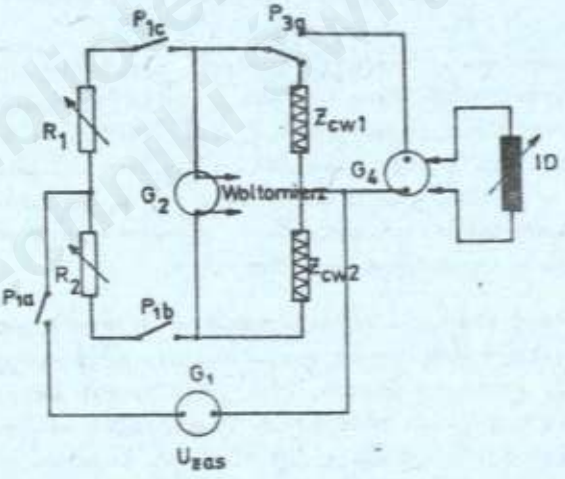
4. Wyznaczyć wpływ kształtu napięcia zasilania, na charakterystykę przetwarzania czujnika OT. Dla jednego z czujników OT, wyznaczyć charakterystykę przetwarzania, przy zasilaniu napięciem prostokątnym i trójkątnym. Wartość napięcia zasilania 3 V, częstotliwość f = 10 kHz. Układ pomiarowy, jak w punkcie 3.1. Na podstawie pomiarów wyznaczyć podstawowe parametry statyczne czujnika i porównać je z uzyskanymi w punkcie 3.1.

5. Wyznaczyć właściwości statyczne czujników dławikowych. Jako czujnik dławikowy wykorzystuje się czujnik transformatorowy różnicowy OT - 08, w którym wyprowadzony jest środek uzwojeń wtórnych. Po wyłączeniu uzwojenia pierwotnego, uzwojenia wtórne wykorzystywane są jako uzwojenia czujnika dławikowego. Schemat wyprowadzenia zacisków czujnika OT - 08, do pracy jako czujnik dławikowy w układzie mostka, pokazano na rys. 19.

a/ Wyznaczyć charakterystykę przetwarzania $U_{wy} = f/x/$ czujnika dławikowego pojedynczego. Do zasilania zastosować napięcie sinusoidalne o wartości 3 V i częstotliwości 10 kHz. Wykorzystując

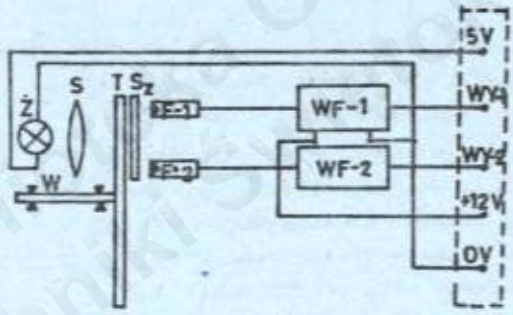
rezystory dekadowe i indukcyjność dekadową połączyć układ mostka /rys. 19/. Wcisnąć przyciski P_1 i P_3. Doprowadzić mostek do równowagi dla x = 0. Napięcie wyjściowe z mostka mierzyć woltomierzem cyfrowym. Wyznaczyć charakterystykę przetwarzania $U_{wy} = f/x/$ dla wartości stosunków rezystancji $n = R_1/R_2 = 1;\ 0,5;\ 0,1$. Na podstawie przeprowadzonych pomiarów wyznaczyć czułość i błąd nieliniowości oraz wpływ stosunku rezystancji na te parametry.

b/ Wyznaczyć charakterystyki przetwarzania $U_{wy} = f/x/$ czujnika dławikowego różnicowego. Wykorzystując rezystory dekadowe połączyć układ mostka /rys. 19/. Wcisnąć przycisk P_1. Doprowadzić mostek do równowagi dla x = 0. Zasilanie i pomiar realizować jak w punkcie a. Charakterystyki przetwarzania wyznaczyć dla wartości $R_1/R_2 = 1;\ 0,5;\ 0,1$. Na podstawie przeprowadzonych pomiarów wyznaczyć czułość i błąd nieliniowości oraz wpływ stosunku rezystancji na te parametry. Porównać parametry czujnika różnicowego z pojedynczym.



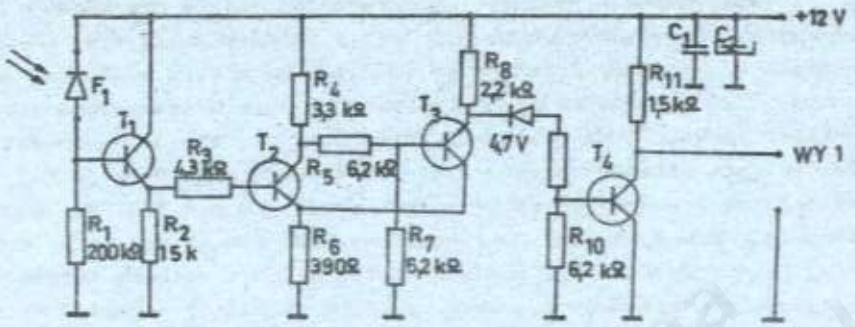
Rys. 19. Schemat układu pomiarowego, do badania czujników transformatorowych, w układzie mostkowym: R_1, R_2 - rezystory dekadowe, ID - indukcyjność dekadowa, Z_{cw1}, Z_{cw2} - impedancje cewek wtórnych czujnika

6. Przeprowadzić badanie impulsowych czujników przemieszczeń kątowych, fotoelektrycznego typu MPL i halotronowego typu IH-2/100. Schemat elektryczny impulsowego czujnika kąta obrotu MPL pokazano na rys. 20. Na precyzyjnie ułożyskowanym wale W zamocowana jest szklana tarcza T, na obwodzie której, znajdują się dwie koncentryczne ścieżki pól przeźroczystych i nieprzeźroczystych. Pola jednej ścieżki są przesunięte względem pól drugiej o kąt T/4. Po jednej stronie ruchomej tarczy T umieszczony jest oświetlacz, a po drugiej fotodiody F_1 i F_2. Pomiędzy fotodiodami a ruchomą tarczą T znajduje się nieruchomy zespół szczelin, formujący strumień świetlny, wysyłany przez oświetlacz i padający na fotodiody. Układy WF_1 i WF_2 służą do wzmocnienia sygnałów z fotodiod i uformowania ich w ciąg impulsów prostokątnych. Impulsy prostokątne jednego kanału są przesunięte o T/4, w stosunku do impulsów drugiego kanału.



Rys. 20. Układ połączeń elektrycznych czujnika impulsowego MPL: W - wał, T - tarcza ruchoma, S - soczewka, Z - żarówka, Sz - zespół szczelin, F-1, F-2 - fotodiody, WF-1, WF-2 - układy wzmacniające i formujące kanału 1 i 2

Schemat ideowy jednego układu wzmacniająco-formującego WF_1 /drugi układ WF_2 jest identyczny/ przedstawiono na rys. 21. Sygnał z przetwornika fotoelektrycznego F_1 zostaje wzmocniony /tranzystor T_1/ oraz uformowany w przerzutniku Schmitta /tranzystory T_2 i T_3/, w ciąg impulsów prostokątnych.



Rys. 21. Schemat ideowy jednego układu wzmacniająco-formującego, czujnika obrotowo-impulsowego MPL

Czujniki impulsowe MPL charakteryzują się następującymi parametrami:

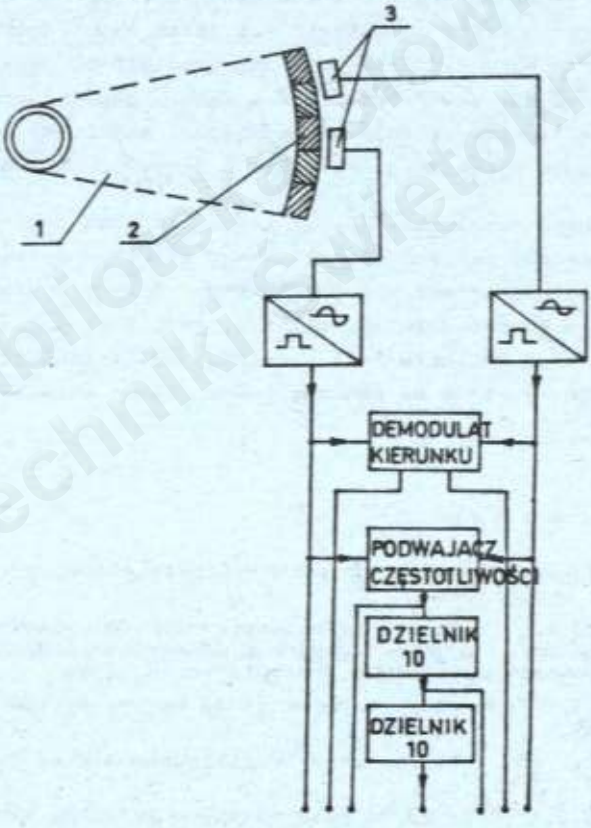
- liczba impulsów na 1 obrót - 300 - 1500 /zależnie od typu/,
- współczynnik wypełnienia impulsów - 50%,
- czas narastania impulsów - max 2,5μs,
- czas opadania impulsów - max 0,5μs,
- amplituda impulsów napięcia wyjściowego:
  a/ przy stanie "0" logiczne - 0 ÷ 0,5 V,
  b/ przy stanie "1" logiczne - 11,5 ÷ 12 V,
- częstotliwość graniczna 20 kHz.

Czujnik halotronowy typ IH - 2/100 składa się z tarczy 1, z nałożoną na obwodzie warstwą magnetyczną 2, głowic odczytujących 3 i układu elektronicznego /rys. 22/. Tarcza jest dokładnie ułożyskowana i sprzęgnięta z wałem, którego przemieszczenie kątowe ma być mierzone. Warstwa magnetyczna o grubości 1 mm, znajdująca się na tarczy, jest namagnesowana podłużnie do dwóch na przemian występujących stanów nasycenia magnetycznego. Głowice hallotronowe umieszczone nad warstwą magnetyczną, w odległości 0,1 ÷ 0,2 mm, odtwarzają zapis magnetyczny. Sygnał wyjściowy z głowic ma przebieg okresowy, zbliżony do sinusoidalnego, o amplitudzie kilkudziesięciu mV, niezależnej od prędkości kątowej tarczy. Głowice halotronowe są przesunięte względem siebie na obwodzie tarczy, wskutek czego napięcie wyjściowe jednej z głowic jest opóźnione w stosunku do drugiego. Umożliwia to określenia kierunku przemieszczenia się w tar-

czy oraz wytworzenie sygnału o dwukrotnie większej częstotliwości. Układ elektroniczny czujnika zawiera dzielnik częstotliwości przez 2 oraz przez 10.

Czujnik impulsowy hallotronowy IH -2/100 charakteryzuje się następującymi parametrami:

- liczba impulsów na 1 obrót - 200, 100, 50, 10,
- współczynnik wypełnienia impulsów 45 ÷ 55%,
- amplituda impulsów napięcia wyjściowego:
  1/ przy stanie "0" logiczne - 0,2 V,
  2/ przy stanie "1" logiczne - 14,3 V ± 5%,
- maksymalna prędkość obrotowa - 3000 obr/min



Rys. 22. Schemat budowy czujnika hallotronowego obrotowo-impulsowego IH - 2/100

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

a/ Wyznaczyć rozdzielczość czujników impulsowych MPL 3 i IH-2/100. Połączyć badany czujnik z częstościomierzem cyfrowym, włączonym na zliczanie impulsów, według rys. 11b. Po wyzerowaniu częstościomierzy wykonać 10 obrotów wału czujnika, za pomocą pokrętła 15, w urządzeniu do zadawania przemieszczeń i odczytać wskazanie częstościomierza. Określić rozdzielczość q obydwu czujników, z zależności $q = 10 \cdot 360^{\circ}/N$ oraz liczbę impulsów p na jeden obrót, N- liczba impulsów.

b/ Zarejestrować i wyznaczyć parametry impulsów wyjściowych czujnika. Wyjścia kanału 1 i 2 czujnika podłączyć do oscyloskopu dwukanałowego DB - 510 A. Ustawić pokrętłem autotransformatora zasilającego silnik dwufazowy, wybraną prędkość obrotową czujnika, zaobserwować i odrysować przebiegi z ekranu oscyloskopu. Wyznaczyć na podstawie pomiaru wartość przesunięcia, amplitudy i częstotliwość przebiegów z czujnika. Porównać z danymi katalogowymi.

c/ Wyznaczyć częstotliwość graniczną czujnika MPL. Zwiększając stopniowo wartość napięcia zasilającego silnik, obserwować kształt fali prostokątnej na ekranie oscyloskopu. Zmierzyć przy pomocy stroboskopu prędkość obrotową silnika, przy której następuje wyraźna deformacja kształtu fali prostokątnej. Wyznaczyć f_g, jako iloczyn liczby obrotów na sekundę przez liczbę impulsów p na jeden obrót.

Literatura

1. BURZOW M.I.: Induktionnyje prieobrazowatieli ugła w kod. Energia. Moskwa 1970
2. FALKOWSKI J., PIKUS P.: Badanie przydatności półprzewodnikowego liniowego czujnika wizyjnego do pomiaru położenia szczeliny, "Pomiary Automatyka Kontrola" nr 5, 1989
3. GITIS E.I.: Konwertery informacji do maszyn cyfrowych. Warszawa: WNT, 1964
4. HANTKE D.: CCD - Zeilen sind Prazisionsmasstabe, Feingeratetechnik nr 7, 1985
5. HOBSON G.S.: Przyrządy z przenoszeniem ładunku. Warszawa: WNT, 1981
6. KURCZ E.: Cyfrowe zestawy pomiarowe przetwornik licznik, "Pomiary Automatyka Kontrolna" nr 4, 1972

7. ŁAPIŃSKI M.: Pomiary elektryczne i elektroniczne wielkości nieelektrycznych. Warszawa: WNT, 1974

8. PROESNUCHIN L.N.: Fotoelektricziesklje priesbrasowatieli informacji. Maszinostrojenie, Moskwa 1974

9. ROMER E.: Miernictwo przemysłowe. Warszawa: PWN, 1970

10. ULRICHL: Probleme bein Einsatz von CCD-Zeilenkameras zur beruhrungslosen Längenmessung. Feingerätetechnik nr 5, 1984

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

Biblioteka Główna
Politechniki Świętokrzyskiej

Ć w i c z e n i e 8

POMIARY PRĘDKOŚCI OBROTOWEJ

1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest poznanie najczęściej stosowanych metod pomiaru prędkości obrotowej, zakresu ich stosowania i specyfiki.

2. Podstawy teoretyczne

2.1. Klasyfikacja metod pomiaru prędkości obrotowej

Prędkość obrotowa określana jest jako liczba obrotów w jednostce czasu. Najczęściej, za jednostkę czasu przyjmuje się minutę. W układzie SI nie występuje wielkość - prędkość obrotowa $n\left[\frac{obr}{min}\right]$, lecz zdefiniowana jest prędkość kątowa $\omega\left[\frac{rad}{s}\right]$. Między tymi wielkościami istnieje związek

$$n = \frac{60}{2\pi}\omega \qquad /1/$$

Elektryczne metody pomiaru prędkości obrotowej można podzielić na trzy grupy:

1. Metody polegające na przetwarzaniu prędkości obrotowej n, w analogowy sygnał elektryczny, najczęściej napięciowy u = f(n). W metodach tych, jako czujniki prędkości obrotowej, wykorzystuje się prądnice tachometryczne prądu stałego i zmiennego oraz mostki tachometryczne.

2. Metody polegające na przetwarzaniu prędkości obrotowej w częstotliwość impulsów f = f(n). W metodach tych, jako czujniki prędkości, wykorzystuje się najczęściej czujniki fotoelektryczne, indukcyjne i pojemnościowe.

3. Metody stroboskopowe, wykorzystujące zjawisko stroboskopowe, polegające na pozornej zmianie rzeczywistego ruchu w taki sposób, że przedmioty ruchome oświetlone światłem okresowo zmiennym,

wydają się nieruchome lub poruszają się z prędkością inną niż rzeczywista.

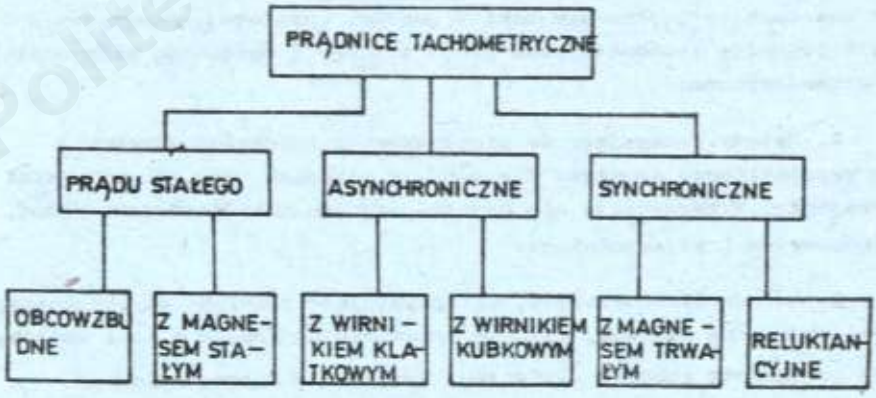
Metody częstotliwościowe i stroboskopowe nadają się szczególnie do pomiarów prędkości obrotowej małych maszyn i urządzeń, gdyż czujnik nie wprowadza dodatkowego obciążenia.

2.2. Prądnice tachometryczne

Prądnicą tachometryczną nazywa się maszynę elektryczną małej mocy, służącą do przetwarzania prędkości obrotowej w proporcjonalny sygnał elektryczny. Dla wykorzystania prądnicy tachometrycznej jako czujnika prędkości obrotowej, należy ją zamocować na wale badanej maszyny /rys. 1/. W charakterze prądnic tachometrycznych są stosowane maszyny o różnych konstrukcjach i zasadach działania. Klasyfikację prądnic tachometrycznych przedstawiono na rys. 2.



Rys. 1. Schemat pomiaru prędkości obrotowej prądnicą tachometryczną



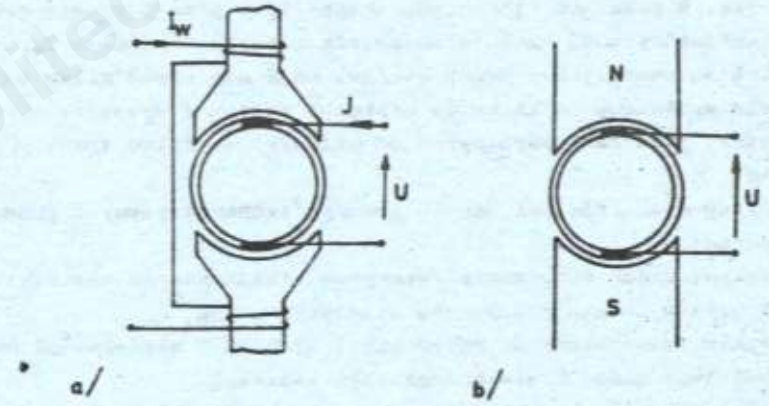
Rys. 2. Klasyfikacja prądnic tachometrycznych

Prądnice tachometryczne prądu stałego budowane są jako obcowzbudne /rys. 3a/ lub ze wzbudzeniem magnesami stałymi /rys. 3b/. Napięcie wyjściowe prądnicy ma przebieg pulsujący i zawiera składową zmienną o małej częstotliwości, wywołaną niesymetrią magnetyczną i mechaniczną stojana i wirnika, oraz składową zmienną o dużej częstotliwości, wywołaną skokowymi zmianami indukcji w pobliżu zębów. Uzwojenie prądnicy tachometrycznej umieszczone jest na wirniku, uzwojenie wzbudzające /lub magnesy stałe/ w stojanie. Napięcie wyjściowe odprowadza się przez komutator i szczotki, odgrywające jednocześnie rolę prostowników. Zmiana kierunków obrotu prądnicy powoduje zmianę biegunowości napięcia wyjściowego. Charakterystyka przetwarzania prądnicy tachometrycznej prądu stałego w stanie jałowym, $E = f(n)$ przy $I_w = const$ i $I = 0$ jest liniowa i można ją wyrazić równaniem

$$E = k \cdot \phi \cdot n \qquad /2/$$

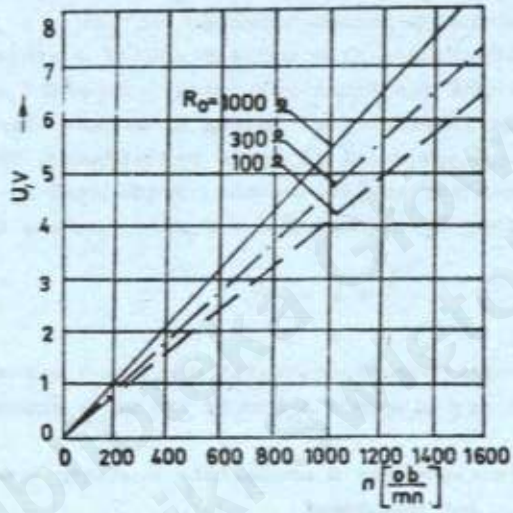
gdzie:

- k - współczynnik proporcjonalności dla danej maszyny, zależy od liczby par biegunów i liczby czynnych przewodów w wirniku,
- ϕ - strumień magnetyczny w szczelinie wywołany uzwojeniem wzbudzenia lub magnesami,
- n - prędkość obrotowa $\left[\frac{obr}{min}\right]$



Rys. 3. Prądnice tachometryczne prądu stałego: a/ obcowzbudna, b/ z magnesem stałym

W stanie obciążenia prądnicy napięcie wyjściowe ulega zmniejszeniu wskutek spadku napięcia na rezystancji twornika, na szczotkach . wskutek zmniejszenia strumienia w szczelinie, spowodowanego przepływem prądu w tworniku. Oddziaływanie twornika powoduje nieliniowość charakterystyki przetwarzania prądnicy.



Rys. 4. Charakterystyki przetwarzania U = f/n/ prądnicy tachometrycznej prądu stałego dla różnych obciążeń

Na rys. 4 pokazano typową charakterystykę przetwarzania prądnicy tachometrycznej prądu stałego, dla różnych obciążeń. Typowe prądnice tachometryczne prądu stałego mają moc rzędu kilku watów, napięcie wyjściowe od kilku do kilkuset woltów i przystosowane są do pomiaru prędkości obrotowych od kilkuset do kilku tysięcy obr/min.

Podstawowymi źródłami błędów prądnic tachometrycznych prądu stałego są:

- zmiana prądu wzbudzenia /wymagane stabilizowane zasilanie/ i zmiana indukcji magnesów z upływem czasu,
- wpływ temperatury na rezystancję uzwojeń i właściwości magnesu,
- pulsacje mało- i wielkoczęstotliwościowe,
- nieliniowość charakterystyki wywołana oddziaływaniem twornika,
- zmiana obciążenia,
- zużycie szczotek.

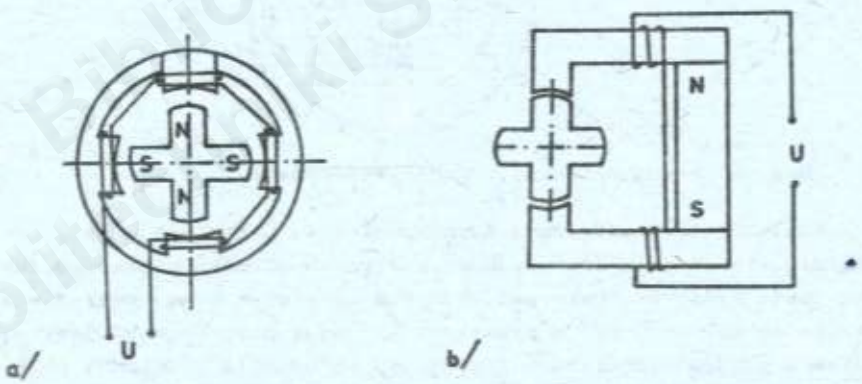
Prądnice tachometryczne synchroniczne budowane są z nieruchomym uzwojeniem i ruchomym magnesem /rys. 5a/ lub z nieruchomym uzwojeniem i magnesem a ruchomym rdzeniem ferromagnetycznym, zmieniającym okresowo reluktancję szczeliny /rys. 5b/. W obu przypadkach, w szczelinie powstaje zmienne w czasie pole magnetyczne, indukujące w uzwojeniu siłę elektromotoryczną okresowo zmienną. Wartość tej siły elektromotorycznej określa zależność

$$E = 4{,}44 \cdot k_1 \cdot \frac{p \cdot n}{60} z \cdot \phi \qquad /3/$$

gdzie:

k_1 - współczynnik uzwojenia,
z - liczba zwojów,
p - liczba par biegunów,
n - prędkość obrotowa obr/min,
ϕ - strumień magnetyczny,

jest więc proporcjonalna do prędkości obrotowej wirnika.



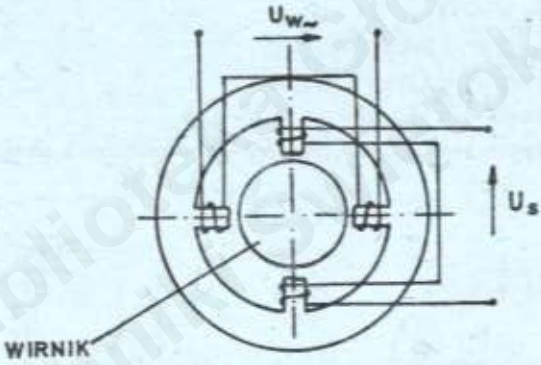
Rys. 5. Prądnice tachometryczne synchroniczne: a/ z ruchomym magnesem, b/ z ruchomym rdzeniem ferromagnetycznym

Częstotliwość wytwarzanej SEM zmienia się również proporcjonalnie do prędkości wirowania rdzenia, zgodnie z zależnością

$$f = \frac{p \cdot n}{60} \left[\text{Hz}\right] \qquad /4/$$

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

Zmiana kierunków obrotów wirnika nie wywołuje zmiany fazy napięcia. Sygnałem wyjściowym prądnicy tachometrycznej synchronicznej jest najczęściej, uprzednio wyprostowane napięcie stałe, rzadziej częstotliwość. W pierwszym przypadku, pewne trudności nastręcza eliminacja wpływu zmian częstotliwości, na dokładność przetwarzania napięcia zmiennego w stałe. Rezystancja wyjściowa tachometrycznych prądnic synchronicznych jest mała, co pozwala na uzyskanie stosunkowo dużych mocy, rzędu kilkadziesiąt do kilkaset watów. Do zalet należy również niski koszt budowy. Dokładność prądnic tachometrycznych synchronicznych jest mniejsza niż prądnic tachometrycznych prądu stałego.



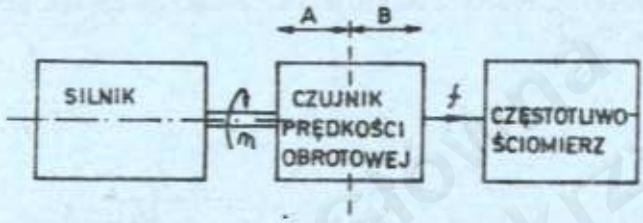
Rys. 6. Asynchroniczna prądnica tachometryczna

Prądnice tachometryczne asynchroniczne, w budowie, nie różnią się od silników asynchronicznych o wirniku klatkowym lub kubkowym /rys. 6/. Dwie pary uzwojeń na stojanie są przesunięte względem siebie o 90° w przestrzeni. Jedna para uzwojeń jest zasilana prądem przemiennym /uzwojenie wzbudzenia/. Zmienne pole magnetyczne, wytwarzane przez uzwojenie wzbudzenia, indukuje w wirniku prądy wirowe. Jeżeli wirnik jest nieruchomy, to pole magnetyczne prądów wirowych jest prostopadłe do uzwojenia z_s i napięcie w nim nie indukuje się. Obracanie się wirnika powoduje powstanie składowej pola magnetycznego, skojarzonej z uzwojeniem z_s. Napięcie indukujące się w tym uzwojeniu ma częstotliwość prądu wzbudzenia, a jego amplituda jest proporcjonalna do prędkości obrotowej wirnika. Zmiana kierunku obrotów powoduje zmianę fazy napięcia wyjś-

ciowego na przeciwną.

Asynchroniczne prądnice tachometryczne mają niewielką moc wyjściową, rzędu ułamka wata, do pojedynczych watów.

2.3. Metoda przetwarzania prędkości obrotowej w częstotliwość



Rys. 7. Schemat układu pomiarowego z przetwarzaniem prędkości obrotowej w częstotliwość

Schemat układu pomiarowego z przetwarzaniem prędkości obrotowej w częstotliwość przedstawiono na rys. 7. Układ zawiera dwa podstawowe człony: czujnik prędkości obrotowej, przetwarzający prędkość obrotową w sygnał elektryczny, o częstotliwości proporcjonalnej do mierzonej prędkości oraz częstotliwościomierz. Przedstawimy zasady działania najczęściej używanych czujników n/f.

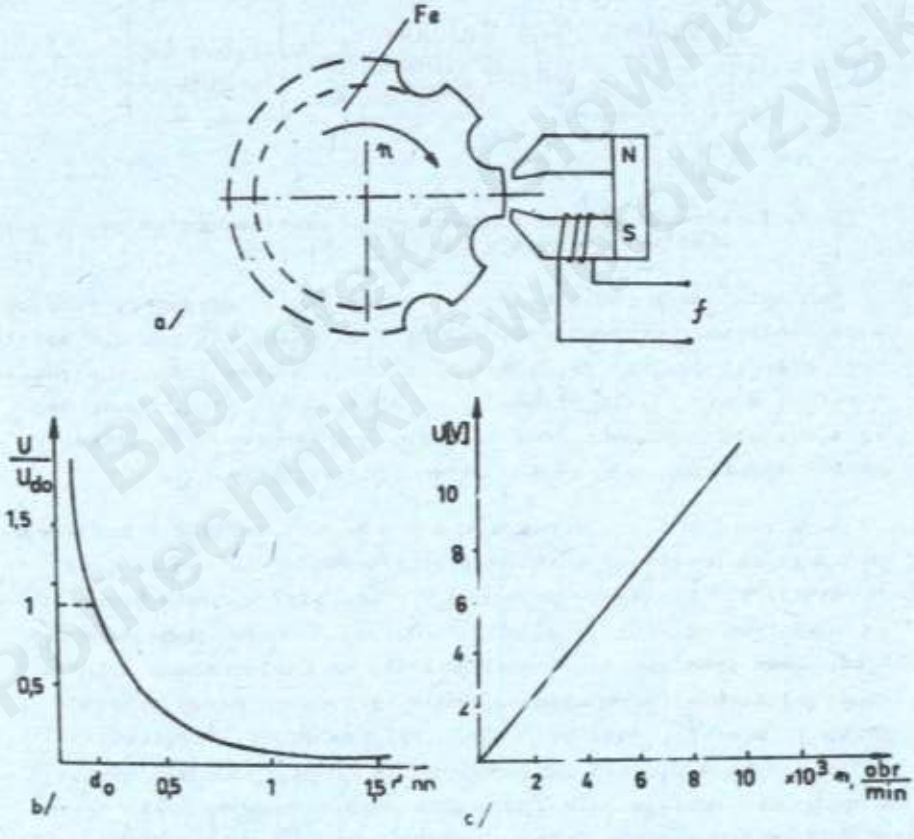
a. C z u j n i k i n d u k c y j n y. W działaniu indukcyjnego czujnika prędkości obrotowej, wykorzystuje się indukowanie zmiennej siły elektromotorycznej w cewce, przy zmianie oporu obwodu magnetycznego. Czujnik ten składa się z obwodu magnetycznego z magnesem trwałym, z cewki nawiniętej na nabiegunniku oraz ze stalowej tarczy ferromagnetycznej, z wyfrezowanymi na obwodzie ząbkami /rys. 8/. Jest to czujnik reluktancyjny. Przesunięcie jednego zęba, w pobliżu nabiegunników czujnika, powoduje wzrost, a następnie zmniejszenie strumienia magnetycznego, a tym samym zaindukowanie w cewce jednego okresu napięcia przemiennego. Jeżeli tarcza ma m zębów na obwodzie, to podczas jednego obrotu tarczy, w cewce indukuje się m okresów napięcia. Jeżeli tarcza wiruje z prędkością n obrotów na minutę, to częstotliwość indukowanego napięcia wynosi

$$f = \frac{m \cdot n}{60} \qquad /5/$$

W celu uniknięcia przeliczeń, przy stosowaniu częstościomierza, jako miernika prędkości obrotowej, stosuje się 60 zębów na tarczy czujnika, wtedy zależność /5/ ma postać

$$f = n \qquad /6/$$

Charakterystyki, typowe dla czujnika reluktancyjnego, przedstawiono na rys. 8b,c.



Rys. 8. Reluktancyjny czujnik prędkości obrotowej z częstotliwościowym sygnałem wyjściowym: a/ schemat budowy, b/ zależność napięcia generowanego w cewce czujnika, od szerokości szczeliny d, d_o - szczelina początkowa, dla której napięcie wynosi U_{do}, c/ zależność napięcia generowanego w cewce czujnika, od prędkości obrotowej tarczy

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

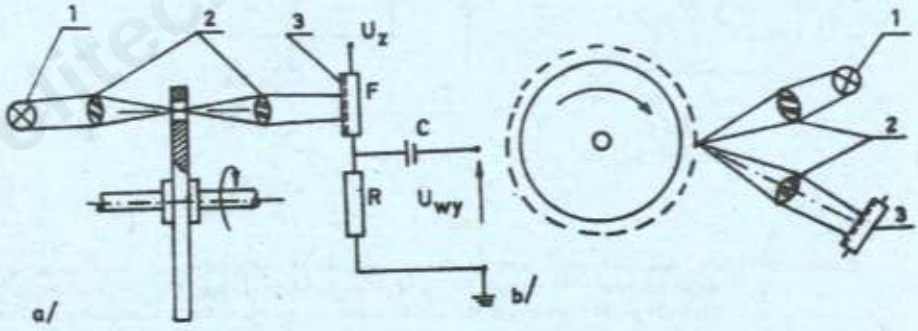
W czujniku indukcyjnym elementem wirującym może być również magnes trwały; wirując indukuje on napięcie w nieruchomej cewce. Tak więc prądnice tachometryczne synchroniczne są również czujnikami prędkości obrotowej o wyjściu częstotliwościowym pkt. 2.2. Częstotliwość indukowanej siły elektromotorycznej, w cewce takiej prądnicy, określa zależność

$$f = \frac{p \cdot n}{60} \qquad /7/$$

gdzie:

p - liczba par biegunów magnetycznych prądnicy

b. C z u j n i k i f o t o e l e k t r y c z n e. Działanie fotoelektrycznych czujników prędkości obrotowej opiera się na modulacji elementem wirującym stałego strumienia świetlnego, padającego na powierzchnię fotoelementu. Fotoelementem może być fotodioda, fototranzystor, lub fotorezystor. Elementem modulującym strumień świetlny jest tarcza /np. aluminiowa/ posiadająca n otworów, rozmieszczonych równomiernie na okręgu koncentrycznym z osią obrotu, zamocowana na wale mierzonego obiektu. Fotoelement połączony jest szeregowo z rezystancją obciążenia /rys. 9a/. Prąd elektryczny, płynący przez obciążenie, jest funkcją strumienia świetlnego padającego na fotoelement i napięcia zasilania.



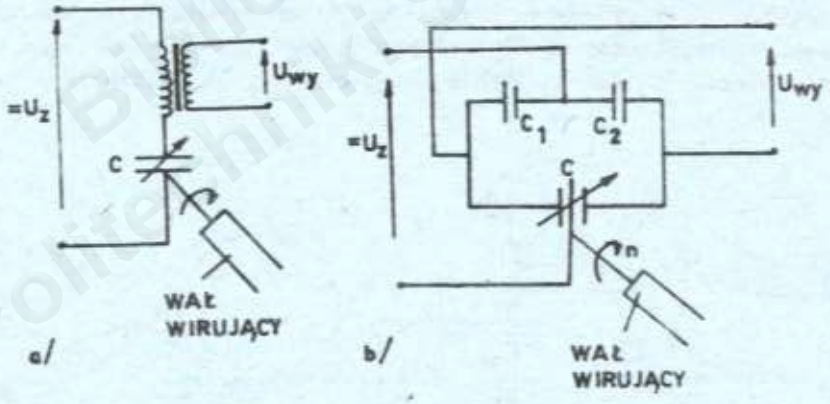
Rys. 9. Zasada działania fotoelektrycznych czujników prędkości obrotowej wykorzystujących: a/ przesłanianie strumienia świetlnego, b/ odbijanie strumienia świetlnego
Oznaczenia: 1 - źródło światła, 2 - układ optyczny, 3 - fotoelement

Wskutek obrotu tarczy następuje modulacja strumienia świetlnego padającego z żarówki na fotoelement. Napięcie na rezystancji obciążenia jest napięciem pulsującym, o częstotliwości zależnej od prędkości obrotowej tarczy. Częstotliwość pulsacji jest wyrażona taką samą zależnością, jak dla czujnika reluktancyjnego /5/.

Modulacji oświetlenia fotoelementu można dokonać również wykorzystując odbicie światła, od odpowiednio pomalowanej powierzchni elementu wirującego /rys. 9b/.

c. C z u j n i k i p o j e m n o ś c i o w e prędkości obrotowej wykorzystują zmianę pojemności układu elektrod kondensatora, pod wpływem przemieszczenia tych elektrod, wywołanego badanym elementem ruchomym. Wykorzystuje się do tego celu najczęściej obrotowe kondensatory powietrzne, w układzie prostym lub różnicowym.

Obrót elektrody ruchomej kondensatora, sprzęgniętej z obracającym się elementem, powoduje cykliczne zmiany pojemności czujnika. Częstotliwość tych zmian jest proporcjonalna do prędkości obrotowej badanego elementu.



Rys. 10. Pojemnościowe czujniki prędkości obrotowej: a/ z kondensatorem obrotowym i transformatorem, b/ z kondensatorem obrotowym różnicowym w układzie mostkowym

Na rys. 10 przedstawiono schematy czujników pojemnościowych prędkości obrotowej z kondensatorem obrotowym /rys. 10a/ i z kondensatorem obrotowym różnicowym /rys. 10b/. Czujniki zasilane są

napięciem stałym. Na wyjściu transformatora /rys. 10a/ i na przekątnej pomiarowej mostka /rys. 10b/ otrzymuje się napięcie pulsujące, z częstotliwością proporcjonalną do prędkości obrotowej wału.

Do pomiaru prędkości obrotowej elementów, w zakrytych korpusach, stosuje się czujniki z preparatem promieniotwórczym, a do pomiaru elementów trudno dostępnych lub znajdujących się w środowiskach agresywnych, można stosować czujniki ultradźwiękowe.

2.4. Metoda stroboskopowa

Przedmiot znajdujący się w szybkim ruchu okresowym, oglądany nieprzerwanie i oświetlony stałym światłem naturalnym lub sztucznym, daje rozmazany obraz wzrokowy. W takich warunkach, widzimy jedynie smugi torów ruchu i nie możemy rozróżnić szczegółów przedmiotu. Tylko obraz impulsowy, ruchomego przedmiotu, może być dobrze widoczny i mieć dużą wartość informacyjną. Aby go uzyskać, należy ruchomy przedmiot oświetlić, okresowym światłem impulsowym lub przy stałym oświetleniu, przesłaniać go periodycznie przed okiem.

Przy odpowiednim stosunku częstotliwości błysków f_o /lub przeprzesłaniania/ do częstotliwości ruchu f_r, otrzymuje się nieruchomy obraz pozorny przedmiotu lub wyraźnie widoczny, wolno przesuwający się zgodnie lub przeciwnie, w stosunku do ruchu rzeczywistego.

Częstotliwość obrazu pozornego przedmiotu f_p od częstotliwości błysków f_o i częstotliwości ruchu podaje zależność [3]

$$f_p = f_r - \frac{N}{M} \cdot f_o \qquad /8/$$

gdzie:

M - wielokrotność obrazu,

N - powtarzalność obrazu,

M,N - liczby całkowite nieskracalne.

Znak f_p określa kierunek ruchu pozornego, zgodny /$f_p > 0$/ i przeciwny /$f_p < 0$/, względem ruchu rzeczywistego.

Obraz pozorny przedmiotu staje się nieruchomy $f_p = 0$

$$\text{gdy} \quad \frac{f_o}{f_r} = \frac{M}{N} \qquad /9/$$

A więc pozornie nieruchomy obraz pojedynczy /M =1/ otrzymamy przy

$$\frac{f_o}{f_r} = \frac{1}{N} = 1, \frac{1}{2}, \frac{1}{3}, \frac{1}{4}, \frac{1}{5} \ldots \qquad /10/$$

podwójny /N = 2/ przy

$$\frac{f_o}{f_r} = \frac{2}{N} = 2, \frac{2}{3}, \frac{2}{5}, \frac{2}{7}, \frac{2}{9} \ldots \qquad /11/$$

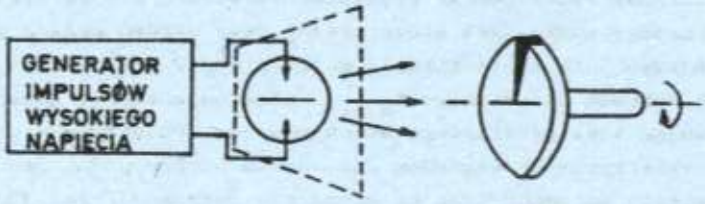
potrójny /N = 3/ przy

$$\frac{f_o}{f_r} = \frac{3}{N} = 3, \frac{3}{2}, \frac{3}{4}, \frac{3}{5}, \frac{3}{7} \ldots \qquad /12/$$

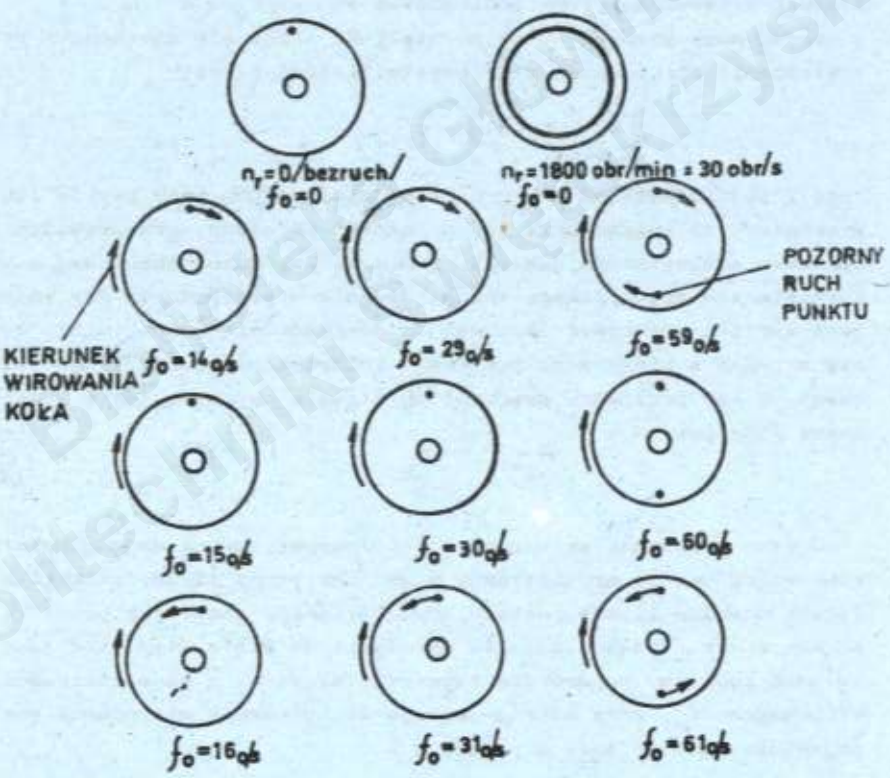
Dla dokonania pomiaru prędkości obrotowej elementu wirującego należy na nim umieścić przynajmniej jeden znak wyróżniający widoczny dla obserwatora. Jeżeli podczas wirowania elementu, znak wyróżniający zostanie oświetlony światłem lampy błyskowej stroboskopu /rys. 10/, to przy spełnieniu warunku $f_o/f_r = 1$ zaobserwujemy nieruchomy pozorny obraz znaku. Oznacza to, że częstotliwość generatora impulsów błysków stroboskopu jest równa częstotliwości wytwarzanej przez wirujący element. Odczyt szukanej częstotliwości, a więc i prędkości obrotowej, może być dokonany bezpośrednio, ze skali generatora stroboskopu. Nieruchomy pozorny obraz pojedynczego znaku, pojawia się jednak nie tylko przy stosunku częstotliwości błysków ruchu równym 1, zależność /10/. Aby uniknąć w pomiarze błędu grubego, należy zwiększać częstotliwość generatora błysków f_o aż do momentu, gdy pojedynczy obraz znaku wyróżniającego pojawi się ostatni raz, natomiast przy zmniejszaniu częstotliwości generatora, obraz nieruchomy pojawi się po raz pierwszy.

Dla upewnienia się co do ostatecznego wyniku, sprawdzamy czy przy podwójnej częstotliwości stroboskopu $2f_o$, pojawia się obraz podwójny /N = 2/. Spełnienie tego warunku daje pewność, że $f_o = f_r$.

Na rys. 11 przedstawiono obraz stroboskopowy punktu wirującego, z prędkością n = 1800 obr/min. przy różnych wartościach częstotliwości błysków f_o.



Rys. 11. Stroboskopowa metoda pomiaru prędkości obrotowej



Rys. 12. Obrazy stroboskopowe punktu na wirującym kole, przy różnych częstotliwościach błysków f_o

Stroboskopowy pomiar prędkości obrotowej, z wykorzystaniem pojedynczego znaku, jest niekorzystny przy bardzo małych prędkościach, mniejszych niż częstotliwość migotania /10 o/s/ lub najmniejsza wartość zakresu stroboskopu $f_{o\ min}$. Eliminuje się tę niedogodność stosując tzw. podziałówki stroboskopowe. Podziałówkę stanowi zespół symetrycznych względem osi obrotu znaków, jednakowo oddalonych od siebie, umieszczonych na elemencie ruchomym /rys. 13/. Jeżeli liczba elementów podziałówki /par elementów o różnej barwie/ wynosi K, to przy prędkości obrotowej n_r elementu wirującego, częstotliwość wytworzona przez podziałówkę wynosi, $f_w = K \cdot n_r$.

Pojedynczy, pozorny obraz podziałówki staje się nieruchomy, przy oświetleniu stroboskopu przy częstotliwości błysków

$$f_o = \frac{K}{N} \cdot n_r \qquad /13/$$

Jeżeli podziałówka ma pojedynczy podział /jeden rząd pasków lub wycinków/, to wyznaczenie jej prędkości obrotowej przeprowadza się sposobem analogicznym, jak przy pomiarze prędkości obrotowej, z wykorzystaniem pojedynczego znaku. Jedynie w przypadkach, gdy znana jest wartość prędkości obrotowej z dokładnością $\pm$ 40%, wynik daje się uzyskać z pierwszego pozornego unieruchomienia obrazu pojedynczego. W tym przypadku, prędkość obrotową n_r otrzymujemy z zależności /13/, przy N = 1.

$$n_r = \frac{f_o}{K} \qquad /14/$$

Często stosowane są tarcze stroboskopowe, które mają podziały stanowiące postęp arytmetyczny, pomnożony przez liczbę całkowitą s. Jeżeli dowolną liczbę postępu arytmetycznego oznaczymy przez r, to K = s · r. Podstawiając to wyrażenie do wzoru /11/, otrzymamy związek pomiędzy prędkością obrotową tarczy n_r a częstotliwością stroboskopu f_o, przy której ukazuje się pozornie nieruchomy obraz pojedynczy pierścienia o podziale K

$$f_o = \frac{s \cdot r}{N} \cdot n_r \qquad /15/$$

Jeżeli można utworzyć stały iloraz $\frac{r}{N}$, dla kilku wartości K /np. K = 3, 6 i N = 1, 2/, to przy określonej częstotliwości stroboskopu, odpowiednie pierścienie tarczy stają się równocześnie, pozornie nieruchome. Ponieważ powtarzalność obrazu N tworzy taki sam postęp

arytmetyczny jak r, wszystkie pierścienie tarczy stroboskopowej będą więc w pozornym bezruchu, przy $f_o = s \cdot n_r$, co wynika ze wzoru /15/.

Jeżeli w wyniku regulacji częstotliwości obrazu f_o cała tarcza stroboskopowa stanie się pozornie nieruchoma, to jej prędkość obrotową wyznaczymy z zależności

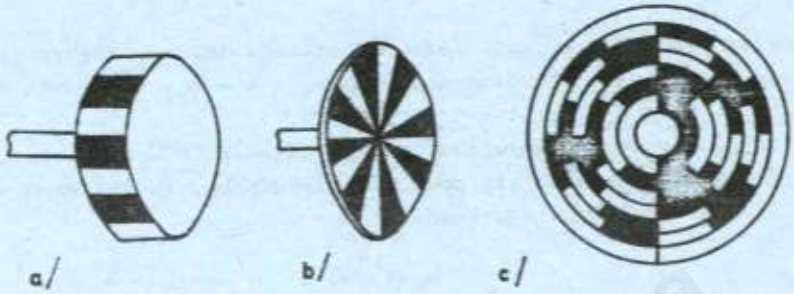
$$n_r = \frac{f_o}{s} \qquad /16/$$

Tarcza stroboskopowa umożliwa więc jednopunktowy pomiar prędkości obrotowej. Częstotliwość stroboskopu, dla pomiarów z tarczą stroboskopową powinna być regulowana, w zakresie zawierającym iloczyn szukanej prędkości obrotowej przez liczbę s.

S t r o b o s k o p y, według zasady działania, można podzielić na migawkowe i błyskowe.

Stroboskop migawkowy działa na zasadzie impulsowej modulacji światła przez mechaniczną migawkę szczelinową. Migawka ta może być drgająca lub wirująca. Ze względu na siły odśrodkowe i trudności wyważania, przesłona wirująca nie może przekroczyć prędkości obrotowej 8000 obr/min. Przy dużej liczbie szczelin, daje to możliwość pomiaru prędkości obrotowej do 120 000 obr/min. Pomiar wykonuje się przez zsynchronizowania częstotliwości wytworzonej elementem wirującym, z częstotliwością wirowania migawki. Mechanizm napędowy migawki może być elektryczny lub ręczny. Prędkość obrotową przesłony wirującej mierzy się obrotomierzem mechanicznym lub elektrycznym.

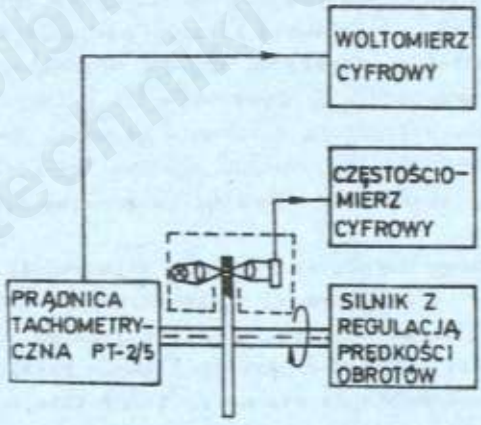
Stroboskop błyskowy działa na zasadzie wytwarzania impulsów świetlnych - błysków o regulowanej częstotliwości. Podstawowymi blokami stroboskopu błyskowego są: generator sterujący o przestrajanej częstotliwości, generator błysków i lampa błyskowa. Jako lampy błyskowe stroboskopów, stosowane są lampy działające na zasadzie wyładowania w gazie /neonowe, argonowe, kryptonowe, ksenonowe/ lub w parach rtęci /lampy rtęciowe/. Błyski otrzymywane z lamp tego typu trwają kilka do kilkunastu mikrosekund i mogą być powtarzane z częstotliwością do kilkuset, a nawet kilku tysięcy herców. Górną granicę częstotliwości stroboskopów błyskowych określa, przede wszystkim, bezwładność zastosowanej lampy błyskowej. Błąd pomiaru prędkości obrotowej metodą stroboskopową zawiera się w przedziale $1 \div 3\%$.



Rys. 13. Podziałówki stroboskopowe: a,b/ z pojedynczym podziałem, c/ z podziałem wielokrotnym o postępie arytmetycznym

3. Pomiary

1. Wyznaczyć zależność napięcia wyjściowego prądnicy synchronicznej typ PT w funkcji prędkości obrotowej U = f/n/, w układzie pomiarowym pokazanym na rys. 14, w zakresie 0 ÷ 3000 obr/min.



Rys. 14. Układ do wyznaczania charakterystyk prądnicy synchronicznej PT -2/5

Do zadawania prędkości obrotowej służy silnik jednofazowy prądu przemiennego z regulatorem prędkości obrotów. Jako zadawane wartości prędkości obrotowej, należy przyjąć wskazania fotoelektrycznego miernika prędkości obrotowej. Uzasadnić takie postępowanie w sprawozdaniu z ćwiczenia.

Na podstawie przeprowadzonych pomiarów, wyznaczyć nieliniowość charakterystyki U = f/n/.

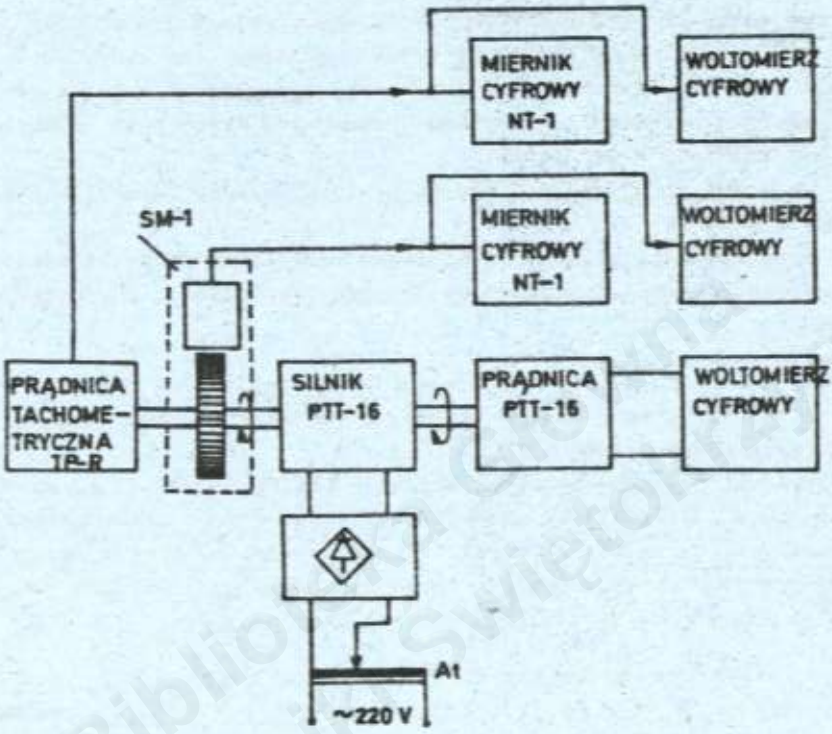
Przeprowadzić obserwacje kształtu napięcia z prądnicy, wykorzystując oscyloskop. Wyznaczyć, na tej podstawie, liczbę par biegunów prądnicy.

2. Wyznaczyć wartości prędkości obrotowej, które mogą być zmierzone za pomocą zadanej tarczy stroboskopowej, przy znanym zakresie częstotliwości stroboskopu.

Wykonać pomiary prędkości obrotowej silnika zadanej przez prowadzącego. Sprawdzić prawidłowość wykonanego pomiaru, włączając fotoelektryczny miernik prędkości obrotowej i odczytać jego wskazania, dla ustalonej uprzednio prędkości obrotowej silnika. Określić błąd podstawowy, względny pomiaru stroboskopem.

3. Wyznaczyć charakterystyki U = f/n/ czujnika prędkości obrotowej: indukcyjnego SM - 1, prądnicy tachometrycznej TPR i prądnicy prądu stałego PTT -16, w zakresie 0 ÷ 800 obr/min, w układzie pomiarowym pokazanym na rys. 15.

Do zadawania prędkości obrotowej służy silnik prądu stałego PTT-16, z regulacją prędkości obrotowej, przy pomocy autotransformatora At. Jako zadawane wartości prędkości obrotowej, przyjąć wskazania cyfrowego miernika prędkości obrotowej, współpracującego z czujnikiem SM-1 lub z prądnicą tachometryczną TPR. Na podstawie przeprowadzonych pomiarów, określić nieliniowość wyznaczonych charakterystyk U = f/n/ badanych czujników.



Rys. 15. Układ pomiarowy do wyznaczania charakterystyk prądnic tachometrycznych i czujnika reluktancyjnego SM-1

Literatura

1. KARKOWSKI Z., NOWACZYK J.: Miernictwo cyfrowe. Wrocław: Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej 1975
2. KOWALEWSKI H.: Elektromechaniczne i magnetyczne elementy automatyki. Warszawa PWN, 1982
3. OWCZAREK J., POCHANKE A.: Elektryczne maszynowe elementy automatyki. Warszawa, Wydawnictwa Politechniki Warszawskiej, 1980
4. ROMER E.: Miernictwo przemysłowe. Warszawa: PWN, 1970
5. RUTKOWSKI J.: Stroboskopy, Warszawa: WNT, 1967
6. Katalog 28 - R. Elektromaszynowe elementy urządzeń automatyki. Warszawa: Wydawnictwo Czasopism Technicznych NOT, 1964
7. Poradnik Inżyniera Automatyka. Warszawa: WNT, 1969

Ć w i c z e n i e 9

POMIARY PARAMETRÓW DRGAŃ MECHANICZNYCH

1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest poznanie metod pomiaru parametrów drgań mechanicznych, budowy i właściwości przetworników sejsmicznych, wyznaczenie charakterystyk częstotliwościowych czujników drgań oraz przeprowadzenie pomiarów amplitudy drgań silnika elektrycznego.

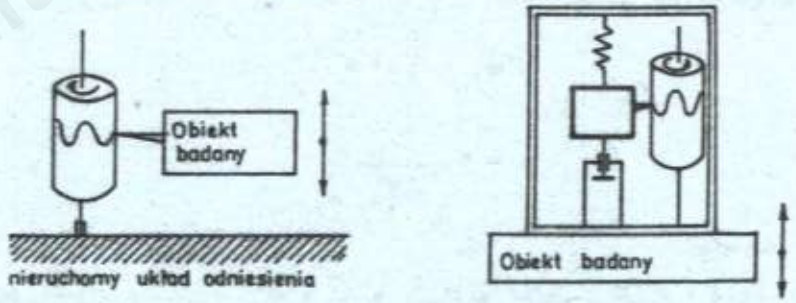
2. Podstawy teoretyczne

2.1. Wprowadzenie

Przez drgania mechaniczne rozumie się ruchy oscylacyjne cząsteczek lub ciał o określonych masach, zachodzące w stosunku do wybranego układu odniesienia. Opisuje się je za pomocą trzech głównych parametrów: przemieszczania, prędkości i przyspieszenia. Pomiary tych parametrów mogą być dokonane w oparciu o dwie podstawowe zasady:

a/ pomiar drgań obiektu względem nieruchomego układu odniesienia, rys. 1a,

b/ umieszczenie dodatkowego układu drgającego, na obiekcie badanym i pomiar drgań dodatkowego ciała, względem jego obudowy związanej z obiektem badanym, rys. 1b.



a/ b/

Rys. 1. Ilustracja zasad pomiaru parametrów drgań mechanicznych

Pomiar pierwszy jest prostszy, ale rzadziej stosowany, ze względu na trudności z utrzymaniem stałego położenia układu nieruchomego. Czujniki oparte o drugą zasadę nie potrzebują stałego układu odniesienia, noszą nazwę czujników sejsmicznych i są powszechnie stosowane w pomiarach parametrów drgań mechanicznych.

2.2. Przetwornik sejsmiczny

Przetwornikiem sejsmicznym nazywa się układ mechaniczny o jednym stopniu swobody, złożony z masy sejsmicznej m, zawieszonej na sprężynie, o współczynniku sztywności sprężystej k_s i zaopatrzonej w element tłumiący, o współczynniku tłumienia B /rys. 2/. Wielkością wejściową x/t/ jest bezwzględne przemieszczenie podstawy 1, z którą jest ściśle połączona obudowa przetwornika 2, a wielkością wyjściową y/t/ jest bezwzględne przemieszczenie masy m przetwornika. Równanie ruchu masy wyprowadza się z równania równowagi sił na nią działających

$$P + R + S = 0 \qquad /1/$$

przy czym:

$P/t/ = m\ \ddot{y}/t/$ - siła bezwładności,

$R/t/ = B\left[\dot{y}/t/ - \dot{x}/t/\right]$ - siła tłumiąca,

$S/t/ = k_s\left[y/t/ - x/t/\right]$ - siła reakcji sprężyny.

Równanie bezwzględnego ruchu masy m ma postać

$$m\ \ddot{y}/t/ + B\ y/t/ + k_s\ y/t/ = k_s\ x/t/ + B\ \dot{x}/t/ \qquad /2/$$

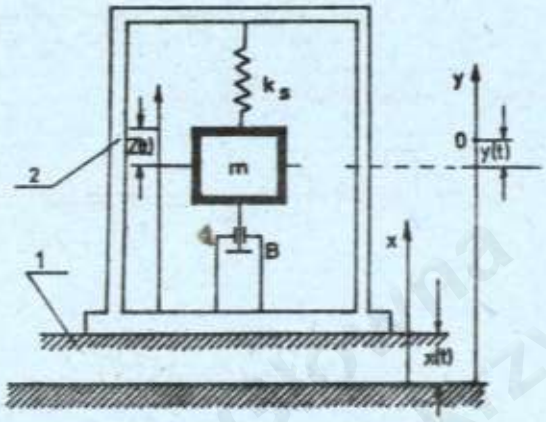
Wprowadzając oznaczenia:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_s}{m}}\ s^{-1} \qquad /3/$$

$$\zeta = \frac{B}{2\sqrt{k_s\ m}}$$

otrzymamy

$$\ddot{y}/t/ + 2\zeta\omega_o\ \dot{y}/t/ + \omega_o^2\ y/t/ = \omega_o^2\ x/t/ + 2\zeta\omega_o\ \dot{x}/t/ \qquad /4/$$



Rys. 2. Schemat przetwornika sejsmicznego

Jeżeli wielkością wyjściową jest przemieszczenie masy względem obudowy przetwornika, określone jako

$$z/t/ = y/t/ - x/t/ \qquad /5/$$

to równanie masy ma postać

$$m\,\ddot{z}/t/ + B\,\dot{z}/t/ + k_s z/t/ = -m\,\ddot{x}/t/ \qquad /6/$$

lub

$$\ddot{z}/t/ + 2\zeta\omega_o\,\dot{z}/t/ + \omega_o^2\,z/t/ = -\ddot{x}/t/ \qquad /7/$$

Transmitancja zdefiniowana jako $G_y/s/ = Y/s/ \,/\, X/s/$ wyraża się zależnością

$$G_y/s/ = \frac{1 + \frac{2\zeta}{\omega_o}s}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_o}s + \frac{1}{\omega_o^2}s^2} \qquad /8/$$

Przyjmując jako wielkość wejściową przesunięcie x/t/ obiektu, względem absolutnego układu odniesienia, a jako wielkość wyjściową przemieszczenie z/t/ masy względem obudowy, otrzymuje się, dla zerowych warunków początkowych, transmitancję przetwornika przesunięcia drgań z równania /7/

$$G/s/ = \frac{Z/s/}{X/s/} = - \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2} \qquad /9/$$

a stąd charakterystyki częstotliwościowe

$$\left| \frac{Z}{X} /j\eta/ \right| = \left| G /j\eta/ \right| = \frac{\eta^2}{\sqrt{/1-\eta^2/^2 + /2\zeta\eta/^2}} \qquad /10/$$

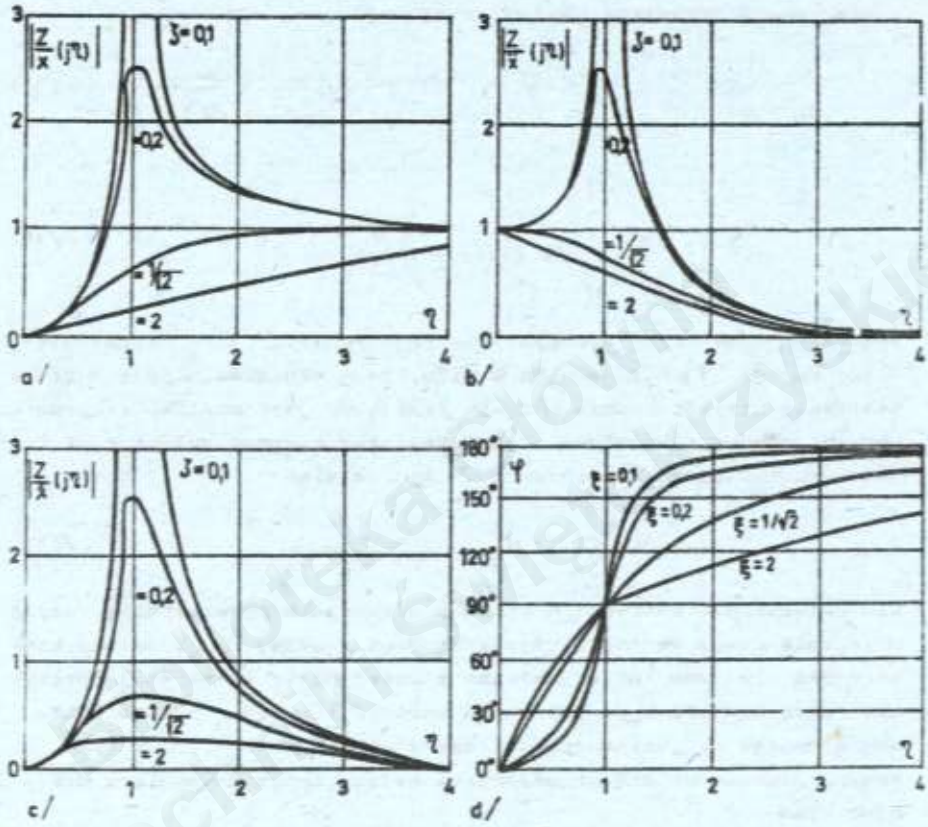
$$\varphi /j\eta/ = \operatorname{arctg} \frac{2\zeta\eta}{1-\eta^2} \qquad /11/$$

przy czym $\eta = \frac{\omega}{\omega_o}$

Wykresy charakterystyk częstotliwościowych /10/ i /11/ są przedstawione na rys. 3a,d. Wynika z nich, że niezniekształcające przetwarzanie przemieszczenia, w ruchu drgającym, jest możliwe za pomocą rozpatrywanych przetworników, jedynie dla przebiegów, których pulsacja ω jest duża w porównaniu z ω_o. Dla dużych wartości pulsacji ω sygnału wejściowego /$\omega \gg \omega_o$/ charakterystyki zdążają do prostej o równaniu $\left| \frac{Z}{X} /j\eta/ \right| = 1$. Przy tłumieniu $\zeta = 1/\sqrt{2} = 0{,}707$, błąd amplitudy jest najmniejszy w najszerszym zakresie. Dla $\omega > 2{,}5\,\omega_o$ błąd ten jest mniejszy niż 1%.

Przebieg charakterystyki częstotliwościowej fazowej wskazuje, że w zakresie dużych częstotliwości nie jest zachowany warunek proporcjonalności przesunięcia fazowego do częstotliwości, co jest wymagane dla przetwarzania niezniekształcającego, lecz wszystkie składowe przebiegu x/t/ są przesuwane o kąt bliski 180°. Przesunięcie wszystkich składowych o kąt π też zapewnia przetwarzanie niezniekształcające, gdyż jest równoznaczne ze zmianą znaku.

W celu uzyskania możliwie małej wartości pulsacji ω_o przetwornika stosuje się dużą masę i mało sztywną sprężynę, zgodnie z zależnością /3/. Ze względu na zmniejszenie oddziaływania przetwornika na obiekt pomiarowy, lepiej stosować sprężyny o małej sztywności. Celowym jest również uzyskanie tłumienia rzędu $\zeta = 0{,}6 - 0{,}7$, co umożliwi zmniejszenie wartości dolnej częstotliwości granicznej przetwornika.



Rys. 3. Charakterystyki amplitudowo - częstotliwościowe i fazowo - częstotliwościowe przetwornika sejsmicznego, jako przetwornika: a,d/ przesunięcia, b,d/ przyspieszenia, c,d/ prędkości drgań

Przyjmując jako wielkość wejściową przyspieszenie $\ddot{x}/t/$ obiektu, a jego wielkość wyjściową przemieszczenie $Z/t/$ masy względem obudowy, otrzymuje się, dla zerowych warunków początkowych, transmitancję przetwornika przyspieszeń /akcelerometru/ z równania /7/

$$\frac{Z/s/}{\ddot{x}/s/} = -\frac{1}{s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2} \qquad /12/$$

a stąd charakterystyki częstotliwościowe

$$\left|\frac{Z}{\ddot{x}}(j\eta)\right| = \left|G(j\eta)\right| = \frac{1}{\omega_0\sqrt{(1-\eta^2)^2 + (2\zeta\eta)^2}} \qquad (13)$$

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{2\zeta\eta}{1-\eta^2} \qquad (14)$$

Wykresy charakterystyk częstotliwościowych /12/ i /13/ przedstawiono na rys. 13 b,d. Wynika z nich, że niezniekształcające przetwarzanie przyspieszenia, w ruchu drgającym, jest możliwe za pomocą rozważanych przetworników, dla przebiegów, których pulsacja ω jest dużo mniejsza w porównaniu z ω_0, a więc

$$\eta \ll 1 \qquad \omega \ll \omega_0 \qquad (15)$$

Dla osiągnięcia szerokiego zakresu stosowania przetwornika, czyli uzyskania dużej wartości częstotliwości własnej ω_0, należy konstruować przetworniki sejsmiczne o małej masie i sztywnej sprężynie /duża wartość k_s/. Optymalna wartość tłumienia przetwornika sejsmicznego do pomiaru przyspieszeń wynosi około 0,7, z tych samych powodów, co dla przetwornika sejsmicznego do pomiaru przemieszczeń.

Przyjmując jako wielkość wejściową prędkość drgań $\dot{x}(t)$ obiektu, a jako wielkość wyjściową przemieszczenie $z(t)$ masy przetwornika względem jego obudowy, transmitancja przetwornika prędkości z równania /7/ ma postać

$$\frac{Z(s)}{\dot{X}(s)} = -\frac{s}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \qquad (16)$$

stąd charakterystyki częstotliwościowe amplitudowe

$$\left|\frac{Z}{\ddot{x}}(j\eta)\right| = \left|G(j\eta)\right| = \frac{\eta}{\omega_0\sqrt{(1-\eta^2)^2 + (2\zeta\eta)^2}} =$$

$$z = \frac{\omega}{\sqrt{(1-\eta^2)^2 + (2\gamma\eta)^2}} \qquad /17/$$

a charakterystyka częstotliwościowo fazowa jest określona zależnością /14/. Wykresy charakterystyk częstotliwościowych amplitudowych przetwornika sejsmicznego, do pomiaru prędkości drgań, przedstawiono na rys. 3c.

Przemieszczenie z/t/ masy przetwornika sejsmicznego będzie miarą prędkości x/t/ obiektu, jeżeli wyrażenie /17/ będzie miało wartość stałą. Z wykresów 3c wynika, że przetwornik sejsmiczny mierzy prędkość drgań, z małym błędem, dla silnego tłumienia. Tak więc, w pewnym przedziale częstotliwości wokół częstotliwości ω_0, można używać ten przetwornik do pomiarów prędkości ruchu drgającego.

Główne parametry ruchu drgającego: przemieszczenie, prędkość, przyspieszenie są związane, w ruchu harmonicznym, następującymi zależnościami:

$$x = X \sin \omega t \qquad /18/$$

$$v = \frac{dx}{dt} = \omega X \cos \omega t = V \cos \omega t \qquad /19/$$

$$a = \frac{dv}{dt} = \frac{d^2x}{dt^2} = -\omega^2 X \sin \omega t = -A \sin \omega t \qquad /20/$$

przy czym

X, V, A - amplitudy przemieszczenia, prędkości i przyspieszenia. Przy większych częstotliwościach najłatwiejszy jest pomiar przyspieszenia, ponieważ ma ono największą amplitudę $/\omega^2 X/$ mierzalną jeszcze wtedy, kiedy prędkość, a zwłaszcza przemieszczenie, giną już w szumach.

Zgodnie z zależnościami /18/, /19/, /20/, mając np. przebieg przyspieszenia w postaci $a = A \sin \omega t$ i stosując kolejne operacje całkowania, otrzymujemy

$$v = \int a \, dt = -\frac{A}{\omega} \cos \omega t \qquad /21/$$

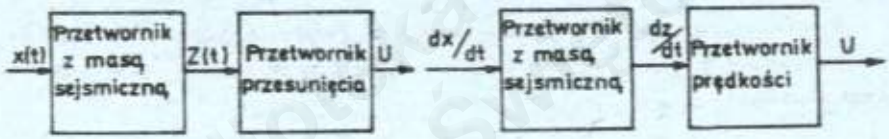
lub

$$x = \iint a \, dt = \int v \, dt = -\frac{A}{\omega^2} \sin \omega t \qquad /22/$$

Jak widać, z pomiaru jednego parametru drgań jest możliwe otrzymanie wartości pozostałych, przez całkowanie lub różniczkowanie. Operacje różniczkowania lub całkowania wykonuje się za pomocą układów elektronicznych.

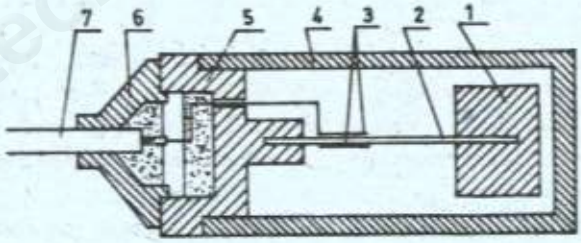
2.3. Czujniki pomiarowe parametrów ruchu drgającego

Czujniki do pomiarów parametrów ruchu drgającego, w większości przypadków, stanowią przetwornik z masą sejsmiczną, z połączonym z nim elektrycznym przetwornikiem przesunięcia względnego lub prędkości względnej /rys. 4/. Jako przetworniki przesunięcia, najczęściej stosuje się przetworniki indukcyjne, tensometryczne i pojemnościowe, a jako przetworniki prędkości przetworniki elektrodynamiczne. Na rys. 5 przedstawiono tensometryczny czujnik przyspieszenia.



a/ b/

Rys. 4. Schematy funkcjonalne czujników pomiarowych parametrów ruchu drgającego



Rys. 5. Tensometryczny czujnik przyspieszeń z masą sejsmiczną:
1 - masa sejsmiczna, 2 - sprężyna, 3 - tensometry,
4 - korpus, 5 - korek, 6 - pokrywa, 7 - przewód

Osobno należy traktować czujniki piezoelektryczne i elektrokinetyczne, wykorzystujące oddziaływanie dynamiczne masy sejsmicznej, na jej bezwzględne przesunięcie.

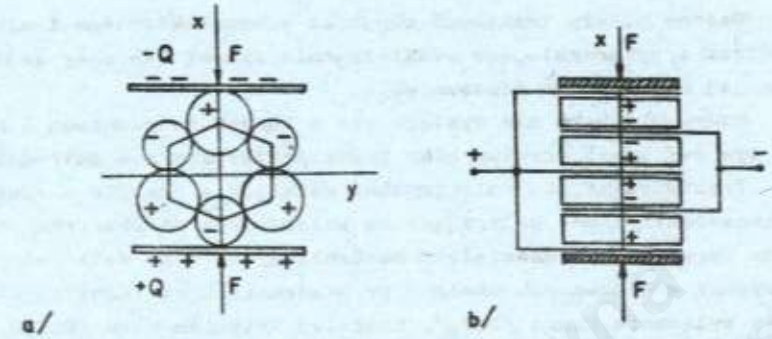
Omówimy krótko nie występujące w innych ćwiczeniach, a badane w tym ćwiczeniu, przetworniki piezoelektryczne i elektrodynamiczne.

Przetworniki piezoelektryczne działają w oparciu o zjawisko piezoelektryczne, polegające na polaryzacji dielektryka, pod wpływem sprężystych odkształceń mechanicznych. Jako materiał piezoelektryczny, w budowanych obecnie przetwornikach pomiarowych stosuje się wyłącznie kwarc /SiO_2/, rzadziej tytanian baru /$BaTiO_3$/. W porównaniu z innymi piezoelektrykami, kwarc charakteryzuje się następującymi zaletami: znaczną wytrzymałością mechaniczną, małą nieliniowością, brakiem histerezy, odpornością na działanie podwyższonych temperatur, znaczną stabilnością temperaturową oraz dużą rezystywnością. Podstawowe właściwości mechaniczne i elektryczne kwarcu podano w tabeli 1. Zasadę działania i budowę piezoelektrycznych przetworników kwarcowych, z wykorzystaniem tzw. efektu wzdłużnego /powstawanie ładunków na powierzchniach przyłożenia siły/, przedstawiono schematycznie na rys. 6, a z wykorzystaniem tzw. efektu poprzecznego /powstawanie ładunków na powierzchniach równoległych do kierunku działania siły/, na rys. 7.

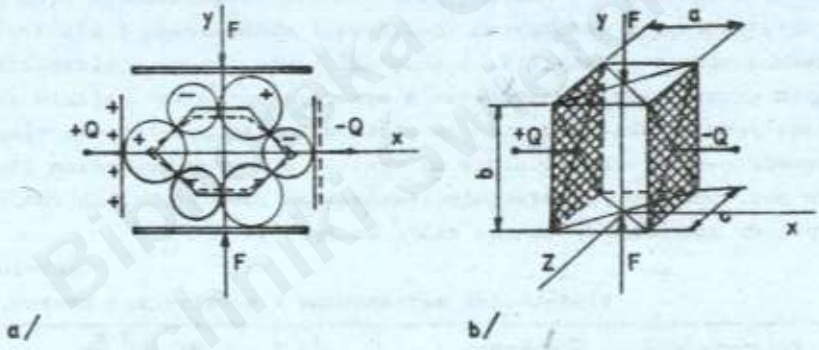
Tabela 1

Właściwości mechaniczne i elektryczne kwarcu

Wytrzymałość na ściskanie	/3,5 ... 4/ $10^8 \frac{N}{m^2}$
Temperaturowy zakres pracy	T = 83...473 K, T_{max} = 623 K
Maksymalna temperatura graniczna występowania zjawiska piezoelektrycznego	T = 846...849 K
Współczynnik piezoelektryczny	$d_{11} = 2,3 \cdot 10^{-12} \frac{C}{N}$
Temperaturowy współczynnik zmiany d_{11}	/1...5/ 10^{-4} K^{-1} wzrasta przy wyższych temperaturach
Moduł Younga	$E = 7 \cdot 10^9 ... 7,7 \cdot 10^{10} \frac{N}{m^2}$ zależy od kierunku
Przenikalność elektryczna względna	$\varepsilon_r = 4,5$
Rezystywność	$\varrho = 2 \cdot 10^{14}\ \Omega \cdot m$



Rys. 6. Przetwornik piezoelektryczny o tzw. efekcie wzdłużnym: a/ zasada działania, b/ zasada działania przetwornika wielopłytkowego



Rys. 7. Przetwornik piezoelektryczny o tzw. efekcie poprzecznym:
a/ zasada działania, b/ zasada kształtowania kryształu

Wartość ładunku elektrycznego powstającego na elektrodach pojedynczej płytki piezoelektrycznej, w przypadku korzystania z efektu wzdłużnego, wynosi

$$Q = d_{11} \cdot F \qquad /23/$$

przy czym:

$d_{11} = 2{,}3 \cdot 10^{-12}$ C/N - współczynnik piezoelektryczny kwarcu,

F - siła, w N

Ponieważ wartość Q nie zależy, w tym przypadku, od rozmiarów geometrycznych płytki, w celu zwiększenia czułości stosuje się przetworniki bimorficzne, składające się z dwu sklejanych płytek, łączonych równolegle lub szeregowo, lub zestawy płytek /rys. 6b/.
Dla n płytek

$$Q = n \cdot d_{11} \cdot F \qquad /24/$$

Zwiększenie liczby płytek pociąga za sobą na ogół wzrost nieliniowości przetwornika. W przypadku korzystania z efektu poprzecznego, wartość ładunku indukowanego, na elektrodach bocznych, pod wpływem przyłożonej siły, wynosi

$$Q = -\frac{b}{a} d_{11} F \qquad /25/$$

przy czym: a,b - wymiary płytki kwarcowej, wg rysunku 7b.

Czułość przetwornika można zwiększyć przez zmianę stosunku b/a, co praktycznie uzyskuje się przez wydłużenie prostopadłościanu w kierunku osi y, do granicy określonej jej dopuszczalnym wyboczeniem i wytrzymałością mechaniczną.

Z efektu piezoelektrycznego wzdłużnego korzysta się na ogół w czujnikach przyspieszeń, z poprzecznego natomiast, w czujnikach sił i ciśnień. Jeżeli płytki materiału piezoelektrycznego ściśniemy i poddamy dodatkowo obciążeniu masą sejsmiczną m, to tworzy się czujnik, w którym warstwa powstałego ładunku wynosi

$$Q = n \cdot d_{11} \cdot F = n \cdot d_{11} \cdot m \cdot \ddot{y}/t/ \qquad /26/$$

Transmitancję takiego czujnika piezoelektrycznego możemy wyznaczyć korzystając z zależności /8/ i /20/, jako

$$G/s/ = \frac{Q/s/}{X/s/} = A \frac{s^2 /1 + \frac{2\gamma}{\omega_o} s/}{1 + \frac{2\gamma}{\omega_o} s + \frac{1}{\omega_o^2} s^2} \qquad /27/$$

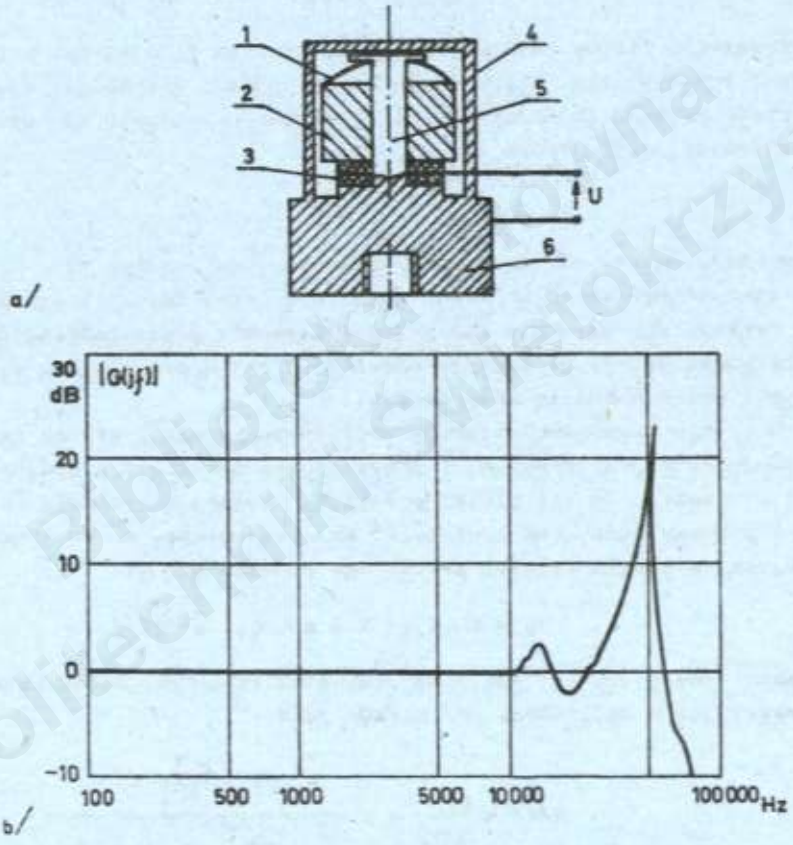
przy czym: A - stała czujnika piezoelektrycznego.

Przy dużej wartości pulsacji własnej ω_o i małym tłumieniu γ przetwornik można traktować jako podwójnie różniczkujący o transmitancji

$$G/s/ = A \cdot s^2 \qquad /28/$$

Tym samym stanowi on czujnik przyspieszenia /akcelerometr/ ruchu drgającego, którego składowe harmoniczne mają pulsację mniejszą niż ω_0.

Na rys. 8 przedstawiono szkic konstrukcyjny akcelerometru piezoelektrycznego i zmierzoną charakterystykę częstotliwościową.

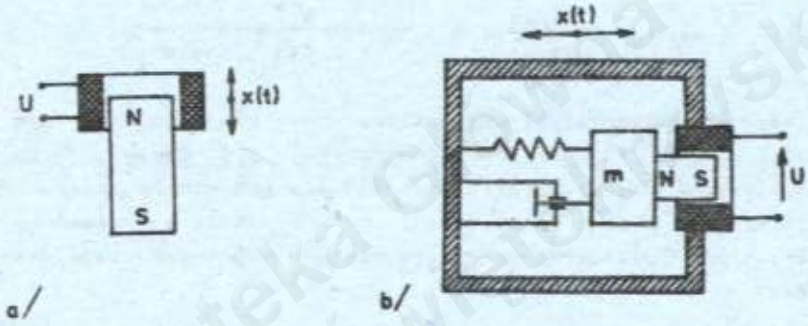


Rys. 8. Piezoelektryczny czujnik przyspieszenia: a/ szkic konstrukcyjny, b/ charakterystyka częstotliwościowa amplitudowa; 1 - sprężyna, 2 - masa sejsmiczna, 3 - krążki piezoelektryczne, 4 - osłona, 5 - trzpień, 6 - korpus

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

2.3.1. Przetworniki elektrodynamiczne

Przetworniki elektrodynamiczne pracują na zasadzie indukowania siły elektromotorycznej w uzwojeniu, pod wpływem ruchu, który powoduje zmianę wartości skojarzonego z uzwojeniem strumienia magnetycznego, wytwarzanego przez magnes. Zasadę pracy przetwornika elektrodynamicznego przedstawiono na rys. 9a.



Rys. 9. Przetwornik elektrodynamiczny: a/ zasada działania, b/ współpraca z przetwornikiem sejsmicznym

W przetwornikach tych cewka jest ruchoma, porusza się w polu magnesu stałego i powinna być połączona mechanicznie trwale lub dotykowo z ruchomym obiektem badanym. Wartość siły elektromotorycznej E, indukowanej w uzwojeniu o n zwojach wyraża się wzorem

$$u = -n\frac{d\phi}{dt} = -n\frac{d\phi}{dx}\cdot\frac{dx}{dt} = A_v\frac{dx}{dt} \qquad /29/$$

lub operatorowo

$$U/s/ = s \cdot A_v\, X/s/ \qquad /30/$$

gdzie:

$\frac{d\phi}{dt}$ - szybkość zmian strumienia magnetycznego w Wb/s,

$\frac{d\phi}{dx}$ - odległościowa zmiana strumienia magnetycznego Wb/m.

Jeżeli na wyjście przetwornika, z masą sejsmiczną, włączyć przetwornik elektrodynamiczny, to utworzony w ten sposób układ przetwarzający, stanowi czujnik do pomiaru prędkości drgań /rys. 4b/ Transmitancja tego czujnika względem wibracji x podstawy, wykorzystując

zależności /8/ i /30/, wynosi

$$G_z(s) = \frac{U(s)}{X(s)} = \frac{s \cdot A_v \cdot Z(s)}{X(s)} = - \frac{A_v \cdot s^3}{s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2} \quad /31/$$

a tarnsmitancja względem prędkości drgań $\frac{dx}{dt}$, ma postać

$$G_v(s) = \frac{U(s)}{s\,X(s)} = - \frac{A_v s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2} \quad /32/$$

A więc charakterystyki częstotliwościowe czujnika określają zależności /12/ i /13/, przedstawione na rys. 3a,d. Czujniki tego typu umożliwiają pomiar prędkości drgań, dla przebiegów, których pulsacja ω jest duża w porównaniu z ω_o. W tabeli 2 zestawiono, dla porównania, podstawowe parametry różnych typów czujników przyspieszeń.

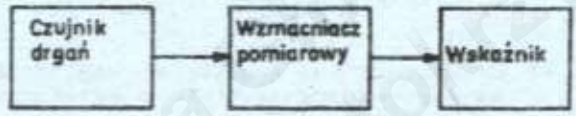
Tabela 2

Podstawowe parametry akcelerometrów

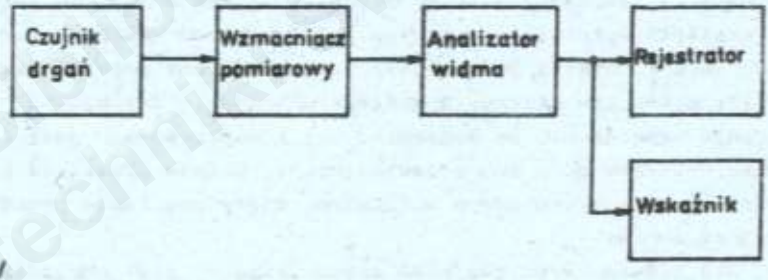
Typ	Zakres pomiarowy	Czułość	Pasmo przetwarzanych częstotliwości	Częstotliwość rezonansowa	Dokładność	Zakres temperatury pracy
	G	mV/G	kHz	kHz	%	°C
Tensometryczny	20 ÷ 200	30÷40	0÷0,1	0,1÷1	± 2	-10 ÷ 200
Potencjometryczny	5 ÷ 200		0÷0,02	0,1	± 1	-50 ÷ 100
Piezoelektryczny	0 ÷20000	10÷100	2Hz÷50	20÷120	± 2	-200 ÷400
Piezoelektryczny miniaturowy	100000	0,01	0,1Hz÷50	60÷250	± 1	- 50 ÷100
Ze sprzężeniem zwrotnym	0 ÷ 15	$250 \cdot 10^3$	0 ÷0,5	1	± 0,1	- 50 ÷100

2.4. Układy pomiarowe

Najprostszy układ pomiaru parametrów drgań mechanicznych składający się z czujnika, wzmacniacza i wskaźnika przedstawiono na rys. 10a. Układ ten umożliwia wyznaczenie maksymalnej wartości wybranego parametru badanych drgań. W praktyce, mamy do czynienia najczęściej z drganiami złożonymi /drgania okresowe o dowolnym kształcie, drgania prawie okresowe, drgania przejściowe, przypadkowe/ zawierającymi szereg lub pasmo częstotliwości składowych. W takich przypadkach, wyznaczenie wartości maksymalnej któregokolwiek parametru drgań jest niewystarczające.



a/

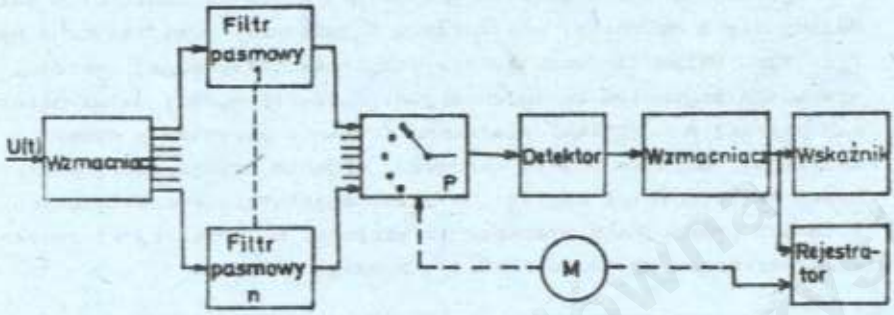


b/

Rys. 10. Schematy blokowe układów do pomiaru parametrów drgań mechanicznych

Interesują nas wartości maksymalne wybranych parametrów drgań, w pewnym ustalonym przedziale częstotliwości. Zadanie to można zrealizować w układzie pomiarowym, przedstawionym na rys. 10b, który oprócz elementów występujących w układzie 10a, zawiera dodatkowo analizator widma amplitudowego i rejestrator. Zadaniem analizatora amplitudowego widma jest wybranie, z widma badanego drgania, poszczególnych składowych dyskretnych lub wąskich jego wycinków, za pomocą filtrów pasmowych, a następnie poddanie detekcji tych skład-

ników widma, w celu uzyskania wartości średniokwadratowej lub skutecznej mocy.

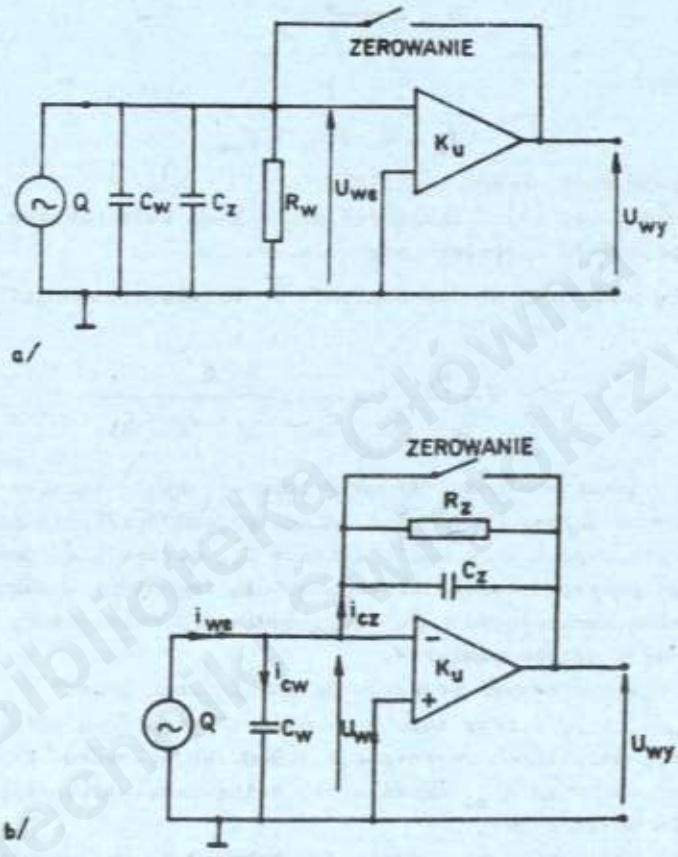


Rys. 11. Schemat blokowy analizatora częstotliwościowego widma amplitudowego z filtrami przełączanymi

Na rys. 11 przedstawiono schemat blokowy analizatora częstotliwościowego widma amplitudowego z filtrami przełączanymi. Sygnał badany doprowadzany jest do zespołu filtrów 2 /np. 30 tercjowych/, o częstotliwościach środkowych oddalonych od siebie o wartość jednej tercji. Sygnał, po przejściu przez wybrany przełącznikiem 3 filtr, z zespołu filtrów 2, podlega detekcji w detektorze 4, a następnie wzmocnieniu we wzmacniaczu 5 i doprowadzany jest do wskaźnika wychyłowego 6 lub rejestratora 7. Często przełącznik filtru 3 jest napędzany tym samym silnikiem, który realizuje przesuw taśmy rejestratora.

Dla każdego typu czujnika drgań wymagany jest wzmacniacz o odpowiednich własnościach statycznych i dynamicznych. Wzmacniacze do współpracy z czujnikami tensometrycznymi, indukcyjnymi, elektronicznymi są identyczne, jak omówione w ćwiczeniach 6 i 7, do współpracy z czujnikami ciśnień, przesunięć tego samego typu. Osobną grupę stanowią wzmacniacze współpracujące z czujnikami piezoelektrycznymi. Zasada ich pracy polega na pomiarze napięcia, na kondensatorze pomiarowym C_z, o znanej pojemności. Wyróżnia się dwie struktury układowe tych wzmacniaczy.

- wzmacniacze napięciowe, z kondensatorem C_z w obwodzie wejściowym,
- wzmacniacze ładunku, z kondensatorem C_z w obwodzie sprzężenia zwrotnego.



Rys. 12. Schematy ideowe wzmacniaczy, do współpracy z czujnikami piezoelektrycznymi: a/ wzmacniacz napięciowy, z kondensatorem na wejściu, b/ wzmacniacz ładunku, z kondensatorem pomiarowym w obwodzie sprzężenia zwrotnego

Na rys. 12 przedstawiono uproszczone schematy obydwu struktur wzmacniaczy, współpracujących z czujnikami piezoelektrycznymi. Działanie układu z rys. 12a jest następujące: ładunek Q, generowany przez czujnik przyspieszeń, ładuje wybrany dla danego zakresu pomiarowego kondensator, o pojemności C_z, do napięcia określonego wzorem

$$U_{we} = \frac{Q}{C_z + C_w} \qquad /33/$$

przy czym:

$$C_w = C_c + C_k + C_{we} \qquad /34/$$

C_c - pojemność własna czujnika,

C_k - pojemność kabla łączącego czujnik ze wzmacniaczem,

C_{we} - pojemność wejściowa wzmacniacza.

Na wyjściu wzmacniacza o wzmocnieniu K_u uzyskuje się napięcie

$$U_{wy} = \frac{K_u Q}{C_z + C_w} = \frac{K_u Q}{C_z + C_c + C_k + C_{we}} \qquad /35/$$

Napięcie wyjściowe U_{wy} zależy od pojemności kabla łączącego czujnik ze wzmacniaczem. Każda więc zmiana pojemności kabla powoduje błąd pomiaru napięcia na kondensatorze C_z, a więc błąd pomiaru mierzonego przyspieszenia. Niedogodnością tego typu wzmacniacza jest również konieczność jego wzorcowania z kablem, który musi być używany w czasie pomiarów.

Stała czasowa obwodu wejściowego wzmacniacza wynosi $\tau_{we} = R_w/C_w + C_z/$, przy czym R_w - oznacza wypadkową równoległą rezystancję wszystkich rezystancji obwodu wejściowego. Na podstawie stałej czasowej τ_{we} określa się dolną częstotliwość graniczną sygnału mierzonego.

Wzmacniacz ładunku ma kondensator zakresu C_z umieszczony w obwodzie sprzężenia zwrotnego. Napięcie wyjściowe wzmacniacza ładunku można wyznaczyć w następujący sposób

$$I_{Cz} = C_z \frac{-U_{wy} + U_{we}}{\Delta t} = -C_z \frac{U_{wy}}{\Delta t} - C_z \frac{U_{wy}}{K_u} \frac{1}{t} = -/1 + \frac{1}{K_u}/ C_z \frac{U_{wy}}{\Delta t} \qquad /36/$$

a prąd

$$I_{Cw} = C_w \frac{U_{we}}{\Delta t} = -\frac{1}{K_u} C_w \frac{U_{wy}}{\Delta t} \qquad /37/$$

Uwzględniając, że $I_{we} = I_{Cz} + I_{Cw}$ /przy pominięciu prądu wejściowego wzmacniacza i przyjęciu założenia, że $R_z = \infty$/ otrzymuje się równanie

$$I_{we} = I_{Cz} + I_{Cw} = \frac{Q}{\Delta t} = -\left[\left(1 + \frac{1}{K_u}\right) C_z + \frac{1}{K_u} C_w\right] \frac{U_{wy}}{\Delta t} \qquad /38/$$

Stąd można wyznaczyć napięcie wyjściowe

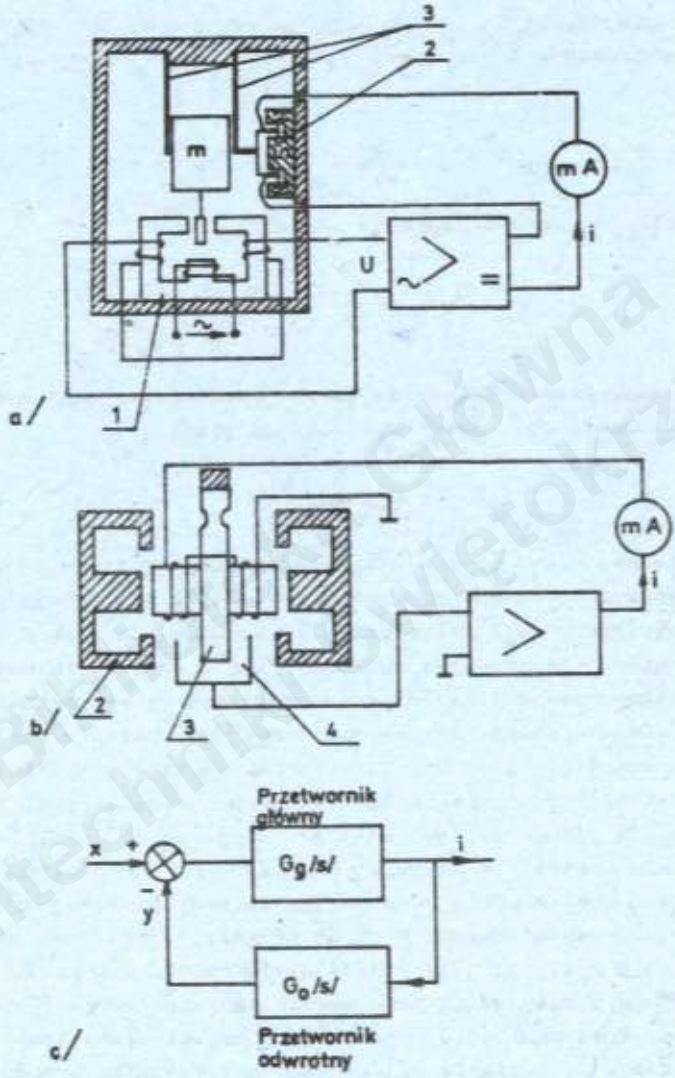
$$U_{wy} = -\frac{Q}{\left(1 + \frac{1}{K_u}\right) C_z + \frac{1}{K_u} C_w} \qquad /39/$$

Zwykle wzmocnienie K_u, zastosowanego wzmacniacza, jest większe niż 10^4. Zależność /39/ można uprościć do postaci

$$U_{wy} = -\frac{Q}{C_z} \qquad /40/$$

Napięcie wyjściowe wzmacniacza ładunku zależy tylko od pojemności C_z, określającej zakres pomiarowy ładunku, a nie zależy od pojemności wypadkowej C_w. Rezystor R_z /o zmiennej wartości/ służy do wybierania stałej czasowej układu $\tau_z = R_z C_z$, determinującej wartości dolnej częstotliwości granicznej, mierzonego sygnału. Wzmacniacze ładunku, dzięki sprzężeniu zwrotnemu, charakteryzują się małymi zniekształceniami nieliniowymi, w szerokim zakresie częstotliwości. Akcelerometry piezoelektryczne, ze wzmacniaczami ładunku, umożliwiają pomiar przyspieszeń w przedziale $10^{-2} \div 10^6$ m/s^2 w przedziale częstotliwości 0,01 Hz $\div$ 200 kHz, z niedokładnością 2%.

Większą dokładnością odznaczają się przyspieszeniomierze w układach autokompensacyjnych, których przykłady przedstawiono na rys. 13. Układ z rys. 13a jest przyspieszeniomierzem z przetwornikiem sejsmicznym, z połączonym przetwornikiem transformatorowym przesunięcia 1. Prąd zasilający przetwornik magnetoelektryczny 2 ma wartość zależną od napięcia wyjściowego przetwornika przesunięcia 1, a więc od wychylenia masy m. Kierunek tego prądu jest taki, że powoduje powstawanie w przetworniku magnetoelektrycznym siły przeciwdziałającej ruchowi masy. Tak więc, prąd płynący w pętli sprzężenia zwrotnego, w stanie równowagi, jest miarą początkowego przesunięcia masy. Miernik przyspieszenia, z rys. 13b, składa się z małej masy wykonanej z kwarcu, podwieszonej wahadłowo, mogącej poru-



Rys. 13. Przyspieszeniomierze autokompensacyjne z przetwornikami magnetoelektrycznymi w torze sprzężenia zwrotnego, z przetwornikami przesunięcia w torze głównym: a/ transformatorowym, b/ pojemnościowym, c/ układ strukturalny; 1 - transformatorowy przetwornik przesunięcia, 2 - przetwornik magnetoelektryczny, 3 - sprężyny, 4 - pojemnościowy przetwornik przesunięcia

Politechnika Główna Biblioteka Świętokrzyskiej

szać się swobodnie, w małej szczelinie, między płytkami pojemnościowego przetwornika przesunięcia 4. Na masie jest umieszczone uzwojenie, poruszające się wraz z nią, w stałym polu magnetycznym. Ruch masy jest wykrywany za pośrednictwem zmiany pojemności podstawy wahadła. Powoduje to zmiany prądu, które po wzmocnieniu mogą powodować powstanie, w cewce przetwornika magnetoelektrycznego, siły przeciwdziałającej ruchowi masy. Wahadło szybko wraca do równowagi, a prąd cewki jest miarą przyspieszenia.

Obydwa omówione przyspieszeniomierze stanowią autokompensacyjne układy statyczne, o strukturze przedstawionej na rys. 13c. Transmitancję takiego układu zapisujemy

$$G(s) = \frac{I(s)}{X(s)} = \frac{G_g(s)}{1 + G_g(s)\, G_o(s)} \qquad /41/$$

przy czym:

$G_g(s)$ i $G_o(s)$ - transmitancje przetwornika toru głównego /detektora zera i wzmacniacza/ i przetwornika odwrotnego / w przykładach magnetoelektrycznego/.

W stanie ustalonym czułość układu autokompensacyjnego wynosi

$$k = \frac{k_g}{1 + k_g k_o} \qquad /42/$$

gdzie:

k_g, k_o - czułość przetworników toru głównego i przetwornika odwrotnego.

Błąd graniczny addytywny i multiplikatywny autokompensacyjnego układu statycznego wynosi

$$\Delta_{Xo} = \Delta_{Xog} + \Delta_{Yoo} \qquad /43/$$

$$\Delta_S = \frac{1}{1 + k_g k_o} \Delta_{S_g} + \frac{k_g k_o}{1 + k_g k_o} \Delta_{S_o} \qquad /44/$$

przy czym:

Δ_{Xog}, Δ_{S_g} - błędy graniczne addytywny i multiplikatywny przetwornika toru głównego,

Δ_{Yoo}, Δ_{S_o} - błędy graniczne addytywny i multiplikatywny przetwornika odwrotnego

Udziały błędów addytywnych obu przetworników w błędzie całkowitym są jednakowe, udział błędu multiplikatywnego przetwornika toru głównego maleje przy wzroście wartości $k_6 k_o$, podczas gdy udział błędu multiplikatywnego przetwornika odwrotnego rośnie. Czułość przetwornika autokompensacyjnego jest mniejsza niż czułość przetwornika toru głównego, jednak przez objęcie przetwornika głównego pętlą sprzężenia zwrotnego, utworzoną przez dokładny przetwornik odwrotny uzyskuje się zmniejszenie błędu całkowitego.

Przyspieszeniomierze, ze sprzężeniem zwrotnym, charakteryzują się następującymi właściwościami: zakresem pomiarowym $0 \div 150\ m/s^2$, czułością $25\ \frac{V\,s^2}{m}$, zakresem częstotliwości $0 \div 500$ Hz i dokładnością 0,1%.

2.5. Błędy występujące w pomiarach parametrów drgań mechanicznych

Pomiary parametrów drgań mechanicznych są pomiarami dynamicznymi, gdyż wielkości mierzone /parametry ruchu/ są zmiennymi w czasie. W technice występują drgania mechaniczne o bardzo zróżnicowanej formie /harmoniczne, udarowe, przypadkowe/. Zakres amplitud parametrów tych drgań obejmuje wartości 8 rzędów, natomiast zakresy częstotliwości widm drgań są, w wielu przypadkach, teoretycznie nieskończenie wielkie. Pomiary drgań, w każdym przypadku, wymagają starannego zidentyfikowania obiektu, właściwego doboru wszystkich ogniw łańcucha pomiarowego, pod względem właściwości dynamicznych, uwzględnienia oddziaływania czujnika na obiekt i obiektu na czujnik, oraz starannego opracowania wyników pomiarów. Omówimy niżej podstawowe źródła błędów występujących w tego typu pomiarach.

2.5.1. Wpływ obciążenia czujnikiem obiektu pomiaru

Każda dodatkowa masa m_c /na przykład masa czujnika/ zespolona z badanym obiektem o masie m_w, zmienia jego właściwości tym bardziej im większa jest wartość stosunku m_c/m_w. I tak, dodatkowa masa czujnika zmienia częstotliwość własną f_o obiektu /traktowanego jako prosty układ drgający o określonej masie i sprężystości/, a wartość tej zmiany częstotliwości Δf_o wynosi

$$\Delta f_o = f_o \left/ 1 - \sqrt{\frac{m_w}{m_w + m_o}} \right. \qquad /45/$$

W przypadku pomiaru przyspieszeń, dodatkowa masa czujnika zmienia wartość przyspieszenia a_o obiektu nieobciążonego i ta zmieniona wartość przyspieszenia a_w wynosi

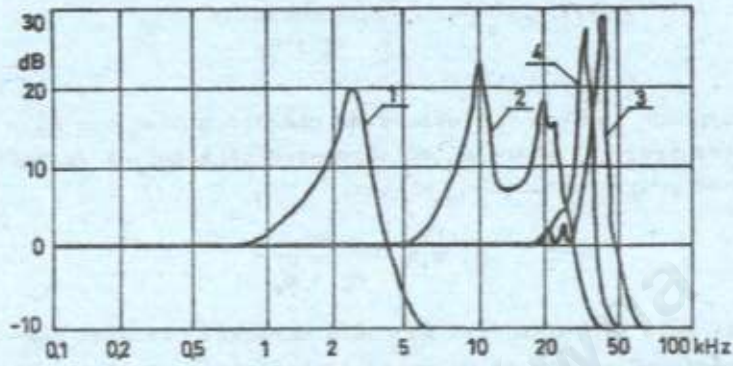
$$a_w = a_o \frac{m_w}{m_w + m_o} \qquad /46/$$

Jeżeli masa czujnika jest znacznie mniejsza niż masa obiektu badanego /praktycznie co najmniej 10-krotnie/, to wpływ czujnika na obiekt pomiaru jest do pominięcia.

2.5.2. Wpływ sposobu zamocowania czujnika na jego częstotliwościową charakterystykę amplitudową

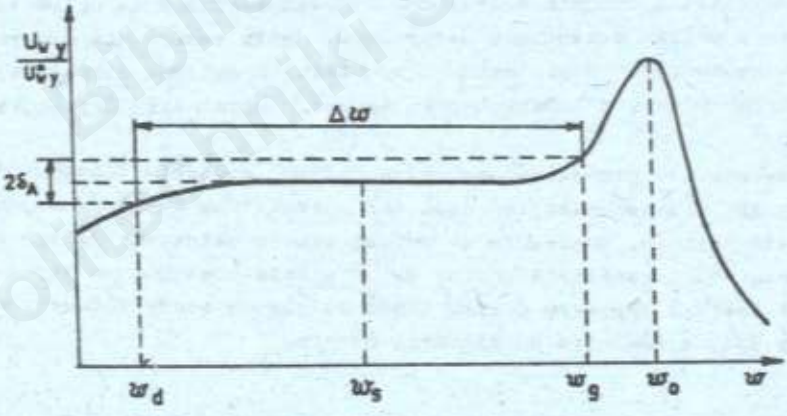
Sposób zamocowania czujnika ma bardzo istotny wpływ na charakterystykę częstotliwościową skuteczności jego przenoszenia. W miarę możliwości, czujnik należy mocować bezpośrednio na obiekcie badanym i unikać stosowania wsporników. Jeśli stosowanie wspornika jest konieczne, to powinien on być lekki i sztywny, o częstotliwości drgań własnych leżących poza zakresem częstotliwości pomiarowych.

Na rys. 14 przedstawiono wpływ różnych sposobów zamocowania czujnika przyspieszeń, na jego charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową. Mocowanie za pomocą wkrętu gwintowanego lub za pomocą wosku umożliwia pomiar drgań w najszerszym zakresie częstotliwości. Poprawny pomiar drgań za pomocą sondy ręcznej, możliwy jest w zakresie do kilkuset herców.



Rys. 14. Wpływ sposobów zamocowania czujnika przyspieszeń na jego charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową: 1 - ręczna sonda, 2 - magnes, 3 wkręt gwintowany, 4 - wosk pszczeli

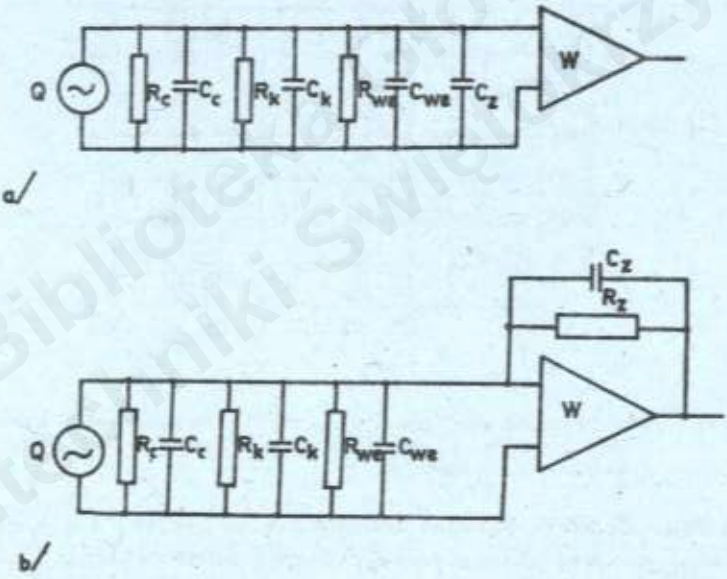
2.5.3. Błędy powodowane czujnikiem i wzmacniaczem pomiarowym



Rys. 15. Charakterystyka częstotliwościowa amplitudowa akcelerometru piezoelektrycznego ze wzmacniaczem pomiarowym U^*_{wy} - napięcie wyjściowe dla pulsacji ω_s

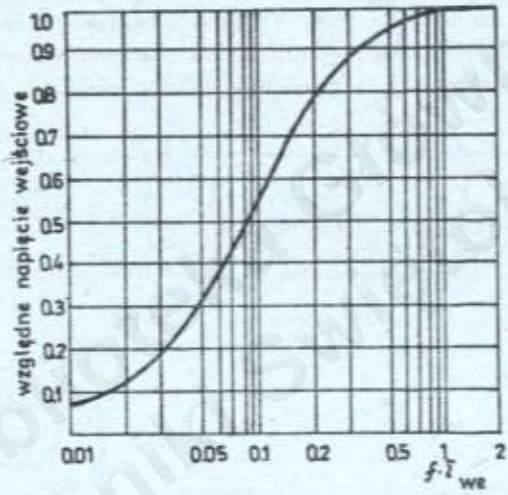
Poprawny pomiar parametrów drgań można praktycznie zrealizować w pewnym zakresie częstotliwości, określonym dolną i górną częstotliwością graniczną /rys. 15/. Górną częstotliwość graniczną wyznaczają rezonanse własne czujnika, gdyż wzmacniacze, praktycznie

nie wprowadzają ograniczeń w zakresie górnych częstotliwości. Czujniki sejsmiczne przyspieszenia zbudowane według układów strukturalnych, jak na rys. 4a, mogą poprawnie mierzyć również składowe stałe przyspieszeń. Częstotliwość graniczna dolna f_{gd} akcelerometrów piezoelektrycznych ze wzmacniaczem pomiarowym, z kondensatorem na wejściu zależy od stałej czasowej τ_{we} obwodu wejściowego wzmacniacza z czujnikiem, natomiast ze wzmacniaczem ładunku, częstotliwość graniczna f_{gd} zależy od stałej czasowej τ_{w} obwodu sprzężenia zwrotnego. Na rys. 16 przedstawiono elementy rezystancyjne i pojemnościowe mające wpływ na przebieg charakterystyk amplitudowych, szczególnie w zakresie małych częstotliwości.



Rys. 16. Schematy zastępcze wzmacniaczy pomiarowych z elementami rezystancyjnymi i pojemnościowymi, mającymi wpływ na przebieg charakterystyk amplitudowych, przy najmniejszych częstotliwościach: a/ wzmacniacz z kondensatorem pomiarowym w obwodzie wejściowym, b/ wzmacniacz ładunku, R_c, R_k, R_{we}, R_z - rezystancje: czujnika, kabla, wejściowa wzmacniacza, gałęzi sprzężenia zwrotnego, C_o, C_k, C_{we}, C_z - pojemności: czujnika, kabla, wejścia wzmacniacza, zakresu pomiarowego, W - wzmacniacz

Stała czasowa τ_{we} układu z rys. 16a wynosi $\tau_{we} = R_w/C_w + C_z/$, przy czym $R_w = R_c \| R_k \| R_{we}$ i $C_w = C_o + C_k + C_{we}$.
W przypadku wzmacniacza ładunku z rys. 16b $\tau_w = R_o /C_w + K_u C_z/$, przy czym $R_o = R_z \| R_w$, K_u - wzmocnienie wzmacniacza. Zazwyczaj jest spełnione $K_u C_z \gg C_w$ oraz $R_z < R_w$, stała czasowa wynosi zatem $\tau_w = K_u R_z C_z$.



Rys. 17. Zależność względnego napięcia wejściowego wzmacniacza od iloczynu częstotliwości f sygnału i stałej czasowej obwodu wejściowego τ_{we}

Na rys. 17 przedstawiono graficznie zależność względnej amplitudy napięcia wejściowego wzmacniacza, z kondensatorem pomiarowym w obwodzie wejściowym, jako funkcji iloczynu $f\tau_{we}$. Tak więc np. przy założeniu 5% błędu amplitudy możemy odczytać, że częstotliwość graniczna dolna określona jest zależnością

$$f_{gd} = \frac{0,47}{R_{we}/C_w + C_z/} .$$

Błąd amplitudy, w zakresie dużych częstotliwości, przy pomiarach czujnikami piezoelektrycznymi, dla których tłumienie względne jest mniejsze niż 0,05, można określić z zależności $\delta_A = /\frac{f}{f_o}/^2$. A więc, w zakresie częstotliwości do 0,2 f_o błąd [illegible]

W przypadkach pomiarów drgań udarowych, dla wiernego ich odtworzenia, teoretycznie niezbędne jest przeniesienie przez układ pomiarowy składowych harmonicznych, w zakresie od zera do nieskończoności. W praktyce ograniczamy się do pomiaru składowych w skończonym paśmie częstotliwości, określonym częstotliwością graniczną sygnału.

Wpływ ograniczenia pasma częstotliwości na dokładność odtworzenia kształtu badanych przebiegów można wyznaczyć przyjmując jako miarę wierności odtworzenia błąd średniokwadratowy [4], [5].

Błędy systematyczne dodatkowe można uwzględniać w pomiarach, przez wprowadzenia odpowiednich poprawek, wynikających z charakteru i wielkości tych błędów, podawanych przez producenta. Do błędów tych zalicza się błąd temperatury, zmian ciśnienia atmosferycznego i czułości na przyspieszenia, o kierunkach nie pokrywających się z osią czujnika.

3. Pomiary

1. Wyznaczyć tłumienie względne ζ, częstotliwość drgań własnych nietłumionych f_o i tłumionych f_r tensometrycznego czujnika sejsmicznego typ HLW, na podstawie jego odpowiedzi impulsowej. Impuls siły wymuszającej realizuje się w układzie, jak na rys. 18, przez uderzenie wahadłowo umocowanego bijaka 1 w kowadło 2, na którego tylnej powierzchni umocowany jest badany czujnik. Przy założeniu, że czas trwania impulsu wymuszającego t_i jest dostatecznie krótki, w porównaniu z okresem $T_o = 2\pi/\omega_o$ drgań własnych nietłumionych czujnika, równanie masy ma postać

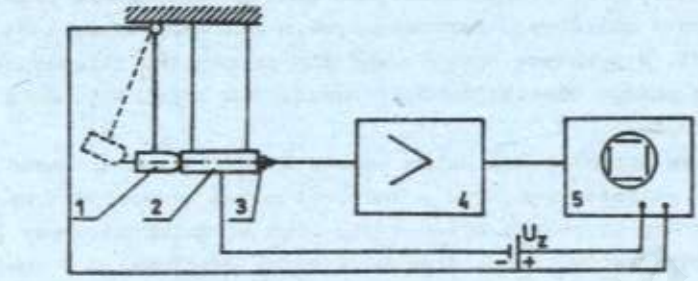
$$\ddot{z}(t) + 2\zeta\omega_o \dot{z}(t) + \omega_o^2 z(t) = 0 \qquad /47/$$

z warunkami początkowymi

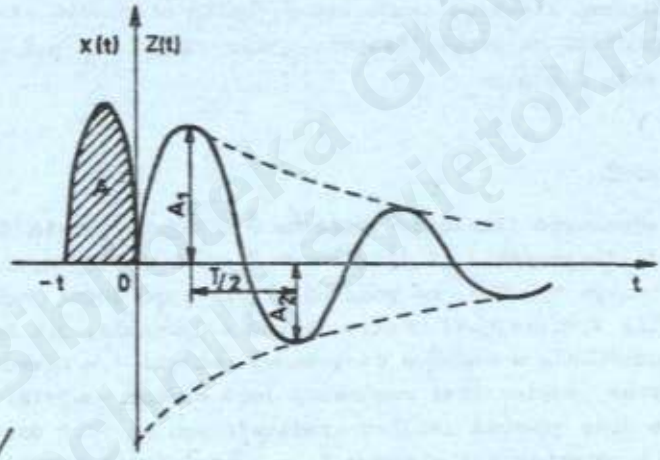
$$z(0) = 0, \quad \dot{z}(0) = \frac{A}{m} \quad i \quad x(0) = 0 \qquad /48/$$

przy czym

$$A = \int_{-t_i}^{0} x(t)\,dt = m\,\dot{z}(0) \qquad /49/$$



a/



b/

Rys. 18. Działanie wymuszenia impulsowego na czujnik sejsmiczny: a/ układ do wytwarzania wymuszenia impulsowego i układ do pomiaru odpowiedzi impulsowej czujnika sejsmicznego, b/ odpowiedź impulsowa czujnika sejsmicznego

1 - bijak, 2 - kowadło, 3 - czujnik przyspieszenia, 4 - wzmacniacz ładunku, 5 - oscyloskop

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

Przy tłumieniu względnym $\zeta < 1$ rozwiązanie równania /47/ ma postać

$$z/t/ = \frac{A}{m\,\omega_r}\, e^{-\omega_o \cdot \zeta \cdot t} \sin \omega_r t \qquad /50/$$

przy czym

$$\omega_r = \omega_o \sqrt{1 - \zeta^2} \qquad /51/$$

Równanie /50/ opisuje ruch periodyczny tłumiony /rys. 18b/. Stosunek dwu, kolejno po sobie następujących, amplitud /w odstępie $\frac{T}{2}$/ jest wielkością stałą i wynosi

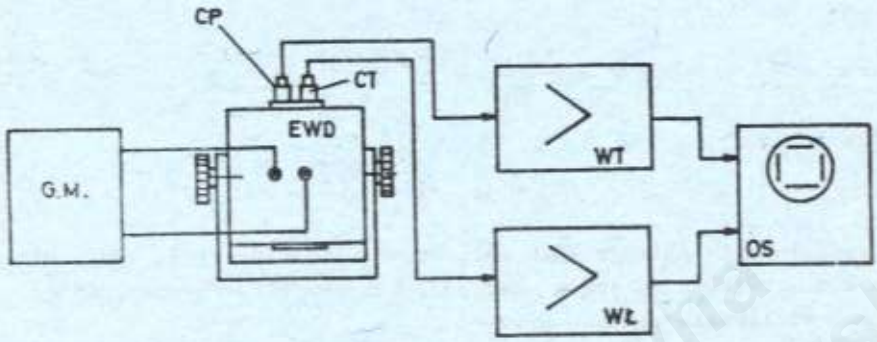
$$\frac{A_k}{A_{k+1}} = e^{\omega_o \cdot \zeta \cdot \frac{T}{2}} \qquad /52/$$

Z równań /51/ i /52/ otrzymuje się zależność na tłumienie w funkcji wyznaczonego eksperymentalnie stosunku $\frac{A_k}{A_{k+1}}$

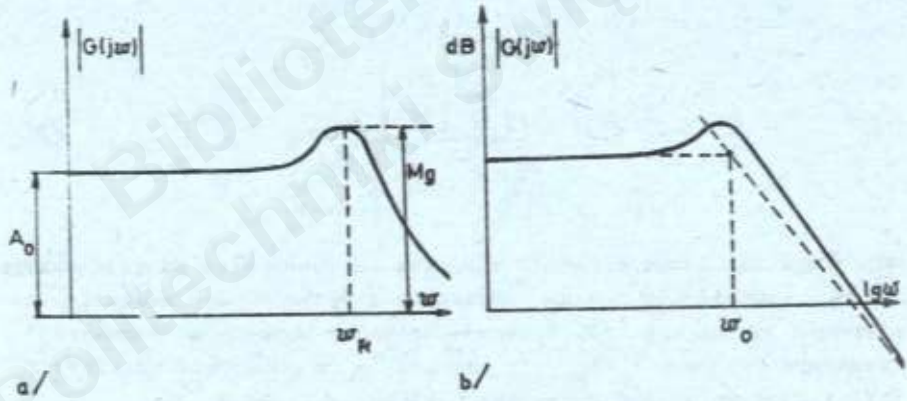
$$\zeta = \frac{\ln \left| \frac{A_k}{A_{k+1}} \right|}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 \left| \frac{A_k}{A_{k+1}} \right|}} \qquad /53/$$

Odpowiedź impulsową badanego czujnika zarejestrować na oscyloskopie z lampą pamiętającą lub na oscylografie pętlicowym, w układzie pomiarowym jak na rys. 18. Z zarejestrowanej odpowiedzi impulsowej wyznaczyć stosunek A_k/A_{k+1} i okres T, a na podstawie zależności /51/ i /53/ wyznaczyć parametry czujnika ζ, ω_r i ω_o

2. Wyznaczyć charakterystykę częstotliwościową tensometrycznego czujnika przyspieszeń typ HLM, w zakresie 15 ÷ 2000 Hz metodą porównawczą w układzie jak na rys. 19. Jako wzorcowy czujnik przyspieszeń wykorzystać czujnik piezoelektryczny typ KD-35, o częstotliwości własnej f_o = 24 kHz. Do wytwarzania drgań mechanicznych harmonicznych zastosować elektrodynamiczny wzbudnik drgań typ BSE 211, o użytkowym zakresie częstotliwości, do pomiarów porównawczych bez korekty; 15 ÷ 2000 Hz.



Rys. 19. Układ pomiarowy do wyznaczania amplitudowej charakterystyki częstotliwościowej czujnika sejsmicznego HLW, GM - generator mocy, EWD - elektrodynamiczny wzbudnik drgań typ ESE 211, WT - wzmacniacz tensometryczny, WŁ - wzmacniacz ładunku, CP - czujnik piezoelektryczny, CT - czujnik tensometryczny, OS - oscyloskop dwukanałowy



Rys. 20 Wyznaczanie parametrów czujnika sejsmicznego z charakterystyki amplitudowej: a/ wykres w liniowym układzie współrzędnych, b/ wykres w logarytmicznym układzie współrzędnych

Na podstawie przeprowadzonych pomiarów wykreślić charakterystykę amplitudową badanego czujnika w prostokątnym układzie współrzędnych ze skalą liniową i logarytmiczną, a następnie wyznaczyć z tych charakterystyk parametry badanego czujnika $\mathcal{J}$ i ω_0. Sposób wyzna-

czania ω_o i β z charakterystyki amplitudowej przedstawiono w części "Opracowanie wyników pomiarów" punkt 4.2.

3. Zmierzyć czujnikiem elektrodynamicznym DGA 401 parametry drgań silnika prądu zmiennego. Pomiary wykonać w trzech wzajemnie prostopadłych kierunkach x, y, z. Zinterpretować uzyskane wyniki pomiarów.

Literatura

1. BROCH J.T.: Messungen von mechanischen Schwingungen und Stossen Briel Kjer 1970
2. GOHLKE W.: Mechanisch - elektrische Messtechnik, C. Hanser Verlag, München 1955
3. HAGEL R., ZAKRZEWSKI J.: Miernictwo dynamiczne. Warszawa: WNT 1984
4. KACZMAREK Z.: Wyznaczanie częstotliwości granicznej periodycznych sygnałów impulsowych, Z.N. Politechniki Świętokrzyskiej, Elektryka, Kielce 1986
5. KACZMAREK Z.: Wyznaczanie częstotliwości granicznej sygnałów impulsowych. Rozprawy Elektrotechniczne nr 3-4, 1987
6. KLUJEW W.W.: Pribory i sistemy dla izmierienia wibracji szuma i udara. Maszinostrojenie, Moskwa 1984
7. ZIMMERMAN S.: Pomiary naprężeń i drgań metodami elektrycznymi. Warszawa: PWT 1959

Politechnika Świętokrzyska Biblioteka Główna

Biblioteka Główna
Politechniki Świętokrzyskiej

Ćwiczenie 10

POMIAR STĘŻENIA JONÓW WODOROWYCH

1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest poznanie budowy i własności czujników pH-metrycznych oraz metod pomiaru stężenia jonów wodorowych.

2. Podstawy teoretyczne

2.1. Wskaźnik pH

Przebieg wielu reakcji chemicznych i procesów biochemicznych zależy od właściwości ośrodka, określanych ogólnie mianem jego kwasowości lub zasadowości. Istotnym czynnikiem, mającym wpływ na właściwości kwasowe lub zasadowe różnych roztworów wodnych, jest zawartość w tych roztworach jonów wodorowych H^+ /kationów/, zawierających pojedynczy elementarny ładunek dodatni lub wodorotlenkowych OH^- /anionów/, zawierających pojedynczy elementarny ładunek ujemny. W czystej wodzie ilość i stężenie c jonów wodorowych i wodorotlenkowych są jednakowe.

$$c_{H^+} = c_{OH^-} \qquad /1/$$

Rozpuszczenie w wodzie substancji o właściwościach kwasowych, powoduje zwiększenie stężenia jonów wodorowych $c_{H^+} > c_{OH^-}$, rozpuszczenie substancji zasadowych powoduje zwiększenie stężenia jonów wodorotlenkowych $c_{OH^-} > c_{H^+}$. Ponieważ stężenia jonów c_{H^+} i c_{OH^-} zarówno w czystej wodzie, jak i w słabo stężonych roztworach są małe, w porównaniu z pozostałą masą wody lub roztworu, można założyć, że c_{H_2O} = const., a więc

$$/c_{H^+}/ \cdot /c_{OH^-}/ = k = \text{const.} \qquad /2/$$

przy czym:

k - zwane iloczynem jonowym wody jest wartością stałą w danej temperaturze.

Doświadczalnie stwierdzono, że w temperaturze 25°C wartość tej stałej wynosi $k = 10^{-14}\ [\text{mol/litr}]^2$. Ponieważ wartość stężenia roztworów wyraża się w molach na litr, równanie /2/ można uważać za czysto liczbowe

$$/c_{H^+}/ \cdot /c_{OH^-}/ = 10^{-14} \qquad /3/$$

W czystej wodzie, która pod względem kwasowo zasadowym jest obojętna

$$c_{H^+} = c_{OH^-} = \sqrt{10^{-14}} = 10^{-7} \qquad /4/$$

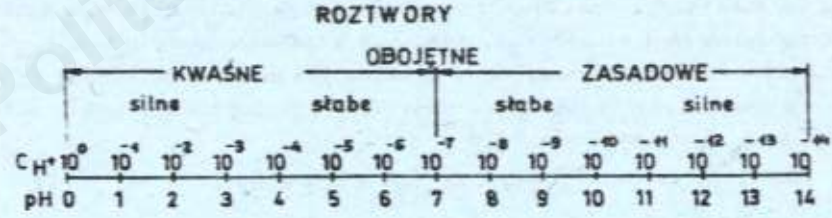
Dla roztworów kwasowych otrzymuje się $c_{H^+} > 10^{-7}$, a dla zasadowych $c_{OH^-} < 10^{-7}$. W praktyce, stężenie jonów wodorowych określa się liczbowo przez ujemny logarytm stężenia jonów wodorowych, czyli tzw. wykładnik wodorowy, nazywany wskaźnikiem pH

$$pH = -\log/c_{H^+}/ = \log \frac{1}{c_{H^+}} \qquad /5/$$

Opierając się na definicji wskaźnika pH, można obliczyć stężenie jonów wodorowych ze wzoru

$$c_{H^+} = 10^{-pH} \qquad /6/$$

Dla roztworów obojętnych otrzymuje się więc pH = 7, dla kwaśnych pH < 7, dla zasadowych pH > 7. Na rys. 1 przedstawiono poglądowo zależności między wskaźnikami pH a stężeniem jonów wodorowych.



Rys. 1. Skala pH dla roztworów kwaśnych, obojętnych i zasadowych

2.2. Potencjał elektrodowy i siła elektromotoryczna ogniwa

Jeżeli umieścić elektrodę metalową w wodzie, to zachodzi proces przechodzenia dodatnich jonów metalu do cieczy. Wskutek tego, elektroda będzie miała ujemny potencjał względem wody, która uzyskała ładunek dodatni. Powstała różnica potencjałów, między elektrodą a wodą, nosi nazwę potencjału elektrodowego. Potencjał elektrodowy hamuje dalsze przechodzenie jonów z metalu do wody, gdyż są one przyciągane przez ujemną elektrodę. Ustala się stan dynamicznej równowagi, tyle jonów przechodzi z metalu do wody, ile z wody do metalu.

Gdy tę samą elektrodę zanurzyć nie w czystej wodzie, ale w roztworze zawierającym jony metalu, to ilość jonów przechodzących z roztworu do metalu zwiększy się i ustali się w warunkach równowagi różnica potencjałów, między roztworem a elektrodą, o zmniejszonej wartości.

Wartość oraz znak potencjału elektrodowego może być miarą stężenia jonów w roztworze.

Różnicę potencjałów E pomiędzy elektrodą metalową a roztworem określa wzór Nernsta [1]

$$E = \frac{RT}{nF} \ln c_m - \frac{RT}{nF} \ln c_x \qquad /7/$$

przy czym:

R - stała gazowa /8,314 J/deg · mol/,

F - stała Faradaya /96495 C/g jon/,

T - temperatura [°K],

n - liczba elektronów biorących udział w reakcji, wartościowość kationu,

c_m - stężenie jonów w metalu,

c_x - stężenie jonów metalu w roztworze.

Ponieważ stężenie c_m jest stałe, pierwszy składnik wyrażenia /7/ ma wartość stałą E_o, zależność /7/ można zapisać

$$E = E_o - \frac{RT}{nF} \ln c_x = E_o - E_n \ln c_x \qquad /8/$$

gdzie:

E_n - współczynnik Nernsta.

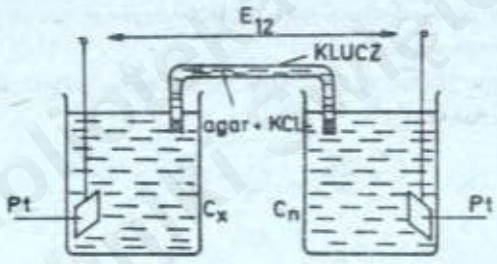
Dla stężeń $c_x < 1$ oraz po uwzględnieniu wartości stałych otrzymuje się

$$E = E_o + \frac{0,0001984\ T}{n} \log c_x \qquad /9/$$

natomiast w temperaturze 25°C

$$E = E_o + \frac{0,059}{n} \log c_x \qquad /10/$$

W celu zmierzenia różnicy potencjałów E stosuje się dwie metody: stosując dwa półogniwa lub elektrodę odniesienia. Jeżeli dwa półogniwa, stanowiące naczynia z roztworami zawierającymi sole metalu elektrod, połączymy kluczem elektrolitycznym /rurka szklana w kształcie litery U, napełniona zakrzepniętym roztworem agaru, nasyconym KCl/, to powstanie ogniwo stężeniowe /rys. 2/.



Rys. 2. Ogniwo stężeniowe

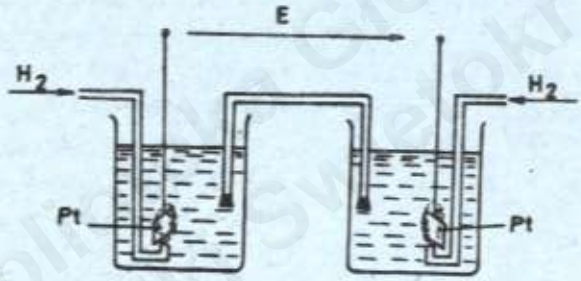
Napięcie E_{12} między elektrodami ogniwa stężeniowego wynosi

$$E_{12} = E_1 - E_2 = \frac{0,059}{n} \log \frac{c_x}{c_N} \qquad /11/$$

Jeżeli stężenie c_N roztworu jednego półogniwa jest znane, to na podstawie pomiaru SEM E_{12} można wyznaczyć wartość stężenia c_x drugiego roztworu.

2.3. Czujniki pH - metryczne

Jeżeli zamiast elektrod metalowych, w ogniwie stężeniowym, zastosować elektrody wodorowe, to wartość różnicy potencjałów E_{12} takiego ogniwa zależeć będzie od stężenia jonów wodorowych, czyli pH roztworu ogniwa. Elektrodę wodorową stanowi platynowa blaszka, pokryta czernią platynową, omywana w sposób ciągły gazowym wodorem. Powierzchnia platyny absorbuje wodór, który reaguje z roztworem. Ogniwo stężeniowe, z elektrodami wodorowymi przedstawiono na rys.3. Elektroda wodorowa zanurzona w roztworze o znanym stężeniu c_{Hn} nosi nazwę elektrody porównawczej, natomiast elektroda zanurzona w roztworze o stężeniu mierzonym c_{Hx}, stanowi elektrodę pomiarową.



Rys. 3. Ogniwa stężeniowe z elektrodami wodorowymi

Wartość SEM ogniwa stężeniowego dla jednowartościowego jonu H^+ i dla roztworu o stężeniu $c_{H^+} = 1$, zgodnie z zależnością /11/, wynosi

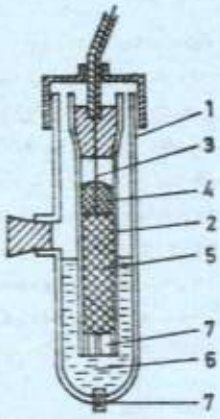
$$E_{12} = 0{,}059 \log c_{Hx} \qquad /12/$$

lub

$$E_{12} = -0{,}059\ pHx \quad /V/pH/ \qquad /13/$$

W praktyce, mimo bardzo dobrej odtwarzalności i liniowości, elektrody wodorowe nie są stosowane. Wynika to z niedogodności w użyciu i z dużej wrażliwości tych elektrod na czynniki zakłócające pomiar.

Jako elektrodę porównawczą /odniesienia/, zamiast wodorowej, stosuje się dogodniejsze elektrody kalomelowe lub chloro-srebrowe, a dla podwyższonych temperatur talamidowe. Mają one doskonale określoną i powtarzalną wartość potencjału, niezależną od stężenia jonów wodorowych badanego elektrolitu. Jako elektrodę pomiarową, do wszelkich roztworów, stosuje się najczęściej elektrodę szklaną.



Rys. 4. Budowa elektrody kalomelowej
1 - naczynie,
2 - rurka szklana,
3 - drut platynowy,
4 - rtęć, 5 - kalomel /Hg_2Cl_2/, 6 - roztwór KCl, 7 - korek

Elektroda kalomelowa jest najczęściej stosowaną elektrodą porównawczą. Jedną z konstrukcji takiej elektrody przedstawiono na rys. 4. W środku naczynia 1 jest umieszczona rurka szklana 2, z drutem platynowym 3, zanurzonym w rtęci 4. Drut ten odprowadza potencjał elektrody, powstający na granicy rtęci z kalomelem 5 /Hg_2Cl_2/. Potencjał elektrody zależy od stężenia jonów Cl^-, a więc od stężenia roztworu KCl 6, wypełniającego naczynie. Potencjał ten, odniesiony do normalnej elektrody wodorowej $c_{H_N} = 1$ podano w tabeli 1. Korek lub nić azbestowa 7 tworzy klucz elektrolityczny z roztworem badanym. Potencjał dyfuzji klucza elektrolitycznego wprowadza niepewność pomiaru, która wynosi Δ pH $> \pm 0{,}01$pH. Elektroda kalomelowa ma doskonałą stałość, może być stosowana do 70°C. Rezystancja elektrody wynosi 1 ÷ 20 kΩ i zależy od stanu i rodzaju klucza elektrolitycznego. Najczęściej stosowane są elektrody z nasyconym roztworem KCl.

Tabela 1

Potencjały elektrod porównawczych względem normalnej elektrody wodorowej

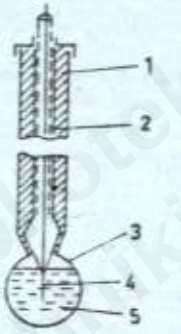
T	°C	0	10	20	25	30	40	50	60	70	80	90
E_k	mV	255,7	250,2	244,4	241,1	237,9	232,3	224,3	-	-	-	-
E_{AC}	mV	236,5	231,4	225,6	221,3	219,0	212,1	204,5	196,5	187,8	178,7	169,5

E_k - potencjał elektrody kalomelowej nasyconej

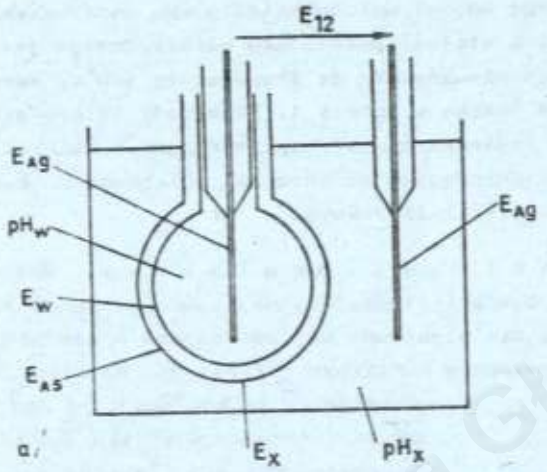
E_{AC} - potencjał elektrody chloro-srebrnej

Elektroda chloro-srebrna ma postać drutu srebrnego, pokrytego odpowiednio ukształtowaną warstwą chlorku srebra. Powtarzalność i stałość potencjału elektrodowego jest bardzo dobra /w granicach ułamków mV/, do temperatury 100°C. Wartość potencjału elektrodowego podano w tabeli 1. Elektrody chloro-srebrne mogą być stosowane w roztworach nie rozpuszczających chlorku srebra lub w osłonach zawierających roztwór KCl, połączony z badanym elektrolitem kluczem elektrolitycznym.

Szklana elektroda pomiarowa zbudowana jest najczęściej w postaci cienkościennej bańki szklanej 3, wewnątrz której znajduje się elektroda wyprowadzająca 4, zanurzona w zapełniającym bańkę roztworze buforowym 5 /rys. 5/. Na cienkiej ściance bańki szklanej, po jej obydwu stronach, w wyniku skomplikowanych procesów elektrochemicznych, powstaje różnica potencjałów, zależna od stężenia jonów wodorowych roztworów. Łańcuch elektrolityczny elektrody szklanej, z chloro-srebrną elektrodą odniesienia i wyprowadzającą, wraz z występującymi potencjałami, przedstawiono na rys. 6.



Rys. 5. Budowa elektrody szklanej 1 - izolator /szkło zwykłe/, 2 - ekran, 3 - bańka szklana cienkościenna, 4 - elektroda odprowadzająca chloro-srebrna, 5 - roztwór buforowy



Rys. 6. Czujnik pH - metryczny złożony z elektrody szklanej i chloro-srebrnej a/ budowa, b/ schemat zastępczy

Potencjał tego łańcucha można zapisać

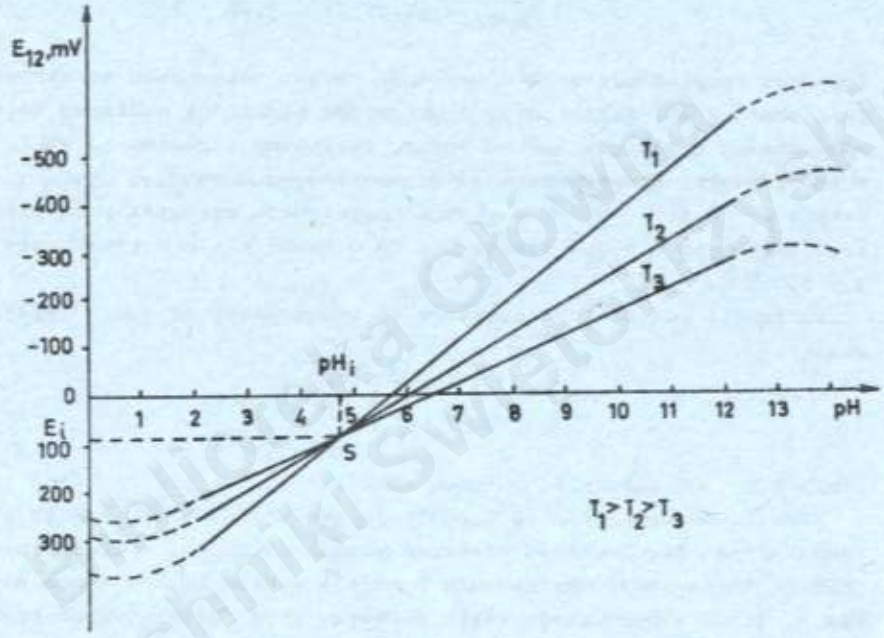
$$E_{12} = E_w - E_x - E_{AS} = E'_n\,/pHw - pHx/ - E_{AS} \qquad /14/$$

Potencjały E_x i E_w na wewnętrznej i zewnętrznej powierzchni elektrody są proporcjonalne do odpowiednich stężeń jonów wodorowych, przy czym współczynnik proporcjonalności $E'_n \approx \frac{RT}{nF}$, a dla niektórych gatunków szkła $E'_n = E_n = \frac{RT}{nF}$.

Potencjał E_{AS} zwany potencjałem asymetrii ma swe źródło w samej membranie szklanej i jest zależny od gatunku szkła, grubości i historii membrany. Największy wpływ na własności elektrody szklanej ma samo szkło. Podstawowym szkłem stosowanym do budowy elektrod szklanych jest łatwe topliwe szkło sodowe. Ma ono stosunkowo niską rezystancję właściwą i charakterystykę przetwarzania o dosyć szerokim zakresie liniowości. Liniowa zależność charakterystyki przetwarzania $E_{12} = f/pH/$ elektrody ze szkła sodowego, zawiera się w granicach 2 ÷ 10 pH, a dla specjalnych szkieł litowych do 12,5 pH.

Na rys. 7 przedstawiono charakterystyki przetwarzania $E_{12} = f/pH/$ elektrody szklanej, dla różnych temperatur. Charakterystyki te przecinają się w punkcie izopotencjalnym S o współczynnikach pH_i,

E_i. Wokół tego punktu następuje obrót prostoliniowych odcinków charakterystyki. Nachylenie prostoliniowego odcinka charakterystyki wynosi $dE/dpH = \frac{RT}{nF} = E_n$ i dla t = 20°C ma wartość 58,17 mV/pH. Punkt zerowy elektrod pH_o /przecięcie charakterystyki przetwarzania z osią odciętych/ nie jest wartością stałą.



Rys. 7. Charakterystyki przetwarzania $E_{12} = f/pH/$ elektrody szklanej

Temperatura ma istotny wpływ na charakterystyki przetwarzania elektrody szklanej. Można ten wpływ przedstawić w postaci dwóch składników: zmiany współczynnika Nernsta E_n z temperaturą oraz zmiany potencjału asymetrii E_{AS}, co powoduje zmiany punktu zerowego elektrody pH_o.

Zależność współczynnika Nernsta od temperatury określa wzór

$$E_{N/T/} = E_{N/T=0/} \cdot /1 + \alpha T/ \qquad /15/$$

przy czym

$$\alpha = \frac{1}{E_{N/T=0/}} \frac{dE_N}{dT} = \frac{R \ln 10}{F E_{N/T=0/}} \approx 3{,}66 \cdot 10^{-3} \ /K \qquad /16/$$

$$E_{N/T/} = 54{,}19 \ /1 + 3{,}66 \cdot T/ \qquad /17/$$

Przyrost temperatury o $10^{\circ}C$ powoduje wzrost potencjału elektrycznego o około 2 mV. Rezystancja elektryczna elektrody szklanej zależy od grubości i powierzchni membrany, rezystancji właściwej szkła i temperatury. Rezystywność stosowanych szkieł zawiera się w przedziale $0{,}5 \div 50 \cdot 10^{10}\ \Omega$ cm, stąd rezystancja przemysłowych elektrod szklanych w temperaturze $T = 20^{\circ}C$, zawiera się w przedziale $1 \div 500$ MΩ.

Zależność rezystancji elektrod od temperatury ma postać wykładniczą

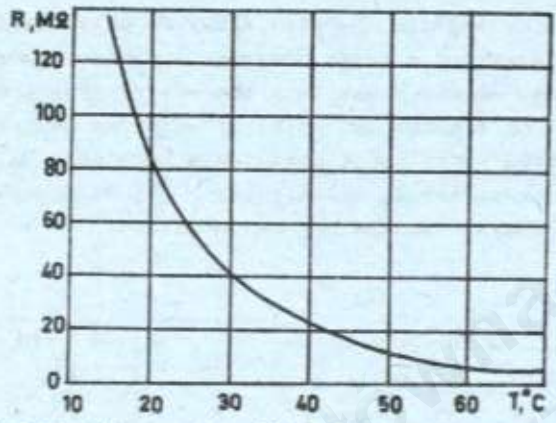
$$R_T = R_o \, e^{B/\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o}/} \qquad /18/$$

stała $B \approx 6000$ zależy od gatunku szkła.

Wzrost temperatury o $60^{\circ}C$ powoduje około 100-krotny spadek rezystancji /rys. 8/. Trwałość elektrod szklanych zależy w znacznym stopniu od temperatury użytkowania i maleje wykładniczo z temperaturą. Dla elektrod z normalnego szkła sodowego, przy temperaturach pracy nie przekraczających $50^{\circ}C$, trwałość wynosi od kilku do kilkunastu miesięcy.

Warunkiem powstania potencjału elektrodowego w elektrodzie szklanej jest nawilżenie elektrody. Osiąga się to przez długotrwałe zanurzenie elektrody w wodzie, przed pomiarem. Czas nawilgocenia zależy od grubości membrany i rodzaju szkła i wynosi od $1 \div 7$ dni.

Czujnik pH - metryczny stanowi zestaw elektrody pomiarowej i porównawczej. Siła elektromotoryczna pomiędzy elektrodami czujnika pH, zanurzonego w badanym roztworze, jest miarą stężenia jonów wodorowych pH. Ze względu na istnienie kilku typów, zarówno elektrod porównawczych jak i pomiarowych, budowane są różne czujniki pH odpowiednie do pomiarów pH różnych roztworów i w różnych zakresach temperatur. Najczęściej stosowany w praktyce pomiarowej jest czujnik pH, z elektrodą pomiarową szklaną i kalomelową elektrodą porównawczą.



Rys. 8. Zależność rezystancji R elektrody szklanej od temperatury T

2.4. Układy pomiarowe pH - metrów

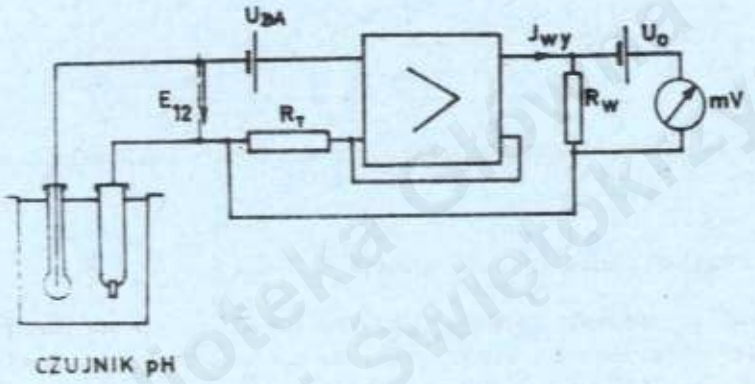
Pomiar stężenia jonów wodorowych sprowadza się do pomiaru siły elektromotorycznej czujników pH. Do realizacji tego zadania służą pH - metry, budowane w układach kompensacyjnych, porównawczych lub w układach miliwoltomierzy elektronicznych, o specjalnych właściwościach.

PH - metr, w układzie miliwoltomierza elektronicznego musi mieć:

- bardzo dużą rezystancję wejściową $> 10^{12}\ \Omega$ /ze względu na bardzo dużą rezystancję czujnika pH; najczęściej stosowane są elektrody pomiarowe szklane/,
- układy umożliwiające dopasowanie przyrządu do elektrod, ze względu na różnice charakterystyk przetwarzania elektrod /skalowanie i korekcja/,

Poszczególne egzemplarze elektrod mogą znacznie różnić się między sobą, zarówno położeniem punktu zerowego pH_o, jak i nachyleniem charakterystyki przetwarzania. Na rys. 9 przedstawiono podstawowy schemat pH-metru zawierający wzmacniacz ze sprzężeniem zwrotnym. Dla uzyskania pełnego zakresu pH na mierniku wyjściowym 0 ÷ 14 pH, przesuwa się jego punkt zerowy, do położenia bliskiego zera elektrod. Jest to zero miernika. Przesunięcie zera miernika uzyskuje się włączając szeregowo z miernikiem dodatkowe napięcie U_o. Napięcie

U_{BA}, dołączone do wejścia pH-metru, służy do korygowania różnic między zerem elektrod a zerem przyrządu. Dobór wzmocnienia wzmacniacza, a więc zmianę nachylenia charakterystyki przetwarzania pehametru, zgodną z charakterystyką stosowanego czujnika, uzyskuje się przez zmianę rezystancji sprzężenia zwrotnego R_T. Większość przyrządów ma rezystor R_T wyskalowany w ^oC, co pozwala na korygowanie ręczne wpływu temperatury na pomiar pH.



Rys. 9. Schemat blokowy parametru wychyłowego

W wielu pehametrach stosuje się automatyczną korekcję błędu temperaturowego, wnoszonego przez czujnik. Wprowadzenie poprawki wpływu temperatury wymaga przeprowadzenia następujących operacji:

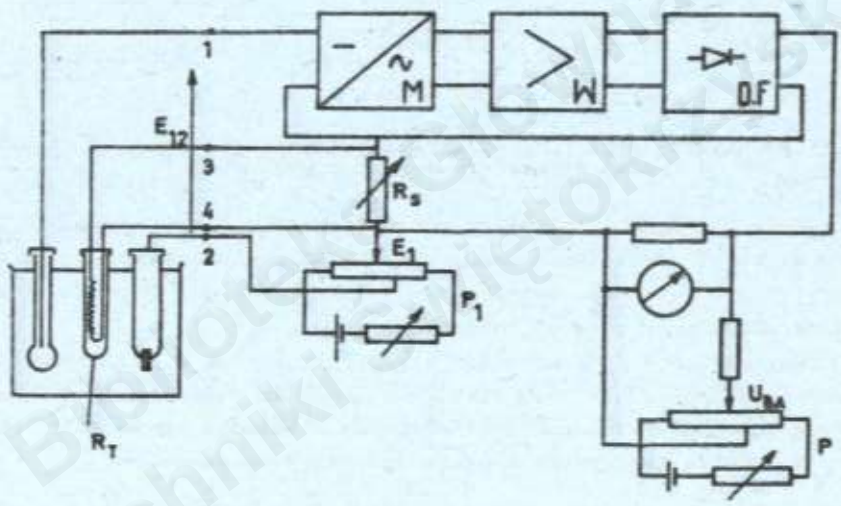
a/ sprowadzenie punktu izopotencjalnego S na oś odciętych, przez dodanie w obwodzie czujnika potencjału równego E_i,

b/ uzgodnienie zera miernika pehametru z wartością pH_i, przy której $E = 0$,

c/ takiej zmiany czułości układu pomiarowego, w zależności od temperatury, aby jego nachylenie zawsze odpowiadało wartości $E_{h/T/} = /\frac{dE}{dpH}/$ czujnika pH.

Schemat pehametru, ze wzmacniaczem o sprzężeniu zwrotnym /z automatyczną kompensacją temperatury/, przedstawiono na rys. 10. Dzielnik napięcia P_1 służy do wprowadzenia, w obwód czujnika, potencjału E_i, a dzielnik napięcia P_2, do przesunięcia zera wskaźnika pH_i do punktu odpowiadającego pH. Rezystor sprzężenia zwrotnego R_{34} składa

się z części zależnej od temperatury R_T /czujnik platynowy/ oraz z części stałej R_S, co zmienia stosunek napięcia zwrotnego, a więc i wzmocnienie wzmacniacza, w zależności od temperatury badanego elektrolitu. Napięcie E_{12} z czujnika pehametrycznego zamieniane jest w napięcie zmienne, w przetworniku napięcia stałego na zmienne /w postaci kondensatora dynamicznego czy z tranzystorem polowym/, a następnie wzmocnione, we wzmacniaczu i prostowane, w demodulatorze fazoczułym.

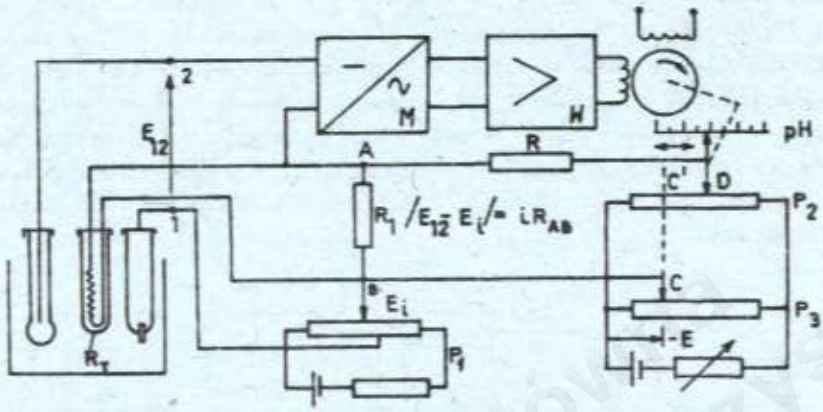


Rys. 10. Schemat blokowy pehametru wychyłowego z kompensacją temperatury
M - modulator, W - wzmacniacz, DF - detektor fazoczuły

Schemat blokowy pehametru kompensacyjnego, z automatyczną korekcją wpływu temperatury, pokazano na rys. 11. Do wejścia przetwornika napięcia stałego na zmienne doprowadzane jest napięcie $E' = E_{12} - E_1$. Gdy wartość prądu w obwodzie ABCDA spełnia równanie

$$R_{AB} \cdot i = E_{12} - E_1 \qquad /19/$$

to E' jest skompensowane i układ jest w równowadze.



Rys. 11. Schemat blokowy pehametru kompensacyjnego z automatyczną korekcją wpływu temperatury

Wartość prądu i zależy od położenia styku D, w stosunku do C i C'. Punkt C i C' jest tak dobrany, aby układ miał elektryczne zero /tj. E = 0/ dla pH_i. Zatem potencjały punktów C i C' równają się wprowadzeniu na potencjometrze napięcia - E_i.

Gdy równanie /19/ nie jest spełnione, sygnał błędu, odpowiednio wzmocniony, powoduje ruch silnika w kierunku zmniejszającym błąd. Przy założeniu stałości mierzonego pH i zmianie temperatury z T_o na T, różnica potencjału czujnika pH osiągnie wartość

$$/E_{12} - E_i/ = /E_{12} - E_i/_{To} \left[1 + \alpha/T - T_o/\right] \qquad /20/$$

przy czym

α - temperaturowy współczynnik łańcucha elektrolitycznego.

Warunkiem prawidłowej kompensacji wpływu temperatury jest i = const., co wymaga spełnienia warunku

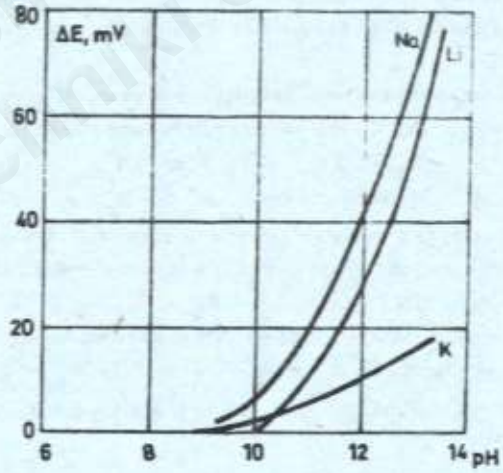
$$/R_{AB}/_T = /R_{AB}/_{To} \left[1 + \alpha'/T - T_o/\right] \qquad /21/$$

Wartość α' zastępczego rezystora R_{AB} złożonego z R_t i R_1 można dobrać przez regulację wartości rezystora R_1,

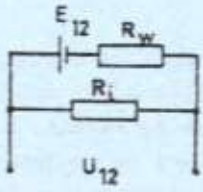
Pomiar pH, przy pomocy przedstawionych układów pehametrów, można praktycznie zrealizować z błędem $\pm$ 0,05 $\div$ $\pm$ 0,1 pH, przy zmianach temperatury w przedziale 0 $\div$ 60°C.

2.5. Błędy występujące w pomiarach pH

Znaczny wpływ, na własności czujników pH, ma temperatura. Od temperatury zależy zarówno wartość współczynnika Nernsta /nachylenie charakterystyki/, jak i wartość potencjału asymetrii. W praktycznych układach pehametrów, wpływy temperatury na czujniki pH, eliminuje się ręcznie lub automatycznie. Przy pomiarach stężeń jonów wodorowych czujnikami pH, z elektrodami szklanymi, w roztworach zasadowych zawierających jony Na, K lub Ca powstaje błąd o znaku ujemnym. Błąd ten zwany błędem alkalicznym /lub sodowym/, rośnie wraz z temperaturą, wartością pH i stężeniem jonów zakłócających. Błąd alkaliczny zależy od gatunku szkła i jest mały dla szkła sodowego. Na rys. 12 przedstawiona jest zależność błędu alkalicznego w zależności od wartości pH. Czujniki pH, z elektrodami szklanymi, wykazują również błąd kwasowy, w zakresie małych wartości pH / < 2/. Błąd ten jest stosunkowo nieznaczny. Przy bardzo dużej rezystancji wewnętrznej czujników pH, z elektrodami szklanymi, powstaje błąd pomiarowy, w wyniku pogorszenia się izolacji między elektrodami czujnika.



Rys. 12. Błąd alkaliczny elektrody ze szkła sodowego



Rys. 13. Wpływ rezystancji izolacji międzyelektrodowej na wartość napięcia czujnika pH

Jeżeli rezystancja izolacji R_i jest współmierna z rezystancją wewnętrzną czujnika pH, to napięcie U_{12} na elektrodach będzie mniejsze od siły elektromotorycznej E_{12} /rys. 13/

$$U_{12} = \frac{E_{12}}{R_i + R_w} R_i \qquad /22/$$

a więc błąd bezwzględny, wynosi

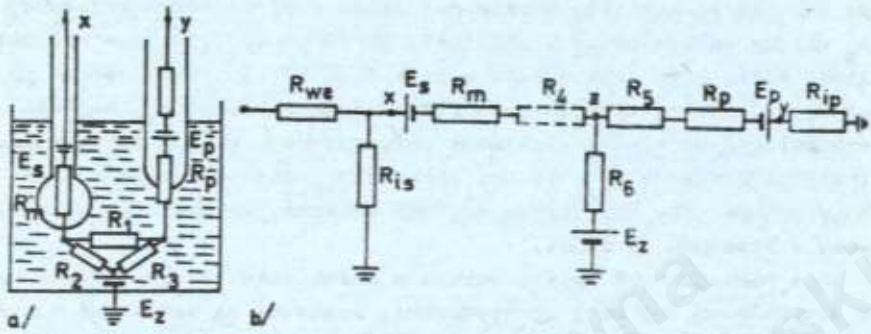
$$\Delta E = E_{12} - U_{12} = \frac{R_w}{R_i + R_w} E_{12} = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_w}} E_{12} \qquad /23/$$

Utrzymanie właściwego stanu izolacji czujnika pH jest warunkiem poprawnego pomiaru.

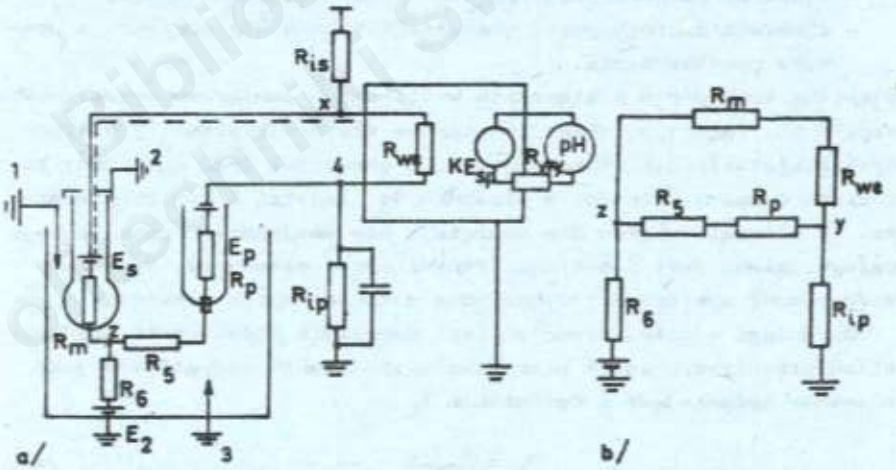
W naczyniu z elektrolitem, w którym zanurzony jest czujnik pH, istnieje możliwość powstania potencjału E_z między elektrolitem a naczyniem /ziemią/. Potencjał E_z może być źródłem błędów. Jego wartość bywa większa niż siła elektromotoryczna czujnika pH i osiąga wartość do 2V.

Na rys. 14a przedstawiono czujnik pH, wraz z rezystancjami elektrolitu, a na rys. 14b układ zastępczy rezystancji elektrolitu, przy czym $R_4 = R_1 \cdot R_2/R'$, $R_5 = R_1 \cdot R_3/R'$, $R_6 = R_2 \cdot R_3/R'$, $R' = R_1 + R_2 + R_3$. Ponieważ zwykle $R_4 \ll R_m$, zatem rezystancję R_4 można pominąć. Schemat układu pehametru wraz z czujnikiem pH, przewodami doprowadzającymi oraz obwód, w którym oddziaływuje potencjał E_z, pokazano na rys. 15. Obwód $E_z - R_6 - Z - R_m - E_s - R_w - Y - R_{ip}$ ma bardzo dużą rezystancję, zatem oddziaływanie E_z jest bez znaczenia. Natomiast w obwodzie $E_z - R_6 - Z - R_5 - R_p - Y - R_{ip}$ wpływ potencjału E_z na potencjał punktu Y, w stosunku do Z, można zapisać wzorem /rys. 15b/

$$E_Y = E_z /R_5 \cdot R_{ip} / /R_6 + R_5 + R_p + R_{ip}/ \qquad /24/$$



Rys. 14. Układ rezystancji i SEM czujnika pH z elektrodą szklaną w naczyniu: a/ schemat zasadniczy, b/ schemat zastępczy; E_s,E_p,E_z - różnice potencjałów elektrody szklanej, porównawczej i między elektrolitem a ziemią; R_1,R_2,R_3 - rezystancje elektrolitu, R_m,R_p - rezystancje membrany szklanej i elektrody porównawczej, R_{is} - rezystancja izolacji wejścia wzmacniacza od strony elektrody szklanej, R_{we} - rezystancja wejścia wzmacniacza



Rys. 15. Schematy zastępcze pehametru: a/ całości, b/ układu oddziaływania potencjału E_z,R_{we},R_{wy},R_{is},R_{ip} - rezystancje: wejściowa wzmacniacza, wyjściowa wzmacniacza, izolacji wejścia od strony elektrody szklanej, izolacji wejścia od strony elektrody porównawczej, 1,2,3 - uziemienia

Na wartość elektrolitu zwykle nie można mieć wpływu. Rezystancja R_p zależy od konstrukcji elektrody porównawczej, powinna być możliwie mała, przy czym zwykle wynosi 10 - 20 kΩ . Wielkością, na którą najłatwiej wpłynąć jest rezystancja izolacji R_{ip} wejścia wzmacniacza, od strony elektrody porównawczej, łącznie z rezystancją izolacji przewodu E_p - Y. Rezystancja R_{ip} musi być bardzo duża, Stąd wymaga się, aby obydwa wejścia wzmacniacza były dobrze izolowane, w stosunku do ziemi.

Dla zmniejszenia wpływu rozkładu potencjału cieczy, zwłaszcza w przypadkach jej złej przewodności, wskazane są dodatkowe uziemienia: uziemienie w pobliżu elektrody szklanej, uziemienie armatury, uziemienie cieczy /1,2,3 rys. 15a/.

2.6. Właściwości dynamiczne czujników pH

O właściwościach dynamicznych czujników pH decydują zasadniczo dwa, w sposób istotny, odmienne rodzaje zjawisk:

- zjawiska makroskopowe, głównie transport i mieszanie,
- zjawiska mikroskopowe, charakterystyczne dla właściwego procesu przetwarzania.

Zjawiska transportu i mieszania występują w pomiarach przepływowych stężeń pH. Tego typu układy pomiarowe zawierają elementy o typowych właściwościach dynamicznych. Do elementów tych zaliczamy rurociągi, o małej średnicy w stosunku do długości i komory pomiarowe. Te elementy układu nie obciążają się wzajemnie, transmitancja całego układu jest iloczynem transmitancji elementów. Wystarczy więc poznać właściwości dynamiczne poszczególnych elementów.

Rurociągi o małej średnicy, przy normalnie stosowanych prędkościach przepływu, można w pierwszym przybliżeniu rozpatrywać jako elementy opóźniające o opóźnieniu T_m

$$T_m = \frac{l \cdot q}{Q} \qquad /25/$$

przy czym:

l, q - długość i przekrój rurociągu,

Q - objętościowe natężenie przepływu.

W rzeczywistości, wskutek nierównomiernego rozkładu prędkości, w przekroju rurociągu oraz zjawisk adsopcji, na powierzchni rurociągu następuje rozmycie czoła skokowej zmiany stężenia. Powstaje przebieg o charakterze wykładniczym, o stałej czasowej proporcjonalnej do długości rurociągu

$$T = k \cdot l \qquad /26/$$

przy czym:

k - stała.

Operatorowa transmitancja rurociągu opisana jest z dostateczną dokładnością wzorem

$$G/s/ = \frac{1}{1 + sT} \cdot e^{-sT_m} \qquad /27/$$

W warunkach normalnie spotykanych w praktyce $T \ll T_m$, zatem człon inercyjny można często pominąć.

Właściwości dynamiczne komory pomiarowej, w której następuje intensywne mieszanie i w której w dowolnym czasie i miejscu stężenie mierzonego roztworu jest identyczne, można wyznaczyć następująco. Przez komorę pomiarową o objętości V przepływa płyn o objętościowym natężeniu przepływu Q. W chwili t_o, stężenie dopływającego składnika mierzonego, z wartości ustalonej c_o, wzrośnie skokowo o Δc_i do wartości c_1. W czasie dt wzrośnie w komorze objętościowa zawartość składnika o

$$dV = Q\,/c_1 - c/\,dt \qquad /28/$$

co spowoduje wzrost stężenia składnika w komorze

$$dc = \frac{dV}{V} \qquad /29/$$

Po wyeliminowaniu z równań /28/ i /29/ dV otrzymujemy

$$\frac{Q}{V}\,dt = \frac{dc}{c_1 - c} \qquad /30/$$

Po scałkowaniu w granicach od $t_o = 0$ do t i c_o do c_t i po przekształceniu otrzymamy

$$c_1 - c_t = /c_1 - c_o/ \cdot e^{-\frac{Q}{V}t} \qquad /31/$$

Niech $\Delta c = c_1 - c_t$ oznacza przyrost stężenia od chwili t_o

$$\Delta c = \Delta c_1 / 1 - e^{-\frac{t}{T}} / \qquad /32/$$

lub w postaci operatorowej

$$G/s/ = \Delta c \frac{1}{1 + pT} \qquad /33/$$

przy czym

$$T = \frac{V}{Q} \qquad /34/$$

Tak więc komorę pomiarową, w której następuje intensywne mieszanie, można traktować jako element inercyjny pierwszego rzędu. Wpływ zjawisk mikroskopowych, na właściwości dynamiczne czujników pH, rozważymy na przykładzie elektrody szklanej. Decydujące znaczenie mają w tym przypadku dwa procesy:

a/ proces dyfuzji jonów w warstwie przyściennej /dyfuzyjnej/,

b/ proces zachodzący wewnątrz membrany szklanej, związany z powstawaniem SEM.

W przypadku, gdy roztwór otaczający membranę elektrody szklanej porusza się z pewną prędkością, wokół membrany powstaje warstwa dyfuzyjna. Jony przenoszone są przez tę warstwę drogą dyfuzji. Analiza dynamiczna procesu dyfuzyji jonów opiera się na badaniu zmian stężenia jonów wodorowych c_2 /lub pH_2/ na granicy; warstwa dyfuzyjna - faza objętościowa /rys. 16/. Stężenie c_1 traktowane jako sygnał wymuszenia, a stężenia c_2 jest sygnałem odpowiedzi.



Rys. 16. Warstwy przyelektrodowe elektrody szklanej

Proces dyfuzji jonów w warstwie dyfuzyjnej można opisać następującym równaniem różniczkowym

$$T_1 \frac{dc_2}{dt} = c_1 - c_2 \qquad /35/$$

przy czym:

$T_1 = \delta^2/2D$,

δ - grubość warstwy dyfuzyjnej,

D - współczynnik dyfuzyji zależny od stężenia c_s.

Stała czasowa T_1 jest rzędu sekund.

Dynamikę procesu zachodzącego wewnątrz membrany elektrody szklanej, określa zależność zmian SEM czujnika pomiarowego, od zmian stężenia jonów wodorowych, znajdujących się na granicy: faza stała - warstwa dyfuzyjna. Opisuje ten proces równanie

$$T_2 \frac{dE}{dt} = \frac{RT}{F} \ln \frac{c_x}{c_w} - E \qquad /36/$$

przy czym:

T_2 - stała czasowa /kilkadziesiąt milisekund/,

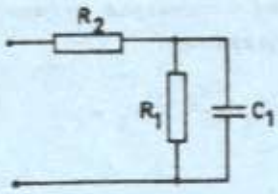
c_x - stężenie jonów wodorowych znajdujących się na granicy faza stała - warstwa dyfuzyjna,

c_w - stężenie jonów wodorowych w roztworze buforowym, wewnątrz elektrody szklanej,

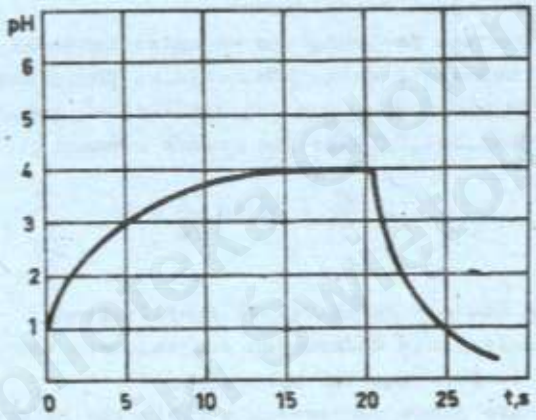
E - SEM czujnika pH.

Porównując wielkości stałych czasowych w obydwu procesach, można stwierdzić, że czynnikiem decydującym o właściwościach dynamicznych czujnika pH, z elektrodą szklaną, są przebiegi w warstwie dyfuzyjnej.

Elektryczny układ zastępczy czujnika pH, z elektrodą szklaną, przedstawiono na rys. 17. Wartość stałej czasowej R_1C_1 jest rzędu sekund. Rezystor R_2 odwzorowuje proces dyfuzji. Na rys. 18 przedstawiono rzeczywisty przebieg wskazań pehametru, z elektrodą szklaną, na skok jednostkowy stężenia jonów wodorowych.



Rys. 17. Układ zastępczy odwzorowujący właściwości dynamiczne elektrody szklanej



Rys. 18. Przebieg zmian wskazań pehametru, z elektrodą szklaną, po skokowej zmianie stężenia jonów wodorowych kwasu

3. Pomiary

1. Wyznaczyć charakterystyki przetwarzania E = f/pH/ w temperaturze otoczenia następujących czujników pH:

a/ elektroda szklana S - 201 + elektroda kalomelowa K - 201,

b/ elektroda szklana SP - 201 + elektroda kalomelowa KP - 201,

c/ elektroda szklana SP - 201/2 /punkt zerowy dla pH = 2/ + elektroda kalomelowa KP - 201,

d/ elektroda szklana SP - 201 + elektroda chloro - srebrna KP - 201 T,

e/ czujnik kombinowany typu SA

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

Zadawanie wartości pH dokonać za pomocą roztworów buforowych. Elektrody przed każdorazowym użyciem należy opłukać wodą destylowaną. Jako miliwoltomierz należy zastosować pehametr cyfrowy typ N - 517, umożliwiający pomiar SEM czujników pH w zakresie 0 ± 700 mV z niedokładnością $\pm$ 0,1 mV w warunkach znamionowych.

Na podstawie przeprowadzonych pomiarów określić: nachylenia charakterystyk badanych czujników pH, nieliniowość charakterystyki przetwarzania oraz punkty zerowe.

2. Wyznaczyć wpływ temperatury na charakterystykę przetwarzania $E = f/pH/$ wybranego czujnika pH. Podgrzać roztwory buforowe o wartościach pH: 2, 6 i 10 do temperatur: T_{ot} + 10 K, T_{ot} + 20 K i przeprowadzić pomiary SEM czujnika jak w punkcie 3.1, T_{ot} - temperatura otoczenia. Pomiary SEM czujnika wykonać dla następujących kombinacji usytuowania elektrod czujnika:

a/ obie elektrody czujnika zanurzone w roztworze buforowym pH_N o temperaturze $T_{ot} + \Delta T$,

b/ elektroda pomiarowa zanurzona w roztworze pH_N o temperaturze $T_{ot} + \Delta T$, elektroda odniesienia zanurzona w roztworze o pH_N o temperaturze T_{ot},

c/ elektroda pomiarowa zanurzona w roztworze pH_N o temperaturze T_{ot}, elektroda odniesienia zanurzona w roztworze pH_N o temperaturze $T_{ot} + \Delta T$.

Na podstawie przeprowadzonych pomiarów wyznaczyć współrzędne punktu izopotencjalnego czujnika badanego, zależność czułości czujnika od temperatury /współczynnik α/ i porównać ją z zależnością teoretyczną /17/. Określić wymagania dotyczące korekcji charakterystyki pehametru.

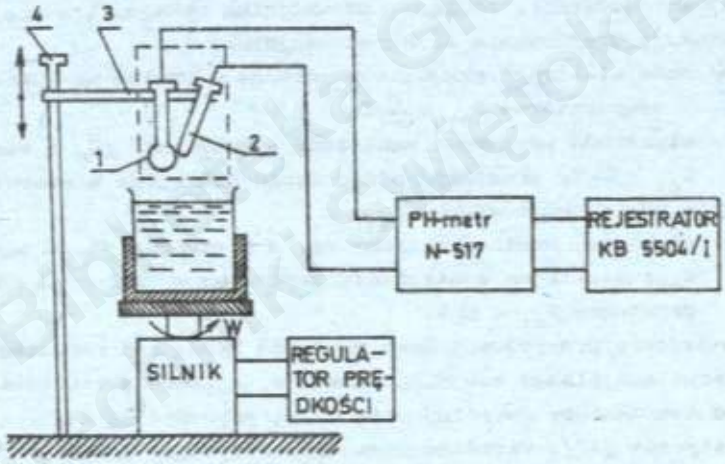
3. Wyznaczyć rezystancję wewnętrzną czujnika pH. Ze względu na bardzo dużą rezystancję elektrody szklanej, pomiar rezystancji wewnętrznej czujnika pH, z tego typu elektrodą pomiarową, można wykonać metodą pośrednią. Dla roztworu buforowego o pH różniącym się znacznie od pH_o, wykonać pomiar SEM E_1 czujnika pH, pehametrem N - 517. Następnie zbocznikować wejście pehametru znaną rezystancją R_{obc} = 10 - 100 MΩ i ponownie zmierzyć wartość SEM E_2 czujnika pH.

Rezystancję wewnętrzną czujnika wyznaczyć z zależności

$$R_{wew} = R_{obc} \frac{E_1 - E_2}{E_1} \qquad /37/$$

Takie same pomiary wykonać dla temperatur roztworu buforowego: T_{ot} + 10 K, T_{ot} + 20 K, T_{ot} + 30 K. Wykreślić zależność $R_{wew} = f/T/$ badanego czujnika pH.

4. Przeprowadzić badania właściwości dynamicznych czujnika pH. Właściwości dynamiczne czujnika pH bada się przez pomiar jego SEM, po skokowej zmianie pH roztworu. Schemat układu do pomiaru właściwości dynamicznych czujnika pH przedstawiono na rys. 19.

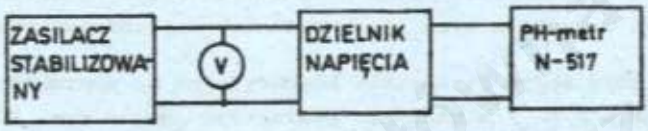


Rys. 19. Układ do badania właściwości dynamicznych czujnika pH:
1 - elektroda szklana, 2 - elektroda kalomelowa,
3 - wysięgnik, 4 - prowadnica wysięgnika

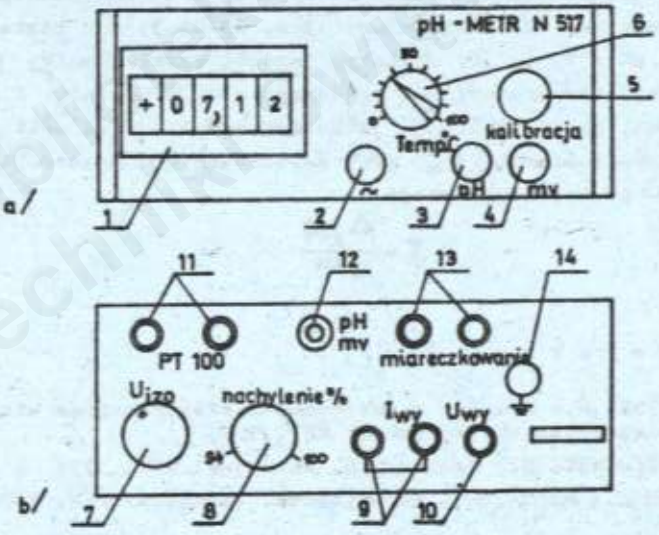
Kroplę roztworu, o znanym stężeniu jonów wodorowych pH_1, należy zawiesić przy pomocy pipety między elektrodami, zbliżonymi na odpowiednio małą odległość. Uzyskuje się dzięki temu elektrolityczne połączenie między elektrodami, a elektrodą szklaną otacza warstwa roztworu o znanym stężeniu pH_1. Naczynie szklane napełnić roztworem o stężeniu pH_2 i załączyć silnik. Zanurzyć elektrody w naczyniu szklanym. Ruch cieczy w naczyniu zmyje natychmiast kroplę roztworu, o stężeniu pH_1, za wyjątkiem warstwy dyfuzyjnej. Pomia-

ry przeprowadzić wykorzystując roztwór NaOH o różnym stężeniu kropli i w naczyniu. Na podstawie zarejestrowanej odpowiedzi, na skok jednostkowy, wyznaczyć wartość stałej czasowej czujnika pH.

5. Wyznaczyć charakterystykę przetwarzania pehametru N - 517 pH = f/U_{we}/, w układzie jak na rys. 20. Zakres zmian U_{we} = ± 700 mV. Widok płyty czołowej i tylnej pehametru wraz z elementami regulacyjnymi przedstawiono na rys. 21.



Rys. 20. Schemat blokowy układu pomiarowego do wyznaczania charakterystyki przetwarzania pH-metru



Rys. 21. Widok: a/ płyty czołowej, b/ tylnej pehametru cyfrowego N-517: 1 - wskaźnik cyfrowy, 2 - wyłącznik sieciowy, 3 - przycisk pomiaru pH, 4 - przycisk pomiaru napięcia, 5 - pokrętło kalibracji, 6 - pokrętło ręcznej kompensacji temperatury, 7 - pokrętło ustawiania U_{izo}, 8 - pokrętło korekcji wzmocnienia /nachylenia/, 9 - zaciski prądu wyjściowego, 10 - zacisk napięcia wyjściowego, 11 - zaciski do podłączenia czujnika temperatury PT-100, 12 - gniazdo wejściowe, 13 - zaciski do miareczkowania, 14 - zacisk uziemienia

Przed przystąpieniem do wyznaczania charakterystyki przetwarzania, ustawić elementy regulacyjne pehametru, w następujące położenia:

- wcisnąć przycisk 4 - pehametr pracuje jako miliwoltomierz,
- przy zwartym wejściu /12/ potencjometrem 7 regulacji U_{izo} ustawić wskazanie pehametru na "0 mV",
- pokrętłem 8 ustawić wzmocnienie na 100%,
- pokrętłem 6 ręcznej kompensacji temperatury, ustawić temperaturę odpowiadającą aktualnej wartości temperatury otoczenia.

Na podstawie uzyskanych wyników pomiarów, określić nachylenie charakterystyki pehametru oraz błąd nieliniowości charakterystyki.

6. Wyznaczyć wpływ parametrów korekcyjnych na charakterystykę pehametru pH = f/U_{we}/ w układzie pomiarowym jak na rys. 20.

a/ korekcji wzmocnienia /nachylenia/: 94%, 97%, 100%, 101%,

b/ ręcznej kompensacji temperatury: 0°C, 30°C, 50°C.

7. Wyznaczyć jakość działania ręcznej i automatycznej kompensacji temperatury dla temperatur: 15°C, 25°C, 35°C i roztworów buforowych pH = 2, 6, 10. Obliczyć wartość współczynnika γ jakości kompensacji temperatury, dla poszczególnych temperatur i roztworów buforowych. Współczynnik γ jakości kompensacji określić, jako stosunek błędu pomiaru $\Delta\, pH_k$ przy zastosowaniu kompensacji, do błędu pomiaru Δ pH bez kompensacji

$$\gamma = \frac{\Delta_k pH}{\Delta pH}$$

L i t e r a t u r a

1. ŁAPIŃSKI M.: Pomiary elektryczne i elektroniczne wielkości nieelektrycznych. Warszawa: WNT, 1971
2. MODRZEJEWSKI B.: Pomiary pH. Warszawa: WNT, 1971
3. ROMER E.: Mierniotwo przemysłowe. Warszawa: PWN, 1978

Ć w i c z e n i e 11

POMIARY TEMPERATURY

1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest poznanie metod pomiaru temperatury za pomocą termometrów rezystancyjnych, termoelektrycznych i kwarcowych, wyznaczenie charakterystyk temperaturowych czujników temperatury oraz pomiar temperatury w stanach ustalonych i nieustalonych.

2. Podstawy teoretyczne

2.1. Skale termometryczne

Temperatura jest pojęciem termodynamicznym. Przejście od wielkości mechanicznych do wielkości termodynamicznych wymaga wprowadzenia dodatkowej wielkości podstawowej, którą może być temperatura lub entropia.

Podstawową skalą temperatury jest skala temperatury termodynamicznej T, związana z pojęciem entropii S oraz energii wewnętrznej E, za pomocą pochodnej cząstkowej, przy stałej objętości V, według wzoru [7]

$$T = \left(\frac{\partial E}{\partial S}\right)_V \qquad /1/$$

Skala termodynamiczna, ze względu na trudności jej odtworzenia, nie ma przy pomiarach temperatury praktycznego znaczenia. Zamiast niej używa się międzynarodowej praktycznej skali temperatury.

Międzynarodowa praktyczna skala temperatury jest zbiorem wartości temperatur odtwarzalnych stanami fizycznymi /definicyjne punkty stałe/ i zbiorem przyrządów wzorcowych, w tych temperaturach, a służących do interpolacji temperatury w przedziałach wyznaczonych punktami stałymi.

Wartości definicyjnych punktów stałych podano w tabeli 1.

Tabela 1

Punkty stałe międzynarodowej praktycznej skali temperatury 1968 r.

Punkt	Temperatura	
	K	°C
potrójny wodoru	13,81	- 259,35
równowagi fazy ciekłej i pary wodoru przy ciśnieniu 33 330,6 Pa	17,042	- 256,108
wrzenia wodoru	20,28	- 252,87
wrzenia neonu	27,102	- 246,048
potrójny tlenu	54,361	- 218,789
wrzenia tlenu	90,188	- 182,962
potrójny wody	273,16	0,01
wrzenia wody	373,15	100
krzepnięcia cynku	692,73	419,58
krzepnięcia srebra	1235,08	961,93
krzepnięcia złota	1337,58	1064,43

Poza punktami potrójnymi oraz punktem 17,042 K podane wartości temperatury odpowiadają ciśnieniu p_n = 101325 Pa

Jednostką temperatury w układzie jednostek SI jest kelwin, oznaczony przez K. Kelwin jest stosowany również do wyrażania różnicy temperatury. Kelwin jest to 1/273,16 część temperatury termodynamicznej punktu potrójnego wody. Jako jednostkę legalną temperatury uznano również stopień Celsjusza oznaczony °C, przy czym 0°C odpowiada 273,15 K, a dla różnicy temperatury 1°C = 1 K.

Wobec powyższego

$$T_c = T - 273{,}15 \qquad /1a/$$

przy czym:

T_c - wartość temperatury wyrażona w stopniach Celsjusza,

T - wartość temperatury wyrażona w kelwinach.

Dla określenia temperatury w poszczególnych zakresach stosuje się następujące przyrządy:

1 - zakres 13,81 K ÷ 903,89 K - termometr rezystancyjny platynowy, zależność rezystancji platyny od temperatury jest stabelaryzowana

2 - zakres 903,89 K ÷ 1337,58 K - termometr termoelektryczny z termoogniwem Pt-PtRh o złączu odniesienia umieszczonym w temperaturze 0°C

3 - zakres powyżej 1337,58 K - pirometr monochromatyczny, w którym porównuje się emitancję widmową ciała czarnego o temperaturze badanej z emitancją ciała czarnego o temperaturze krzepnięcia złota.

2.2. Czujniki rezystancyjne

Zależność rezystancji metali i półprzewodników od temperatury, wykorzystuje się do przetwarzania temperatury w sygnał elektryczny. Charakter przewodności elektrycznej decyduje o przebiegu funkcji R = f/T/. Dla metali o przewodności elektronowej, funkcję tę da się przedstawić w postaci

$$R/T/ = R_o \left[1 + \alpha/T - T_o/ + \beta/T - T_o/^2 + \gamma/T - T_o/^3 + \ldots \right] \qquad /2/$$

przy czym:

R_o - rezystancja w temperaturze T_o,

α, β, γ - temperaturowe współczynniki rezystancji zależne od T_o

$|\beta|$i $|\gamma| \ll |\alpha|$ $\alpha > 0$, to znaczy rezystancja metali rośnie ze wzrostem temperatury

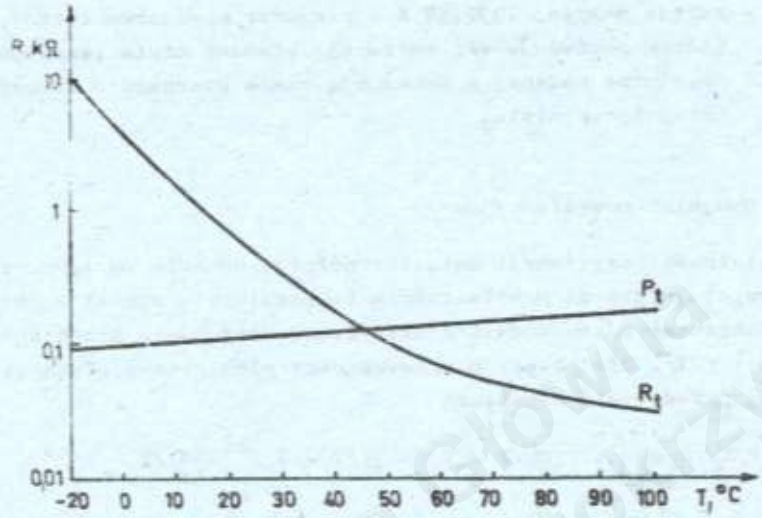
Dla półprzewodników, o przewodności dziurowo-elektronowej, zależność R = f/T/ jest wykładnicza o postaci

$$R/T/ = A \cdot e^{\frac{B}{T}} \qquad /3/$$

w której:

T - temperatura w skali bezwzględnej /Kelwina/.

Obie zależności /1/ i /3/ w porównawczej skali przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Charakterystyki temperaturowe czujnika platynowego - Pt i termistora - R_T

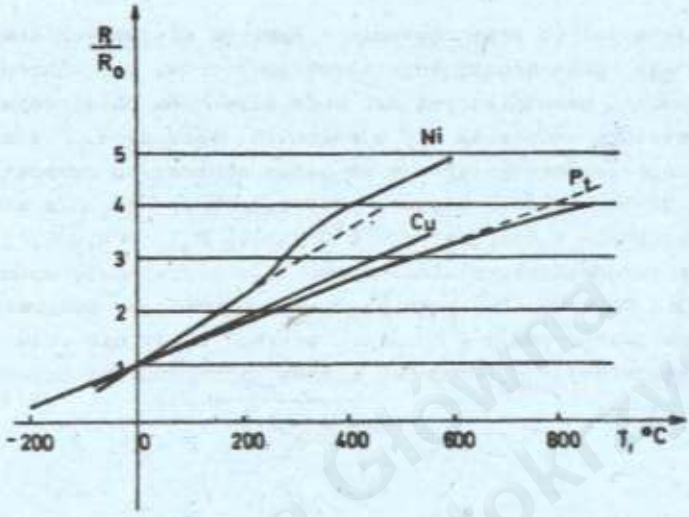
Czujniki rezystancyjne metalowe odznaczają się dużą stałością i w przybliżeniu liniowością, półprzewodnikowe - nazywane termistorami - dużą czułością, nieliniowością oraz gorszą stałością.

C z u j n i k i r e z y s t a n c y j n e m e t a l o w e wykonuje się najczęściej z platyny, niklu i miedzi. Właściwości tych metali podano w tabeli 2, a ich charakterystyki temperaturowe na rys. 2.

Tabela 2

Właściwości materiałów termorezystancyjnych

Materiał	Zakres zastosowania °C	Rezystywność Ω/m	$\frac{R_{100°C}}{R_{0°C}}$	/średnie/ %/1°C
Platyna	- 200 - + 850	0,10 10^{-6}	1,385	0,39
Nikiel	- 60 - + 200	0,09 10^{-6}	1,617	0,64
Miedź	- 50 - + 150	0,017 10^{-6}	1,425	0,42



Rys. 2. Charakterystyki przetwarzania termorezystorów: platynowego - Pt, miedziowego - Cu, niklowego - Ni

Czujniki rezystancyjne platynowe odgrywają w technice pomiarowej szczególną rolę, gdyż umożliwiają dokładne odtworzenie międzynarodowej praktycznej skali temperatur. Przy zastosowaniu odpowiednich metod pomiaru rezystancji, osiąga się błąd pomiaru temperatury, z wykorzystaniem tych czujników, mniejszy niż 0,001°C. Również w zastosowaniach technicznych czujniki platynowe pozwalają na uzyskanie dużych dokładności pomiaru temperatury. Koniecznym warunkiem jest duża czystość platyny. Do wyrobu termorezystorów stosuje się platynę, dla której stosunek rezystancji, przy 100°C i 0°C, nie jest mniejszy od 1,385. Nieliniowość charakterystyk termorezystorów platynowych w zakresie 0 ÷ 100°C nie przekracza 0,36°C.

Termorezystory miedziowe i niklowe są mniej dokładne. Charakterystyka temperaturowa miedzi jest liniowa w szerokim zakresie /od - 40°C do + 200°C nieliniowość jest mniejsza niż 0,1°C/, gorsza jednak niż platyny jest jej powtarzalność. Charakterystyka niklu jest wyraźnie nieliniowa w zakresie 0 ÷ 100°C, błąd nieliniowości w tym zakresie wynosi 2,96°C. Zaletą termorezystorów niklowych jest stosunkowo duża rezystywność oraz duży współczynnik temperaturowy rezystancji.

W zależności od przeznaczenia i zakresu mierzonych temperatur stosuje się różne konstrukcje termorezystorów. Dla ochrony przed uszkodzeniami mechanicznymi lub oddziaływaniem chemicznym ośrodka, termorezystory umieszcza się w osłonach ochronnych. Przykłady konstrukcji termorezystorów oraz osłon ochronnych przedstawiono na rys. 3. Standardowa wartość rezystancji, powszechnie stosowanych termorezystorów, w temperaturze 0°C wynosi $R_\rho = 100{,}0\,\Omega$, jedynie niektóre termorezystory miniaturowe mają rezystancję znamionową $R_o = 50\,\Omega$. Dopuszczalny prąd pomiarowy powodujący podgrzewanie się rezystora jest rzędu 3 ÷ 15 mA. W przypadku gdy nie znamy wartości dopuszczalnej I_{dop} czujnika możemy ją określić z zależności

$$I_{dop} = \sqrt{\frac{t_{dop} \cdot K}{R_T}} \qquad /4/$$

gdzie:

t_{dop} - założona dopuszczalna wartość przyrostu temperatury czujnika,

K - stała odprowadzenia ciepła, która dla danych warunków pracy podaje moc wydzielaną w termorezystorze, przy której w stanie ustalonym przyrost jego temperatury wynosi 1 deg W/deg.

Stałą K termorezystora można wyznaczyć przyjmując, że przyrost temperatury termorezystora jest równy

$$\Delta t = I^2 \cdot R \cdot \frac{1}{K} \qquad /5/$$

Zatem dla dwóch różnych prądów będzie

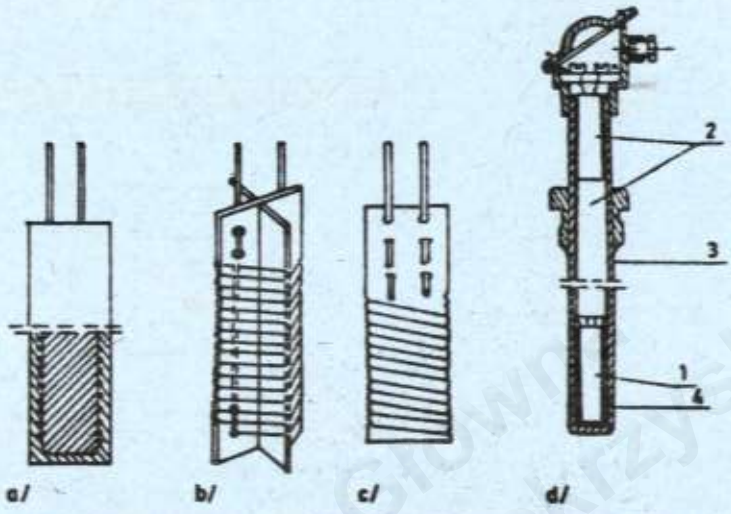
$$t - t_1 = \Delta t_1 = I_1^2 \cdot R_1 \cdot \frac{1}{K}$$

i /6/

$$t - t_2 = \Delta t_2 = I_2^2 \cdot R_2 \cdot \frac{1}{K}$$

a stąd

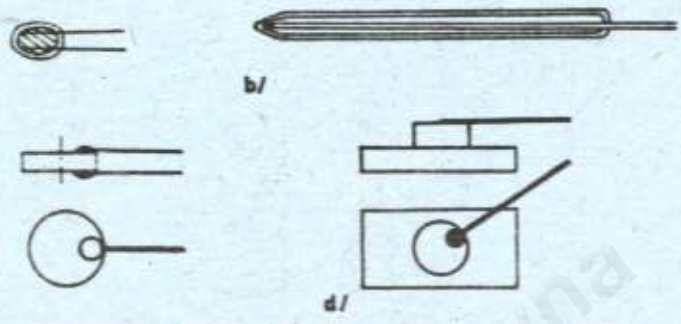
$$K = \frac{I_2^2 R_2 - I_1^2 R_1}{t_2 - t_1} \qquad /7/$$



Rys. 3. Przykłady konstrukcji termorezystorów metalowych: a/ paleczkowy, b/ wolno uzwojony na rdzeniu krzyżowym, c/ uzwojony na płytce izolacyjnej /mika, masa plastyczna/ oraz osłony d/ do pomiarów przemysłowych. Oznaczenia: 1 - termorezystor, 2 - izolator, 3 - rura osłony, 4 - sprężyna kontaktowa

Charakterystyki przetwarzania termorezystorów są znormalizowane i zawarte w normie PN-83/M53852. Wyciąg z normy przedstawiono w tabeli 2.

T e r m i s t o r y /termorezystory półprzewodnikowe/ wykonywane są najczęściej z tlenków żelaza, manganu, niklu, litu i tytanu. Odznaczają się one ujemnym współczynnikiem temperaturowym rezystancji, w granicach od około - 2 do - 6%/1°C oraz rezystywnością kilka rzędów większą niż rezystywność metali. Te dwie cechy pozwalają na budowę czujników termistorowych o małych wymiarach i dużej czułości. Na rys. 4 przedstawiono kilka termistorów stosowanych do pomiaru temperatury.



Rys. 4. Termistory stosowane do pomiarów temperatury:
a/ perełkowy, b/ bagietkowy, c/ pastylkowy, d/ płytkowy

Jak wspomiano, zależność rezystancji termistorów od temperatury jest wykładnicza. Wyrazić można ją wzorem

$$R_T = A \cdot \exp \frac{B}{T} \qquad /8/$$

gdzie:

A - stała zależna od własności fizycznych, wymiarów geometrycznych, wyrażona w Ω ,

B - stała materiałowa, wyrażona w stopniach kelvina.

Współczynnik temperaturowy rezystancji termistora określony wzorem

$$\alpha_T = \frac{1}{R_T} \cdot \frac{dR_T}{dT} \qquad /9/$$

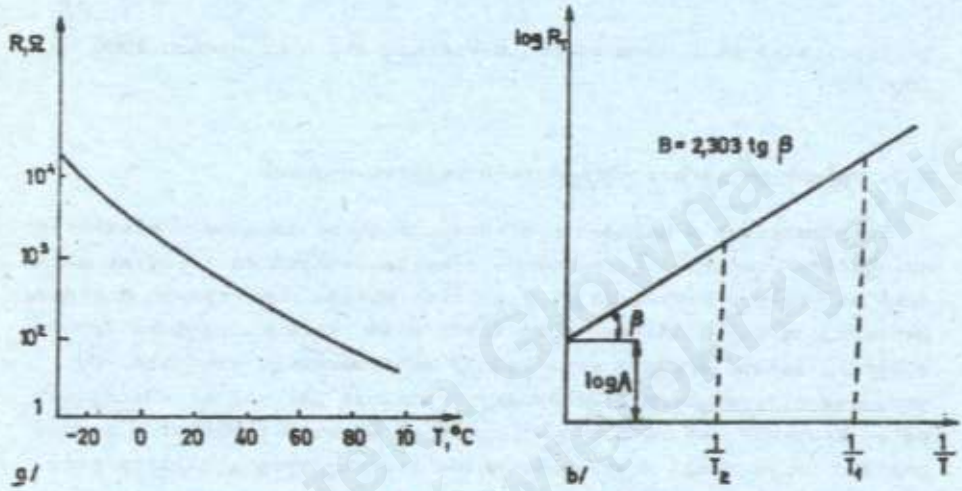
na podstawie /8/ wynosi

$$\alpha_T = \frac{1}{R_T} \frac{d}{dT} / A \cdot e^{\frac{B}{T}} / = - \frac{B}{T^2} \qquad /10/$$

Zależność ta wykazuje, że współczynnik α_T, a zarazem czułość termistora, maleje ze wzrostem temperatury. Wartość stałych A i B termistora można wyznaczyć dwoma sposobami: wykreślnie z charakterystyk przetwarzania lub analitycznie wykonując pomiary rezystancji termistora w dwóch temperaturach. Logarytmując wyrażenie /8/ otrzymamy

$$\log R_T = \frac{B}{T} \log e + \log A \qquad /11/$$

Tak więc, zależność logarytmu rezystancji R_T termistora, od odwrotności temperatury jest linią prostą. Sporządzając wykres $R_T = f(\frac{1}{T})$ możemy wyznaczyć stałe A i B, jak to pokazano na rys. 5b.



Rys. 5. Charakterystyka termometryczna termistora

Jeżeli znamy rezystancje termistora R_{T1} i R_{T2} w dwóch temperaturach T_1 i T_2, to możemy zapisać

$$R_{T1} = A \cdot \exp \frac{B}{T_1} \qquad /12/$$

$$R_{T2} = A \cdot \exp \frac{B}{T_2}$$

Dzieląc stronami wyrażenie /12/ otrzymamy charakterystykę przetwarzania termistora o równaniu

$$R_{T1} = R_{T2} \exp \left[B \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right) \right] \qquad /13/$$

Z zależności tej wyznaczamy wartość stałej B jako

$$B = \frac{T_1 \cdot T_2}{T_2 - T_1} \ln \frac{R_{T1}}{R_{T2}} \qquad /14/$$

Wartość stałej A wyznaczamy z zależności /8/

$$A = R_T \exp /- \frac{B}{T} / = R_T \exp / \alpha \cdot T / \qquad /15/$$

Wartości stałych B termistorów zawierają się w granicach 2000 ÷ 6000 K.

2.3. Układy pomiarowe termometrów rezystancyjnych

Terworezystor z układem pomiarowym stanowi termometr elektryczny. Układy pomiarowe termometrów rezystancyjnych są typowymi układami do pomiaru rezystancji. O wyborze układu pomiarowego decydują następujące czynniki: wymagana dokładność, warunki pomiaru /przemysłowe, laboratoryjne/ oraz rodzaj zastosowanego czujnika. Do pomiarów precyzyjnych i kontrolnych stosuje się mostki Wheatstone'a, kompensatory równoważone ręcznie, a także techniczną metodę pomiaru rezystancji z wykorzystaniem precyzyjnych stabilizatorów prądu i woltomierzy cyfrowych.

W pomiarach przemysłowych o wymaganej dokładności 0,1 ÷ 1% zakresu pomiarowego, stosowane są mostki prądu stałego lub zmiennego, równoważone automatycznie. W pomiarach o dokładności 1,5% używane są powszechnie, szczególnie w trudnych warunkach przemysłowych, termometry ilorazowe. Różne wartości czułości i rezystancji czujników metalowych i termistorowych stanowią o odmienności układów pomiarowych termistorów z tymi czujnikami.

Przy stosunkowo małej wartości rezystancji i małej czułości termorezystorów metalowych, rezystancja przewodów łączących czujnik z układem pomiarowym, a szczególnie zmiany rezystancji tych przewodów, powodowane zmianami temperatury otoczenia, mogą stać się przyczyną powstawania błędów o znacznych wartościach. Zagadnienie to nie jest istotne dla termometrów termistorowych, ze względu na dużą wartość rezystancji i dużą wartość czułości termistorów.

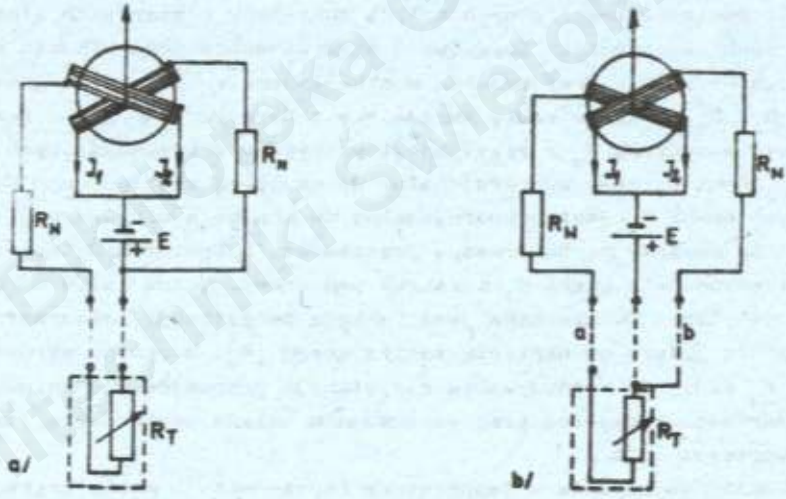
2.3.1. Układy pomiarowe termometrów z termorezystorami metalowymi

Prosty i często stosowany w przemyśle jest układ termometru z miernikiem ilorazowym /logometrem/, rys. 6. Termorezystor R_T połączony jest z jedną z cewek miernika przez rezystor wyrównawczy R_w. Druga cewka miernika połączona jest w szereg z rezystorem manganinowym o stałej rezystancji R_N. W magnetoelektrycznym mierniku ilorazowym odchylenie wskazówki jest funkcją stosunku prądów I_1/I_2. Prądy w cewkach można zapisać wzorami:

$$I_1 = \frac{E}{R_{C1} + R_N} \qquad I_2 = \frac{E}{R_{C1} + R_w + R_T} \qquad /16/$$

gdzie:

R_{C1}, R_{C2} – rezystancje cewek miernika.



Rys. 6. Termometr rezystancyjny w układzie ilorazowym: a/ dwuprzewodowym, b/ trójprzewodowym

Odchylenie wskazówki miernika ilorazowego można zapisać jako

$$\alpha = f_1\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = f_1\left(\frac{R_{C1} + R_w + R_T}{R_{C1} + R_N}\right) = f_2(R_T) \qquad /17/$$

Ponieważ

$$R_T = f_3/T/ \qquad /18/$$

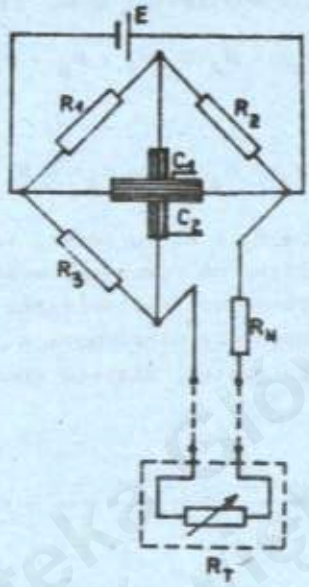
więc

$$\alpha = f/T/ \qquad /19/$$

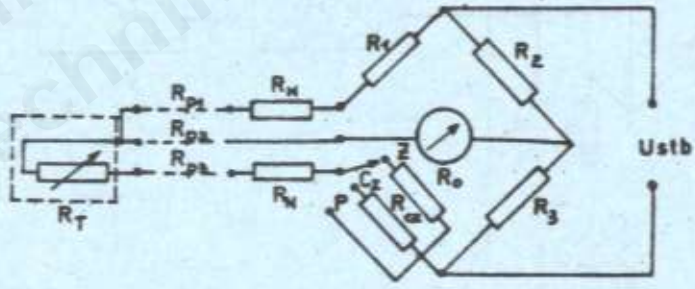
Podziałka miernika ilorazowego może być wywzorcowana w jednostkach temperatury. Wskazania mierników ilorazowych nie zależą od wahań napięcia zasilającego E /zależność /17//, nie wymaga się więc stabilizacji tego napięcia. Stosowane są dwu- i trójprzewodowe połączenia czujnika z miernikiem. W układzie trójprzewodowym /rys. 6b/, zmiana rezystancji długich przewodów doprowadzających a i b, pod wpływem temperatury otoczenia, praktycznie nie wpływa na zmianę stosunku I_1/I_2, ponieważ rezystancje te występują w obwodach prądów I_1 i I_2.

Do pomiarów temperatur, o małych zakresach pomiarowych, stosuje się również mierniki ilorazowe w niezrównoważonych układach mostkowych /rys. 7/. Trzy ramiona mostka tworzą rezystory manganinowe R_1, R_2, R_3, czwarte ramię składa się z termorezystora R_T, rezystora wyrównawczego R_w i rezystancji przewodów doprowadzających. Moment cewki C_1 jest proporcjonalny do napięcia zasilającego E, zaś moment cewki C_2 jest proporcjonalny do napięcia nierównowagi mostka. Oba momenty są skierowane przeciwnie. Rezystorem R dobiera się wartość momentu cewki C_1 i zakres pomiarowy. Można łatwo wykazać, że wychylenie α miernika jest funkcją rezystancji termorezystora i nie zależy od napięcia zasilającego [4]. Rezystor wyrównawczy R_w służy do wyrównywania rezystancji przewodów łączeniowych, do wartości przyjętej przy wzorcowaniu układu pomiarowego /zwykle do wartości 10 Ω /.

Dokładności pomiaru temperatury lepsze niż 1% można uzyskać stosując do pomiaru rezystancji termorezystora mostki nierównoważne. Schemat takiego termometru pokazano na rys. 8. Dla uniknięcia wpływu zmian rezystancji przewodów łączeniowych na dokładność pomiaru, podobnie jak w układach ilorazowych, stosuje się najczęściej połączenia trójprzewodowe. Jeżeli przewody łączeniowe są jednakowej długości, to spełniony jest warunek $R_{p1} = R_{p2} = R_{p3} = R_p$.



Rys. 7. Termometr rezystancyjny w układzie mostkowo-iloraszowym



Rys. 8. Termometr rezystancyjny w układzie mostka niezrównoważonego

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

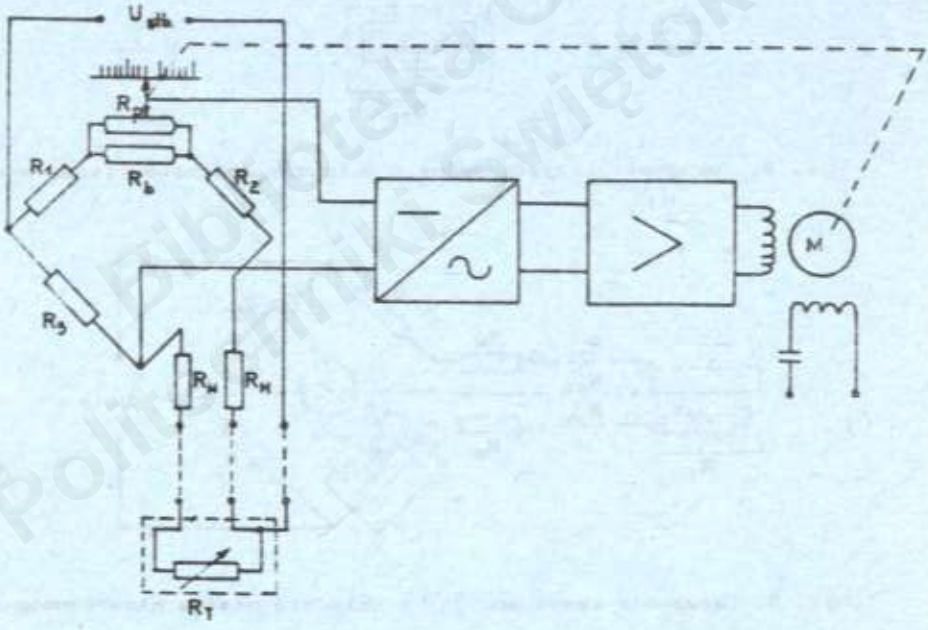
Warunek równowagi układu mostkowego można zapisać

$$(R_T + R_p + R_w) \cdot R_2 = (R_1 + R_p + R_w) \cdot R_3 \qquad /20/$$

lub

$$R_T \cdot R_2 = R_1 \cdot R_3 + R_p (R_3 - R_2) + R_w (R_3 - R_2) \qquad /21/$$

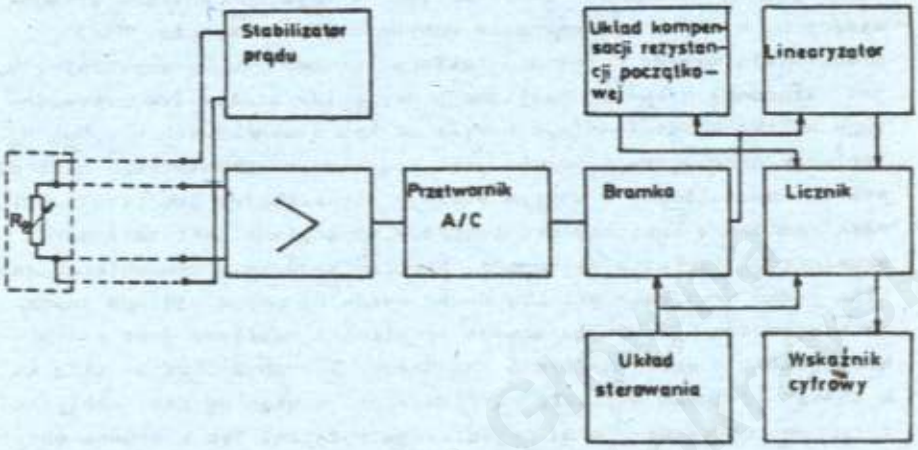
Jeżeli tylko rezystancje R_2 i R_3 są równe, to rezystancja przewodów łączeniowych nie wpływa na równowagę mostka. Napięcie nierównowagi mostka jest mierzone miliwoltomierzem wyskalowanym w stopniach temperatury. To napięcie nierównowagi jest proporcjonalne do napięcia zasilającego mostek, dlatego wymaga się stabilizacji napięcia zasilania.



Rys. 9. Termometr rezystancyjny w układzie mostka zrównoważonego o równoważeniu samoczynnym

Często stosowane, zarówno w przemyśle, jak i w pomiarach laboratoryjnych są termometry rezystancyjne w układach mostków zrównoważonych, których równoważenie odbywa się samoczynnie. Rys. 9 przedstawia zasadę działania takiego termometru. Termorezystor R_T jest włączony w obwód, zasilanego napięciem stałym trójprzewodowego mostka Wheatstone'a, o rezystancjach stosunkowych R_1, R_2, R_3. Napięcie nierównowagi mostka jest podawane na przetwornik napięcia stałego na zmienne, w którym stosuje się wibrator lub przetwornik elektroniczny. Napięcie przetworzone, wzmacniane jest za pomocą wzmacniacza napięcia zmiennego. Stopień wyjściowy wzmacniacza zasila jedno uzwojenie silnika dwufazowego M, napędzającego suwak potencjometru R_p. Drugie uzwojenie silnika zasilane jest przez kondensator z sieci napięcia zmiennego. Kierunek obrotów silnika M zależy od znaku napięcia nierównowagi, a więc od fazy napięcia zmiennego, uzyskiwanego na wyjściu wzmacniacza. Ten kierunek obrotów silnika jest taki, by przesuwający się suwak potencjometru R_p, powodował zmniejszenie się napięcia nierównowagi. Połączona mechanicznie z suwakiem potencjometru wskazówka pokazuje na skali wartość temperatury mierzonej. Skala termometru jest liniowa.

Wyeliminowanie wpływu rezystancji przewodów łączeniowych termorezystor z układem pomiarowym na dokładność pomiaru, realizuje się również stosując techniczną metodę pomiaru rezystancji. Wymaga to czteroprzewodowego połączenia termorezystora z układem pomiarowym. Na tej zasadzie działa rezystancyjny termometr cyfrowy, którego schemat blokowy przedstawiono na rys. 10. Jedna para przewodów doprowadza dokładnie stabilizowany prąd, a druga służy do pomiaru spadku napięcia na termorezystorze. Jeżeli pomiar napięcia odbywa się bezprądowo /wzmacniacz termometru ma dużą rezystancję wejściową/, to zmiany rezystancji przewodów doprowadzających nie wpływają na wynik pomiaru. Cyfrowa metoda pomiaru spadku napięcia pozwala na stosunkowo proste przetworzenie wielkości mierzonej rezystancji, na odpowiadającą jej temperaturę. Należy tylko rozwiązać dwa zadania: skompensować rezystancję początkową termorezystora oraz zlinearyzować charakterystykę termometryczną przetwornika.



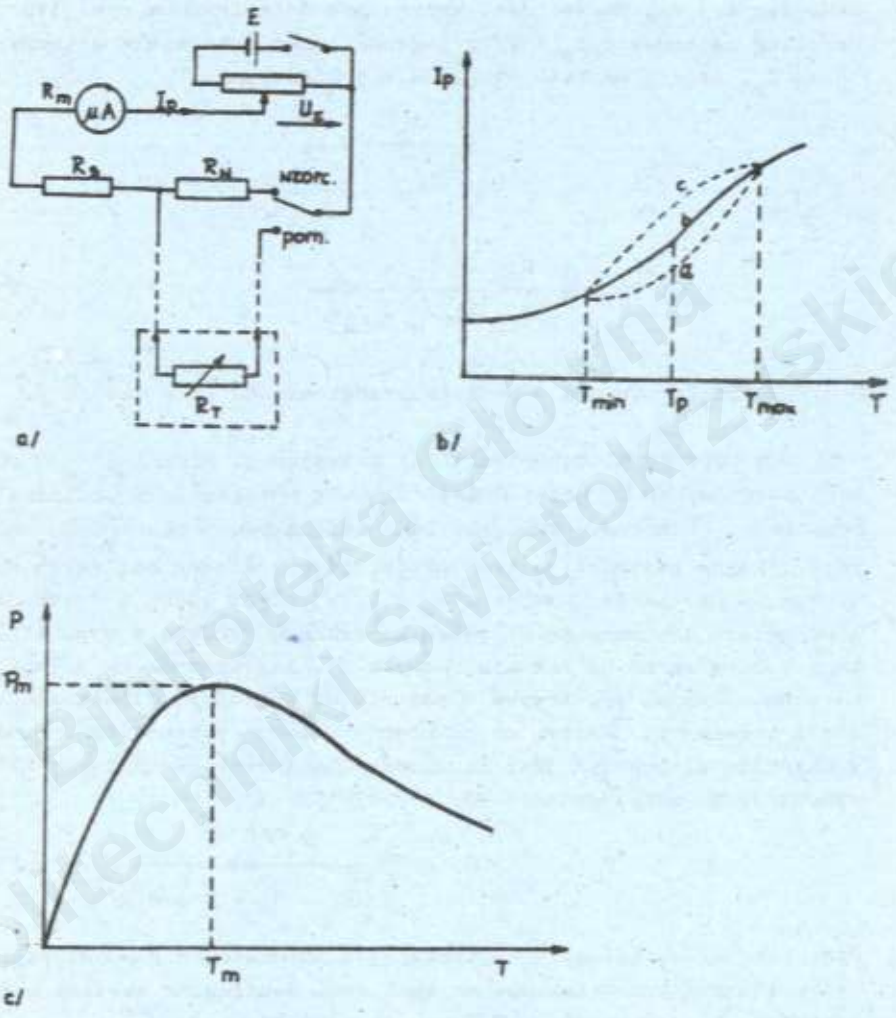
Rys. 10. Schemat blokowy cyfrowego termometru rezystancyjnego

Linearyzację charakterystyk przetworników można zrealizować w układach analogowych lub cyfrowych. W przedstawionym układzie termometru cyfrowego /rys. 10/, zastosowano układ linearyzacji cyfrowej, który generuje, odpowiednią do punktu pracy, liczbę impulsów dodawaną lub odejmowaną od stanu licznika.

2.3.2. Układy pomiarowe termometrów termistorowych

Duży współczynnik temperaturowy oraz duża rezystancja termistorów pozwala na budowę termometrów termistorowych, w prostych układach szeregowych lub mostkowych, dwuprzewodowych. Na rys. 11 przedstawiono termometr, w układzie szeregowym, zasilany stałym napięciem. Prąd przepływający przez miernik wynosi

$$I_p = \frac{U_z}{R_m + R_s + A \exp/B/T/} \qquad /22/$$



Rys. 11. Termometr termistorowy w układzie szeregowym: a/ układ, b/ wykres zależności $I_p = f/T/$, c/ wykres zależności $P = f/T/$

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

Wykresem tej zależności jest krzywa przedstawiona na rys. 11b. Przebieg zależności $I_p = f/T/$ posiada punkt przegięcia w temperaturze T_p, której wartość wyznacza się z równania

$$\frac{\partial^2 I_p}{\partial T^2} = 0,$$

co daje

$$T_p = \frac{B}{2} \frac{R_{Tp} - /R_m + R_s/}{R_{Tp} + /R_m + R_s/} \qquad /23/$$

Rezystancja termistora w punkcie przegięcia $R_{Tp} = A \exp /\frac{B}{T_p}/$.

Przez odpowiedni dobór wartości rezystancji miernika R_m i rezystora szeregowego R_s można umieścić punkt przegięcia w dowolnym punkcie T_x, leżącym w zakresie lub poza zakresem mierzonych temperatur. Można otrzymać, w ten sposób, jeden z trzech możliwych do uzyskania kształtów przebiegu $I_p = f/T/$, czyli jedną z trzech skal temperatur: zagęszczoną na początku zakresu /krzywa a rys. 11b/, zagęszczoną na końcu zakresu /krzywa b/, zagęszczoną na początku i na końcu /krzywa c/. Krzywa c pozwala na najlepszą linearyzację skali termometru. Ważnym czynnikiem, w doborze parametrów termometru, w układzie szeregowym, jest termiczne obciążenie termistora, które wynosi /przy uwzględnieniu /8/ i /22//

$$P_m = I_p^2 \cdot R_T = U_z^2 \frac{A \exp /\frac{B}{T}/}{\left[R_m + R_s + A \exp/\frac{B}{T}/\right]^2} \qquad /24/$$

Przebieg zależności mocy wydzielonej w termistorze P od mierzonej temperatury T, przedstawiono na rys. 11c. Maksymalna wartość mocy występuje dla temperatury T_m, określonej z równania $\frac{\partial P}{\partial T} = 0$

$$T_m = \frac{B}{\ln \frac{R_m + R_s}{A}} \qquad /25/$$

i wynosi

$$P_m = \frac{U_z^2}{4/R_m + R_s/} = \frac{U_z^2}{4\,R_{Tm}} \qquad /26/$$

Przyrost temperatury termistora, w stosunku do otoczenia, można uwzględnić przy wzorcowaniu, jeśli warunki oddawania ciepła są niezmienne. W takim przypadku obciążenie termistora można zwiększać kilkakrotnie. Gdy warunki oddawania ciepła są zmienne, na przykład wskutek zmian środowiska lub jego prędkości, moc wydzielaną w termistorze należy ograniczyć zgodnie z wymaganą dokładnością pomiaru. Wartość dopuszczalnej mocy P_{dop}, wydzielonej w termistorze, określa się z zależności

$$P_{dop} \leqslant k \cdot \Delta T_T \qquad /27/$$

gdzie:

k - współczynnik strat termistora dla danego termistora i danego ośrodka,

ΔT_T - dopuszczalny przyrost temperatury termistora, wynikający z dopuszczalnej niedokładności pomiaru.

Termometry termistorowe w układzie szeregowym stosuje się do pomiarów o nieduże dokładności ~ 1 ÷ 2%. Niepełne wykorzystanie skali termometru /rys. 11b/ oraz jej nieliniowość, to główne wady tych przyrządów.

Lepsze własności metrologiczne mają termometry termistorowe w układach mostkowych. Budowane są dla małych i dużych zakresów pomiarowych, a szczególnie do pomiaru różnic temperatur. Na rys. 12 przedstawiono termometr termistorowy, w układzie mostka niezrównoważonego. Przebieg zmian prądu miernika I_p od zmian mierzonej temperatury T ma postać

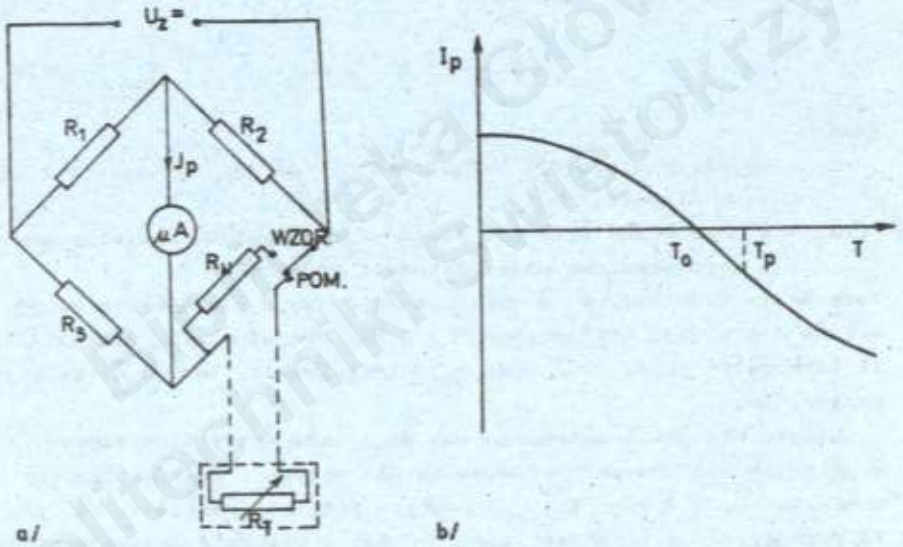
$$I_p = U_z \cdot \frac{\exp\frac{B}{T} - \exp\frac{B}{T_o}}{a \exp\frac{B}{T} - b \exp\frac{B}{T_o}} \qquad /28/$$

gdzie:

$$a = R_{To} + R_2 + R_3 + R_p + R_{To} \cdot \frac{R_p}{R_3}$$

$$b = R_p + R_{To}\,\frac{R_p - R_2}{R_3} + \frac{R_1}{R_{To}}\,/R_2 + R_p/$$

R_{To} - rezystancja termistora w temperaturze T_o /odpowiadającej równowadze mostka/

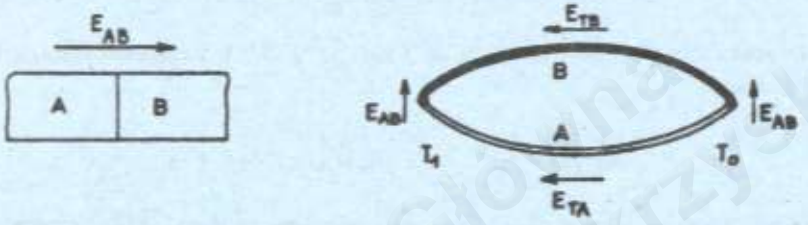


Rys. 12. Termometr termistorowy w układzie mostka nierównoważonego: a/ układ, b/ przebieg zmienności prądu miernika od mierzonej temperatury, T_o - temperatura odpowiadająca równowadze mostka, T_p - temperatura przegięcia charakterystyki

Przebieg zależności /28/ przedstawiono na rys. 12b. Przez odpowiedni dobór stosunku rezystancji w gałęziach mostka, można przesunąć punkt przegięcia przebiegu $I_p = f/T/$, do dowolnego punktu, leżącego

w zakresie mierzonych temperatur lub też poza nim. Można, w ten sposób, uzyskać jedną z trzech możliwych skal termometru, analogicznie jak w termometrze w układzie szeregowym.

2.4. Czujniki termoelektryczne



Rys. 13. Obwody termoelektryczne

Na styku dwu różnych metali A i B /rys. 13a/ powstaje siła termoelektryczna Peltiera. Przyczyną jej powstawania są różnice w koncentracji swobodnych elektronów i w pracach wyjścia elektronów z tych metali.

Siłę termoelektryczną Peltiera można zapisać wzorem [4]

$$E_{AB} = \frac{-V_A - V_B}{e} + \frac{k\,T}{e} \ln \frac{N_A}{N_B} \qquad /29/$$

gdzie:

V_A, V_B oraz N_A i N_B - prace wyjścia i liczby swobodnych elektronów, w jednostce objętości, w metalach A i B,

k - stała Boltzmana,

T - temperatura bezwzględna,

e - ładunek elektronu.

W przewodniku, którego końce znajdują się odpowiednio w temperaturze T_o i T_1 powstaje siła termoelektryczna Thomsona, będąca wynikiem różnego zagęszczenia elektronów, wzdłuż długości przewodnika.

Wartość siły termoelektrycznej Thomsona określa zależność

$$E_T = \sigma (T_1 - T_o) \qquad /30/$$

gdzie:

σ - współczynnik Thomsona dla danego metalu.

W zamkniętym obwodzie złożonym z dwóch metali A i B, o różnych temperaturach styków /rys. 13b/, powstaje siła termoelektryczna, jako suma następujących składników

$$E = E_{AB/T_1/} - E_{AB/T_0/} + E_{TA} - E_{TB} \qquad /31/$$

Podstawiając zależności /29/ i /30/ do /31/ i przekształcając otrzymamy

$$E = \frac{k}{e} \ln \frac{N_A}{N_B} /T_1 - T_o/ + /\sigma_B - \sigma_A/ /T_1 - T_o/ \qquad /32/$$

W normalnym obwodzie elektrycznym, obydwa rodzaje sił termoelektrycznych Peltiera i Thomsona są nierozdzielne, możemy więc wyrażenie /32/ zapisać w postaci

$$E = \alpha /T_1 - T_o/ \qquad /33/$$

przy czym: α jest funkcją temperatury i zależność /33/ jest nieliniowa.

Zależność /33/ stanowi podstawę wykorzystania układu dwu różnych metali, do pomiaru temperatury. Dwa różne metale złączono na jednym końcu, przeznaczono do pomiaru temperatury, stanowią termoelement /termoogniwo/. Miejsce złączenia metali nazywa się spoiną, jeżeli znajduje się ona w temperaturze pomiarowej jest spoiną pomiarową, jeśli znajduje się w temperaturze odniesienia jest spoiną odniesienia.

W obwodzie składającym się z trzech różnych metali A, B i C o spoinach 1, 2 i 3 i temperaturach T_1, T_2, T_3 /rys. 14/ siła termoelektryczna całego obwodu wynosi

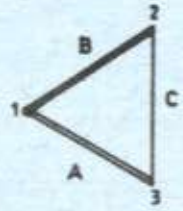
$$E = E_{AB} + E_{BC} + E_{CA} \qquad /34/$$

Dla $T_1 = T_2 = T_3 = T_o$ jest $E = 0$, można więc zapisać

$$- E_{AB\,T_o} = E_{BC\,T_o} + E_{CA\,T_o} \qquad /35/$$

Dla równości dwu temperatur $T_2 = T_3 = T_o$, przy odmiennej T_1, otrzymamy

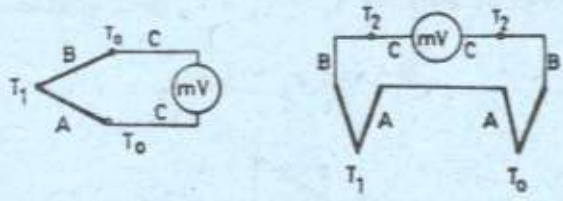
$$E = E_{AB}\,T_1 - E_{AB}\,T_o \qquad /36/$$



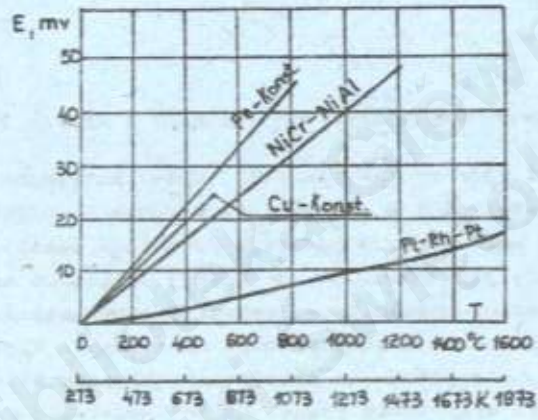
Rys. 14. Obwód termoelektryczny złożony z trzech różnych metali

Z zależności /36/ wynika, że siła termoelektryczna obwodu złożonego z dwu metali A i B nie ulegnie zmianie, po włączeniu metalu trzeciego, pod warunkiem, że powstałe dodatkowe spoiny mają taką samą temperaturę jak spoina BA, do której dołączono trzeci metal. Rozważanie to można uogólnić na większą liczbę metali. Można więc do końca termoelementu o temperaturze odniesienia T_o, dołączyć przewody miedziane, nie powodując powstawania błędów, byle temperatury powstałych spoin były sobie równe. Na tej podstawie można mierzyć siłę termoelektryczną, wprowadzając miernik do obwodu termoelektrycznego, rozcinając ten obwód w spoinie lub między spoinami. Otrzymuje się w ten sposób jeden z układów pomiarowych przedstawionych na rys. 15.

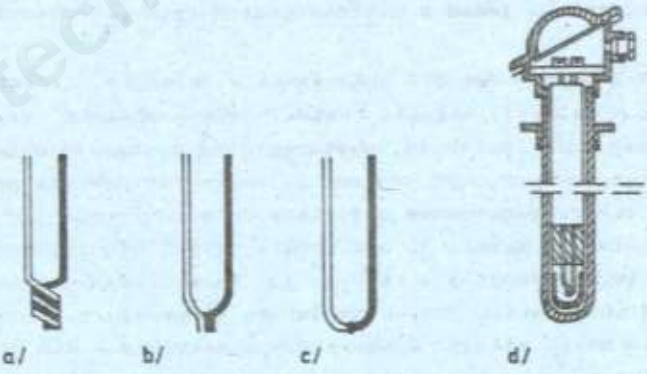
Termoelementy mogą być wykonywane w zasadzie z wykorzystaniem dowolnej kombinacji metali. Powinny jednak spełniać następujące wymogi: zapewnić liniowość, powtarzalność i stałość charakterystyk termoelektrycznych, być odporne na wpływy środowiska przemysłowego, być tanie. Podstawowe materiały do wykonywania termoelementów przedstawiono w tabeli 3, a charakterystyki termoelektryczne wybranych termoelementów - na rys. 16. Termoelementy należą do najbardziej rozpowszechnionych czujników temperatury. Przy ich wykorzystaniu można mierzyć temperatury, w zakresie - 260 do + 3000°C. Spoiny termoelementów można wykonać przez skręcanie, zgrzanie, spawanie lub lutowanie /rys. 17 abc/.



Rys. 15. Układy pomiarowe z termoelementami



Rys. 16. Charakterystyki termometryczne termoelementów



Rys. 17. Sposoby wykonania spoin teremoelementów oraz szkic konstrukcji czujnika termoelektrycznego

Tabela 3

Siły termoelektryczne wybranych metali względem platyny w temperaturze 100°C przy temperaturze odniesienia 0°C

Metal	Siła termoelektryczna mV	Metal	Siła termoelektryczna mV
Kopel	- 4,00	Miedź	+ 0,76
Konstantan	- 3,51	Molibden	+ 1,45
Nikiel	- 1,98	Żelazo	+ 1,89
Alumel	- 1,29	Nikiel-chrom /85% Ni, 12% Cr/	+ 2,20
Platyna	0		
Platynorod /90% Pt, 10% Rd/	+ 0,643	Chromel	+ 2,81

W pomiarach przemysłowych termoelementy umieszcza się w osłonach metalowych lub ceramicznych /rys. 17d/, aby zabezpieczyć je przed mechanicznymi i chemicznymi wpływami środowiska. Dobór osłon, konstrukcji i materiałów na osłony jest trudnym zadaniem, w którym należy uwzględnić wiele sprzecznych wymogów. Bliższe informacje dotyczące tego zagadnienia podają prace [5], [6].

2.5. Układy pomiarowe termometrów termoelektrycznych

Termoelement jest przetwornikiem temperatury mierzonej T_1 w napięcie $E(T)$ gdy temperatura spoiny odniesienia lub wolnych końców T_o jest znana. Charakterystyki temperaturowe termoelementów są podawane w postaci tablic lub wykresów, przy znamionowej temperaturze odniesienia $T_{on} = 0°C$. W przypadku gdy temperatura odniesienia T_o różni się od znamionowej T_{on}, do pomierzonej wartości siły termoelektrycznej E' /lub temperatury T'/ należy wprowadzić poprawkę ΔE /lub ΔT/, wynikającą z charakterystyki przetwarzania danego termoelementu. Jeżeli temperatura odniesienia zawiera się w przedziale $0°C < T_o < 50°C$, to poprawkę można obliczyć z zależności

$$\Delta E = \alpha_t T_o \qquad /37/$$

a więc

$$E = E' + \alpha_t T_o \qquad /38/$$

gdzie:

E - siła termoelektryczna dla $T_{on} = 0^oC$,

E' - siła termoelektryczna dla $T_o = T_{on}$,

T_o - rzeczywista temperatura odniesienia.

Wartość współczynnika α_t wynosi dla termoelementu:

PtRh - Pt - 6 μV/K, NiCr-Ni - 40,4 μV/K

Fe-Const - 53,2 μV/K, Cu-Const - 40,6 μV/K

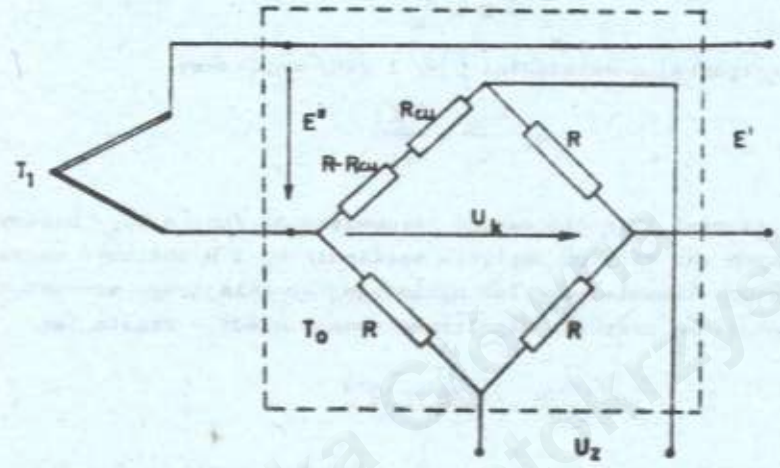
W warunkach przemysłowych, temperatura spoiny odniesienia ulega zazwyczaj znacznym wahaniom, zachodzi więc konieczność kompensacji jej wpływu. Osiąga się to następującymi sposobami:

1. Oddaleniem złącza odniesienia, do obszaru mało zmiennej temperatury. Przeniesienie spoiny odniesienia realizuje się przez zastosowanie przewodów z tych samych materiałów co termoelement, lub przewodów z innych metali nie wnoszących dodatkowych sił termoelektrycznych do obwodu. Przewody odpowiednio dobrane, do danego termoelementu, nazywa się często przewodami kompensacyjnymi. Na przykład, dla termoelementu PtRh-Pt przewód kompensacyjny dodatni wykonany jest z miedzi, a ujemny ze stopu miedzi z niklem, dla termoelementu NiCr-Ni, przewód kompensacyjny dodatni wykonywany jest z miedzi, a ujemny z konstantanu.

2. Stabilizując temperaturę spoiny odniesienia; najczęściej przez umieszczenie w termostacie o temperaturze 50°C, o dokładności stabilizacji w granicach $0,1 \div 1^oC$ lub w kąpieli wody z lodem, rzadziej przez /umieszczenie/ zakopanie w ziemi na głębokości $1 \div 2$ m.

3. Stosując układy kompensacji, zmian siły termoelektrycznej pod wpływem zmian temperatury odniesienia. Na rys. 18 przedstawiono taki układ, z wykorzystaniem niezrównoważonego mostka Wheatstone'a. Mostek składa się z trzech niezależnych od temperatury rezystorów /na przykład wykonanych z manganinu/ i rezystora wykonanego z miedzi lub niklu. Przy zmianie temperatury odniesienia powstaje napięcie nierównowagi mostka U_k, sumujące się z siłą termoelektryczną E' termoelementu, dając w wyniku siłę termoelektryczną E' odpowiadają-

cą temperaturze odniesienia T_{on} /równowadze mostka/.



Rys. 18. Układ kompensacji siły termoelektrycznej przy zmianach temperatury odniesienia

Załóżmy, że mostek jest zrównoważony w temperaturze T_{on}, to dla $T_o \neq T_{on}$ napięcie nierównowagi mostka zapiszemy

$$U_k = \frac{1}{4} U_z \frac{\Delta R_{Cu}}{R} \qquad /39/$$

gdzie:

$$\Delta R_{Cu} = R_{Cu} \cdot \alpha_{Cu} \cdot \Delta T_o = R_{Cu} \alpha_{Cu} (T_o - T_{on}),$$

R_{Cu} - rezystancja rezystora miedzianego w temperaturze T_{on},
R - rezystancja rezystora manganinowego,
α_{Cu} - współczynnik temperaturowy rezystancji miedzi.

Dla małych zmian temperatury odniesienia T_{on}, zmiany siły termoelektrycznej, przy niezmiennej temperaturze spoiny pomiarowej T_1, można z dostateczną dokładnością zapisać jako

$$\Delta E = \alpha_t (T_o - T_{on}) \qquad /40/$$

Warunek kompensacji ma postać

$$\Delta\mathcal{E} = U_k \qquad /41/$$

a uwzględniając zależności /39/ i /40/ zapiszemy

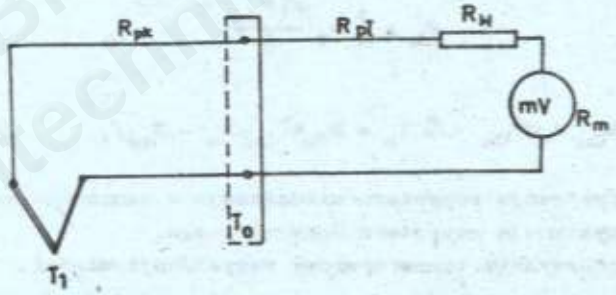
$$U_z \frac{R_{Cu}}{R} = \frac{4\alpha_t}{\alpha_{Cu}} \qquad /42/$$

Z zależności /42/, dla danego termoelementu /znane α_t/ możemy, przy zadanych wartościach napięcia zasilania U_z i R, obliczyć wartość rezystora miedzianego /lub niklowego/, spełniającego warunek kompensacji. Na przykład dla termoelementu miedź - konstantan

$$\frac{R_{Cu}}{R} = \frac{4{,}25 \cdot 10^{-3}}{U_z} \qquad /43/$$

przy $U_z = 1$ V $R = 100\,\Omega$ otrzymamy $R_{Cu} = 0{,}425\,\Omega$

Układy pomiarowe termometrów termoelektrycznych realizowane są z wykorzystaniem miliwoltomierzy magnetoelektrycznych, elektronicznych, kompensatorów napięciowych i prądowych oraz woltomierzy cyfrowych.



Rys. 19. Układ termometru termoelektrycznego z miliwoltomierzem magnetoelektrycznym

Najprostszy i często jeszcze stosowany w przemyśle, układ termometru termoelektrycznego z miliwoltomierzem magnetoelektrycznym, przedstawiono na rys. 19. Miliwoltomierz ma podziałkę opisaną w

stopniach temperatury, wzorcowany jest przy założeniu określonej wartości rezystancji zewnętrznej R_z. Na wartość rezystancji zewnętrznej składają się: rezystancja termoelementu R_t, rezystancja przewodów kompensacyjnych R_{pk}, rezystancja przewodów łączeniowych $R_{pł}$ i rezystancja rezystora wyrównawczego R_w. Spełnienie warunku stałości rezystancji zewnętrznej nie jest możliwe, gdyż rezystancja termoelementu zmienia się wraz ze zmianą temperatury mierzonej, zaś wartości rezystancji przewodów kompensacyjnych i łączeniowych zmieniają się wraz ze zmianą temperatury otoczenia. Powstałe, w ten sposób, zmiany rezystancji zewnętrznej ΔR_z są przyczyną powstawania błędu pomiarowego, o wartości

$$\Delta_T = \frac{\Delta R_z}{R_m + R_z} /T_w - T_o/ \qquad /44/$$

gdzie:

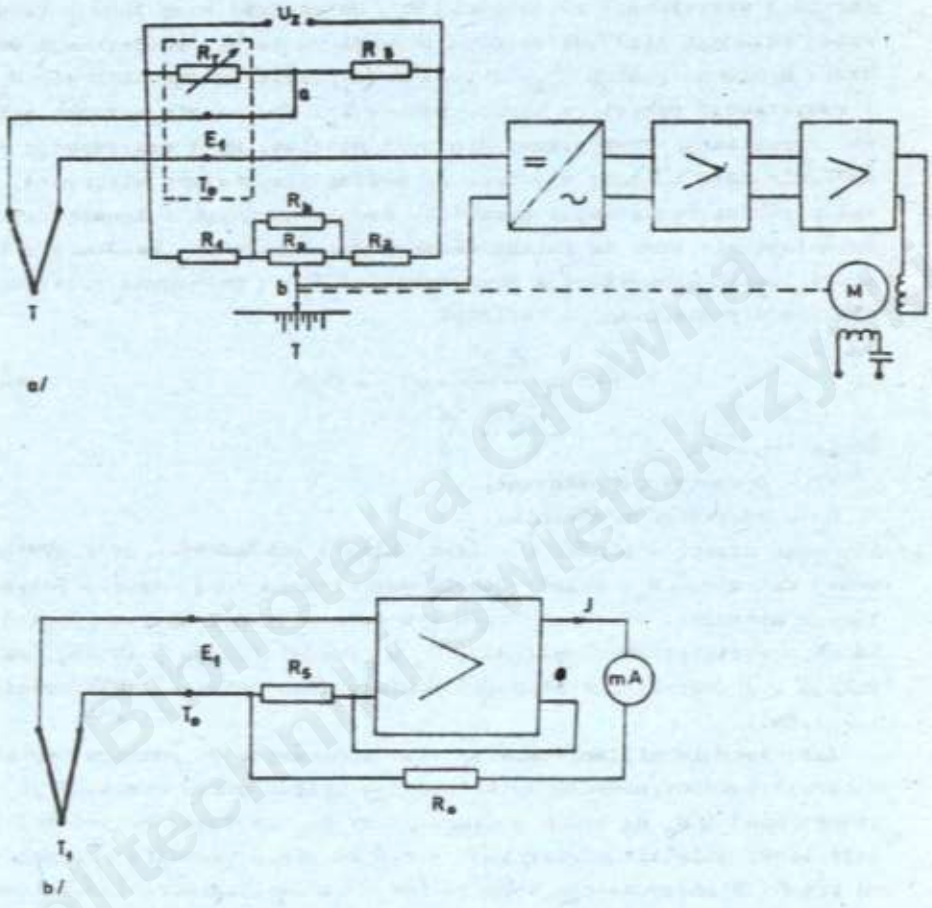
T_w - temperatura wskazana,

R_m - rezystancja miernika.

Aby więc utrzymać pomiar w zadanej klasie dokładności, przy oczekiwanej zmianie ΔR_z, należy dobrać odpowiednio dużą wartość rezystancji miernika. Stosowane są w tym celu miliwoltomierze wysokoomowe, o wartościach rezystancji R_m w przedziale 200 ÷ 1000Ω. Pozwalają one /uzyskać/ realizować pomiary temperatur z dokładnością 1 ÷ 1,5%.

Zastosowanie miliwoltomierzy elektronicznych, do pomiaru napięć z termoelementów, pozwala na eliminację wpływu zmian rezystancji zewnętrznej ΔR_z na wynik pomiaru. Przy bardzo dużej rezystancji wejściowej miliwoltomierzy, pomiar odbywa się w zasadzie bez poboru prądu. Niedogodnością termometrów z miliwoltomierzami elektronicznymi jest konieczność wprowadzenia dodatkowego źródła zasilania oraz znacznie wyższa cena, niż miliwoltomierzy magnetoelektrycznych.

Bardzo często termometry termoelektryczne pracują w układach z kompensatorami: w pomiarach laboratoryjnych z kompensatorami o równoważeniu ręcznym, w pomiarach przemysłowych z autokompensatorami. Na rys. 20a przedstawiono układ termometru pracującego w układzie autokompensatora napięciowego mostkowego. Mierzona siła termoelektryczna E_t równoważona jest napięciem nierównowagi mostka Wheatstone'a, występującym w punktach a-b. Wartość tego napięcia zależy od położenia suwaka potencjometru R_p.



Rys. 20. Układy termoelementów termoelektrycznych: a/ z autokompensatorem astatycznym mostkowym, b/ z autokompensatorem statycznym

Biblioteka Główna Politechniki Świętokrzyskiej

Różnica napięć $E_1 - U_{ab}$, po przetworzeniu na napięcie zmienne i wzmocnieniu, steruje silnikiem dwufazowym M. Silnik ten przesuwa suwak potencjometru R_p do chwili, gdy spełniony zostanie stan równowagi $E_1 - U_{ab} = 0$. Tak więc w stanie /równowagi/ ustalonym, następuje pełna kompensacja napięcia mierzonego E_1. Kompensatory tego typu nazywa się często astatycznymi. Suwak potencjometru jest sprzężony mechanicznie ze wskazówką, pokazującą na skali mierzoną temperaturę. Rezystor R_3 /lub jego część/ jest wykonany z miedzi lub niklu i zapewnia samoczynną korekcję wskazań termometru, przy zmianach temperatury otoczenia.

Termometr termoelektryczny, w układzie autokompensatora statycznego, przedstawiono na rys. 20b. Przy dużym wzmocnieniu wzmacniacza, napięcie na jego wejściu jest dużo mniejsze, niż E_1 i napięcie sprzężenia zwrotnego $I \cdot R_s$, można więc zapisać

$$E_1 \approx R_s \cdot I \qquad /45/$$

$$I \approx \frac{1}{R_s} \cdot E_1 = \frac{\alpha_T}{R_s} T_1 \qquad /46/$$

Prąd wyjściowy jest miarą mierzonej siły termoelektrycznej termoelementu, a więc i temperatury spoiny pomiarowej. W autokompensatorze tego typu, przy stałej wartości napięcia mierzonego, występuje napięcie niekompensacji, na wejściu wzmacniacza

$$U_{we} = E_1 - R_s I \qquad /47/$$

Prąd wyjściowy może być mierzony analogowo lub cyfrowo.

2.6. Termometry cyfrowe z przetwornikami o wyjściu częstotliwościowym

Sygnały częstotliwościowe, których nośnikiem jest najczęściej napięcie sinusoidalne lub okresowo impulsowe o stałej amplitudzie, zawierają informację pomiarową w częstotliwości nośnika. Sygnały te charakteryzują się łatwością wzmacniania i przesyłania na odległość, dużą odpornością na zakłócenia i są bardzo dogodne do pomiaru cyfrowego. Te korzystne własności sygnałów częstotliwościo-

wych są przyczyną ciągłego poszukiwania nowych czujników pomiarowych, których wielkości wyjściowe są sygnałem częstotliwościowym. W pomiarach temperatury takim czujnikiem jest rezonator kwarcowy. Częstotliwość drgań własnych rezonatora kwarcowego zależy od jego grubości i stałych materiałowych i określona jest zależnością

$$f = \frac{B}{d} \cdot \sqrt{\frac{E}{\rho}} \qquad /48/$$

gdzie:

d - grubość płytki,

E - moduł sprężystości,

ρ - gęstość materiału,

B - współczynnik zależny od cięcia i sposobu pobudzenia.

Każdy z tych parametrów zależy od temperatury, a więc i częstotliwość drgań własnych zależy od temperatury. Można tę zależność opisać, z dobrym przybliżeniem, za pomocą wzoru

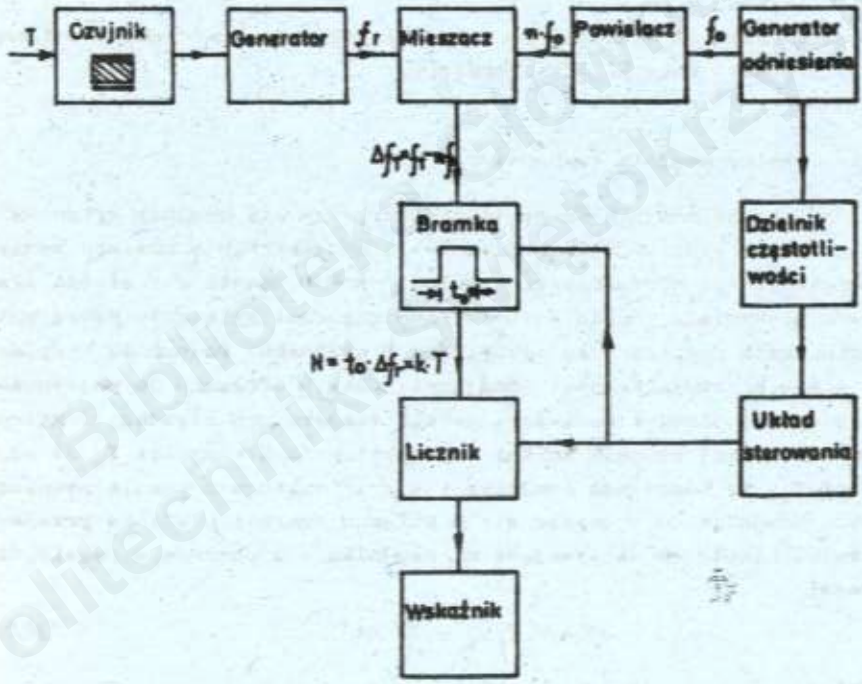
$$f = f_o\left[1 + \alpha/\Delta T/ + \beta/\Delta T/^2 + \gamma/\Delta T/^3 + \ldots\right] \qquad /49/$$

W przypadku zastosowania kwarcu w generatorach, jako elementów do stabilizacji ich częstotliwości, dąży się do takiego cięcia płytek kwarcu, aby $\alpha \approx 0$, a β i γ były możliwie małe. W przypadku stosowania kwarcu jako czujników temperatury, wykonuje się inne cięcia tak, aby uzyskać α możliwie duże i nie zmieniające się z temperaturą, a β i γ były bliskie zeru. Tego typu czujnik kwarcowy charakteryzuje się dużą czułością rzędu 1000 Hz/K, dużą stałością parametrów w czasie oraz stosunkowo małą stałą czasową. Przy zastosowaniu układu różnicowego z dwoma czujnikami kwarcowymi, można rozróżnić zmianę temperatury o 10^{-4} K, w czasie 10 s.

Takiej rozdzielności, przy podanym czasie pomiaru, nie można osiągnąć obecnie przez stosowanie innych typów czujników temperatury. Na rys. 21 przedstawiono schemat blokowy termometru kwarcowego. W termometrze sygnał generatora o częstotliwości f_T, odpowiadający temperaturze T czujnika, jest zdudniany /mieszany/ z sygnałem stabilnej częstotliwości odniesienia f_o, otrzymywanej z generatora wzorcowego stabilizowanego kwarcem. Częstotliwość odniesienia f_o jest tak dobrana, aby dla temperatury czynnika 0^oC, częstotliwość dudnień wynosiła

$$\Delta f_T = f_T - f_o = 0$$

Sygnał o częstotliwości różnicowej przechodzi przez bramkę otwartą na przeciąg wzorcowego odcinka czasu t_o. Liczba okresów zliczanych przez licznik w czasie t_o jest miarą temperatury czujnika. Wzorcowy odcinek czasu jest uzyskiwany również z generatora wzorcowego, wytwarzającego częstotliwość odniesienia f_o. Zakres pomiarowy termometrów z czujnikami kwarcowymi wynosi - 60 do + 300°C.



Rys. 21. Zasada działania cyfrowego termometru kwarcowego

Biblioteka Politechniki Szczecińskiej

3. Właściwości dynamiczne czujników temperatury

Znajomość właściwości dynamicznych czujników temperatury jest potrzebna do:

a/ określania niezbędnego czasu umieszczania czujników w ośrodku badanym o stałej temperaturze, przy pomiarach doryweczych,

b/ wyznaczania błędu dynamicznego, w celu właściwego doboru czujnika, przy pomiarach temperatur zmiennych w czasie,

c/ uzyskania możliwości porównywania właściwości różnych czujników,

d/ określania właściwości czujnika, jako części układów automatycznej regulacji temperatury.

3.1. Idealny czujnik temperatury

Za idealny czujnik temperatury przyjmuje się czujnik wykonany na przykład w postaci walca lub kuli, z materiału o nieskończenie dużej wartości przewodności cieplnej $\lambda \to \infty$, masie m i cieple właściwym c. Wymiana ciepła z otoczeniem zachodzi wyłącznie drogą wnikania przez powierzchnię zewnętrzną F czujnika. Pojemność cieplna $C_T = m \cdot c$ czujnika jest pomijalnie mała, w stosunku do pojemności cieplnej ośrodka badanego. Jeżeli temperatura ośrodka, w którym zanurzony jest czujnik zmieni się gwałtownie, z wartości T_o do wartości T_x, to odpowiedź czujnika $y = T/t/$ opisuje równanie różniczkowe. Równanie to wyznacza się z bilansu energii w stanie przejściowym. Ciepło dQ dopływające do czujnika z otoczenia, w czasie dt wynosi

$$dQ = \alpha F/T_x - T/\, dt \qquad /50/$$

gdzie:

α - współczynnik przejmowania ciepła między czujnikiem a ośrodkiem badanym /przyjęto $\alpha = const$/ $\left[W/m^2 \cdot {}^\circ C\right]$.

Ilość ciepła zaakumulowana przez czujnik wyraża się zależnością

$$dQ = m \cdot c \cdot dT \qquad /51/$$

Porównując wzory /50/ i /51/ otrzymamy zależność

$$\alpha \cdot F/T_x - T/\, dt = m \cdot c \cdot dT \qquad /52/.$$

Po uporządkowaniu otrzymamy

$$\frac{m \cdot c}{\alpha F} \frac{dT}{dt} + T = T_x \qquad /53/$$

$$\tau \dot{T} + T = T_x \qquad /54/$$

W rozpatrywanych warunkach, stała czasowa τ czujnika idealnego wynosi

$$\tau = \frac{m \cdot c}{\alpha F} \qquad /55/$$

Równanie /53/ można zapisać w formie

$$\frac{dT}{T_x - T} = \frac{dt}{\tau} \qquad /56/$$

Całkując to równanie obustronnie, otrzymamy odpowiedź czujnika idealnego na wymuszenie skokowe

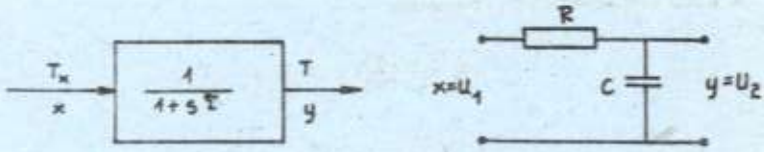
$$T = /T_x - T_o/ /1 - e^{-\frac{t}{\tau}}/ + T_o \qquad /57/$$

Po dokonaniu transformacji Laplace'a obu stron równania /54/ możemy wyznaczyć transmitancję operatorową czujnika

$$G/s/ = \frac{1}{1 + s \cdot \tau} \qquad /58/$$

Tak więc czujnik idealny stanowi człon inercyjny o stałej τ. Zachowuje się podobnie jak szeregowe połączenie opornika i kondensatora /rys. 22/. Pojemności cieplnej termometru $C_T = c \, m \left[\frac{W \cdot s}{K}\right]$ odpowiada pojemność elektryczna C, a oporności cieplnej $R_T = \frac{1}{\alpha F} \left[\frac{K}{W}\right]$ odpowiada rezystancja elektryczna R.

Właściwości rzeczywistych czujników temperatury odbiegają znacznie od właściwości czujnika idealnego, głównie ze względu na stosowane konstrukcje i materiały $\lambda \neq \infty$, zmienność wartości współczynnika przejmowania ciepła α i stałej czasowej τ nie tylko z temperaturą, ale również z chwilową różnicą temperatur czujnika i ośrodka.



Rys. 22. Analog elektryczny idealnego czujnika temperatury

Model czujnika idealnego dobrze opisuje właściwości dynamiczne czujników temperatury bez osłon, takich jak termoelementy wykonane z cienkich drutów, niektóre czujniki rezystancyjne, a także termometry szklane.

Dokładny opis matematyczny właściwości dynamicznych rzeczywistych czujników temperatury /szczególnie z osłonami/ prowadzi do skomplikowanych postaci rozwiązań i małej przydatności praktycznej. Dlatego właściwości dynamiczne czujników temperatury, najczęściej bada się doświadczalnie, w warunkach zbliżonych do rzeczywistych warunków pracy czujników.

3.2. Odpowiedź idealnego czujnika temperatury na skok prędkości

Poznanie zachowania się czujnika temperatury, pod wpływem skoku prędkości, pozwala, między innymi, ustalić dopuszczalną szybkość narastania temperatury obiektu, przy wyznaczaniu charakterystyk statycznych czujników temperatury. Znane powinny być parametry dynamiczne, badanych czujników oraz założona dopuszczalna wartość błędu dynamicznego.

Odpowiedź na wymuszenie typu $x = a\,t\ 1/t/$, które ma transformatę Laplace'a $X/s/ = a/s^2$, można wyznaczyć z równań

$$Y/s/ = X/s/\ G/s/ = \frac{1}{1 + s\tau}\ \frac{a}{s^2} \qquad /59/$$

Po dokonaniu transformacji odwrotnej, otrzymuje się

$$y/t/ = a\,t - a\tau\ /1 - e^{-\frac{t}{\tau}}/ \qquad /60/$$

Równanie stanu ustalonego, dla dostatecznie dużego t, ma postać

$$\lim_{t\to\infty} y/t/ = a/t - \tau/ \qquad /61/$$

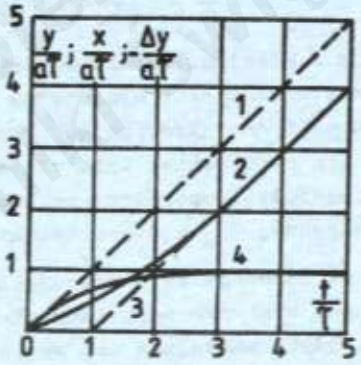
Błąd dynamiczny wynosi

$$\Delta y/t/ = y/t/ - x/t/ = at - a\tau\,/1 - e^{-\frac{t}{\tau}}/ - at =$$

$$= a\,/e^{\frac{t}{\tau}} - 1/ \qquad /62/$$

Pierwszy człon wyrażenia /62/ zanika, tym prędzej im mniejsza jest stała czasowa τ. W chwili $t = \tau$, wartość jego wynosi $a\tau^{-1} = a\tau\,/3$. Drugi człon wyrażenia na błąd pomiaru nie zanika z upływem czasu. Jego wartość zależy od $x = a$ i od stałej τ. Jest to błąd ustalony, o charakterze dynamicznym, którego wartość nie zależy od właściwości układu w stanie statycznym.

Z powodu istnienia dynamicznego błędu ustalonego, czujnik wskazuje wartość wielkości mierzonej, która miała miejsce w chwili $t = -\tau$, czyli pomiar jest opóźniony o czas τ, względem zjawiska. Na rys. 23 przedstawiono przebieg odpowiedzi i przebieg błędu dynamicznego, dla wielkości bezwymiarowych.



Rys. 23. Odpowiedź idealnego czujnika temperatury na skok prędkości i przebieg błędu dynamicznego
1 - wymuszenie $x/a\tau = t/\tau$, 2 - odpowiedź $y/a\tau = \frac{t}{\tau} - \left(1-e^{-t/\tau}\right)$
3 - asymptota przebiegu odpowiedzi $y/a\tau = t/\tau - 1$,
4 - błąd dynamiczny $\frac{\Delta y}{a\tau} = e^{-t/\tau} - 1$

3.3. Doświadczalne wyznaczanie właściwości dynamicznych czujników temperatury

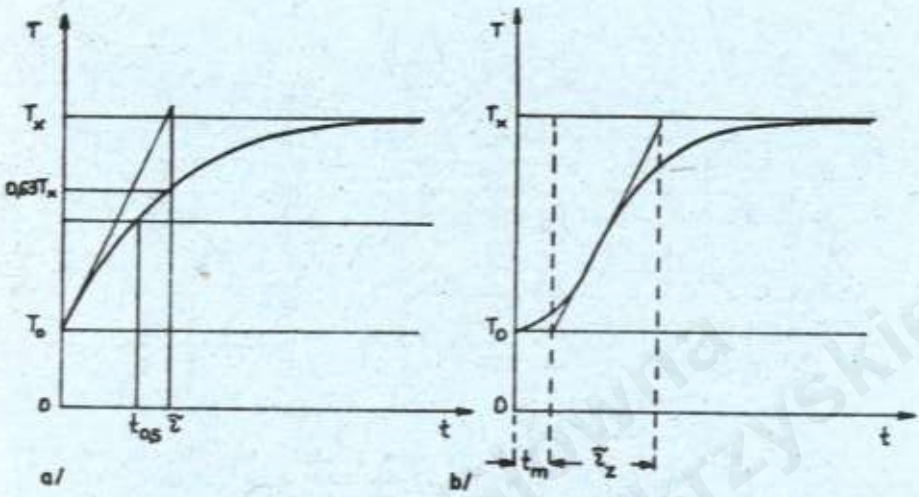
Właściwości dynamiczne czujników temperatury bada się najczęściej przez doświadczalne wyznaczanie odpowiedzi na wymuszenie skokowe lub impulsowe, w warunkach i przy temperaturze, w jakiej badany czujnik będzie stosowany. Te dwa wymuszenia standardowe, skok jednostkowy i impuls jednostkowy są w dziedzinie temperatur najłatwiejsze do praktycznej realizacji.

Na rys. 24 przedstawiono odpowiedzi skokowe czujników temperatury oraz sposoby określania wskaźników charakteryzujących odpowiedź skokową. Stałą czasową τ czujnika idealnego można określić jako podstyczną w dowolnym punkcie lub jako czas, po którym wartość $T = 0{,}632\ T_x$. Można ją również wyznaczyć przez pomiar czasu połówkowego $t_{0,5}$, po upływie którego odpowiedź skokowa osiągnie połowę ustalonej wartości. Stałą czasową znajdujemy wówczas z wzoru

$$\tau = \frac{t_{0,5}}{\ln 2} = \frac{t_{0,5}}{0{,}693} \qquad /63/$$

Nie zawsze podaje się pełną charakterystykę dynamiczną czujnika. Często opisuje się właściwości dynamiczne czujników za pomocą wskaźników liczbowych, charakteryzujących pewne cechy czujników i umożliwiających ich porównanie. Opis właściwości dynamicznych, rzeczywistych czujników temperatury, przedstawia się za pomocą stałej czasowej zastępczej τ_z i czasu opóźnienia zastępczego t_m.

Wskaźniki te definiowane są następująco: Stała czasowa τ_z jest to przedział czasu, w którym odpowiedź skokowa osiągnęłaby swą wartość końcową, gdyby zmieniała się ze stałą prędkością równą maksymalnej prędkości zmian odpowiedzi skokowej /rys. 24b/. Czas opóźnienia zastępczego t_m jest przedziałem czasu, pomiędzy chwilą podania wymuszenia skokowego a chwilą początkową przedziału odpowiadającego stałej czasowej zastępczej, to jest chwilą wyznaczoną przez przecięcie się z osią czasu stycznej do odpowiedzi skokowej, w punkcie odpowiadającym maksymalnej prędkości zmian tej odpowiedzi /rys. 24b/. Są używane jeszcze inne wskaźniki liczbowe opisujące właściwości dynamiczne czujników temperatury [5].



Rys. 24. Odpowiedzi na skok jednostkowy czujników temperatury a/ idealnego, b/ rzeczywistego

Często w praktyce czujniki rzeczywiste opisuje się jako układ dwu szeregowo połączonych, wstecznie na siebie nie oddziaływujących, członów inercyjnych pierwszego rzędu o transmitancji

$$G/s/ = \frac{1}{/1 + s\tau_1/\ /1 + s\tau_2/} \qquad /64/$$

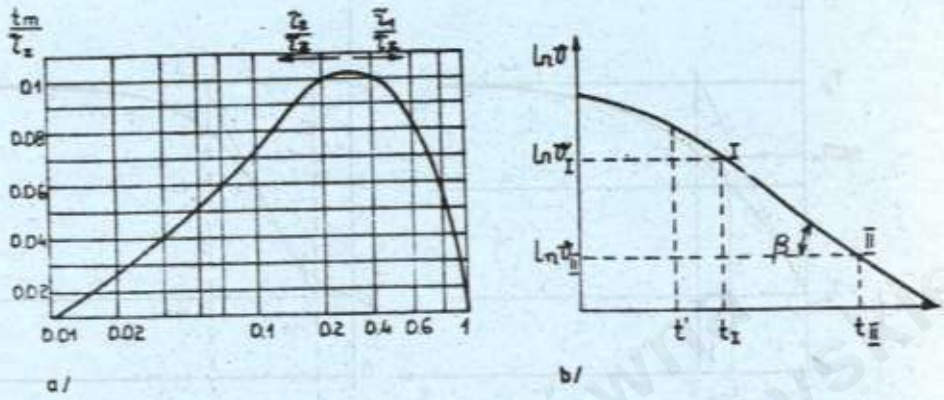
gdzie:

τ_1, τ_2 - zastępcze stałe czasowe.

Odpowiedź na skok jednostkowy takiego czujnika ma postać

$$T = T_x \left[1 - \frac{\tau_1 e^{-\frac{t}{\tau}} - \tau_2 e^{-\frac{t}{\tau}}}{\tau_1 - \tau_2} \right] \qquad /65/$$

Wartości zastępczych stałych czasowych τ_1 i τ_2 wyznaczyć można z wykresu /rys. 25a/ gdy znany jest stosunek wyznaczonych doświadczalnie wartości stałej zastępczej τ_z i czasu opóźnienia zastępczego t_m.



Rys. 25. Wykresy do wyznaczania stałych czasowych: a/ z równania, b/ w metodzie Kandratiewa

Odpowiedź na skok jednostkowy z temperatury T_o do T_x, rzeczywistego termometru /zanurzonego w ośrodku płynnym/, można opisać wyrażeniem /metoda Kondratiewa/

$$\Theta = 1 - \sum_{n=1}^{\infty} A_n e^{-\frac{t}{\tau_n}} \qquad /66/$$

gdzie:

Θ - względna zmiana temperatury $\Theta = \dfrac{T - T_o}{T_x - T_o}$,

A_n - stałe zależne od właściwości materiału czujnika i jego konstrukcji,

τ_n - stałe czasowe spełniające nierówności $T_1 > T_2 > T_3 \ldots$

Modelem czujnika temperatury jest w metodzie Kondratiewa układ inercyjny n-tego rzędu o przepustowości

$$G(s) = \frac{1}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2) \ldots (1 + s\tau_n)} \qquad /67/$$

Stałe czasowe $\tau_1 \ldots \tau_2$ wyznacza się następująco: zarejestrowaną w danych warunkach odpowiedź czujnika, na skok jednostkowy, wy-

kreśla się w postaci $V(t)$ w półlogarytmicznym układzie współrzędnych /rys. 25b/. Uzyskaną krzywą aproksymuje się na końcowym odcinku linią prostą. Na tym odcinku wpływ największej stałej czasowej jest dominujący i przyjmuje się, że nachylenie tej prostej równe jest stałej czasowej τ_1.

Dla odcinka prostoliniowego $t > t'$ można zapisać

$$V = A_n e^{-\frac{t}{\tau_1}} \qquad \text{lub} \qquad \ln V = \ln A_n - \frac{t}{\tau_1} \qquad /68/$$

a więc

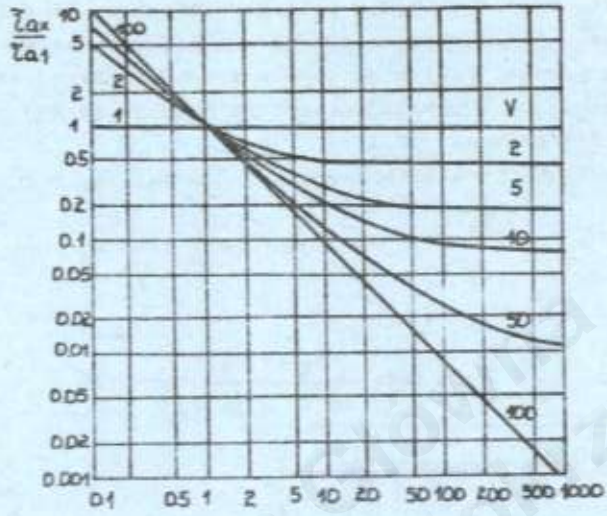
$$\tau_1 = \operatorname{tg}\beta = \frac{t_{II} - t_I}{\ln V_I - \ln V_{II}} \qquad /69/$$

Natomiast współczynnik A_1 wynosi

$$A_1 = V_I \cdot e^{/\frac{t_I}{\tau_1}/} \qquad /70/$$

Następnie wyznacza się różnicę $V - A_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}}$ i konstruuje wykres $\ln /V - A_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}}/$. Wykreślona krzywa zawiera odcinek prostoliniowy, z którego jak poprzednio wyznacza się stałą czasową τ_2. W taki sposób można wyznaczyć stałe czasowe τ_3 a nawet τ_4.

Właściwości dynamiczne czujników temperatury zależą w znacznej mierze od ośrodka, w którym pracują. Powodowane jest to zmianą współczynnika α. Lieneweg opracował nomogram umożliwiający obliczenie parametrów dynamicznych czujnika, dla danego ośrodka o współczynniku α_x, gdy znane są charakterystyki dynamiczne czujnika w dwu różnych ośrodkach o znanych wartościach współczynników α. Nomogram stanowi rodzinę krzywych $v = f\left(\frac{\tau_{ax}}{\tau}; \frac{\alpha_x}{\alpha_1}\right)$, rys. 26. Pomiary czujnika przeprowadza się najczęściej w powietrzu i w wodzie. Z wyznaczonych charakterystyk dynamicznych znajduje się w obu ośrodkach na przykład stałe czasowe τ_p i τ_w.



Rys. 26. Wykres parametru charakterystycznego $v = f/\frac{\tau_{ax}}{\tau_{a1}}, \frac{\alpha_x}{\alpha_1}/$

Parametr charakterystyczny v badanego czujnika wyznacza się z nomogramu znając stosunek stałych czasowych $\frac{\tau_w}{\tau_p}$ oraz stosunek współczynników $\frac{\alpha_w}{\alpha_p}$. Posługując się tym samym nomogramem, gdy znany jest współczynnik α_x, można ze stosunku $\frac{\alpha_x}{\alpha_p}$ i wartości v określić stosunek $\frac{\tau_x}{\tau_p}$, a więc i poszukiwaną wartość stałej czasowej w warunkach pracy.

3.3. Błędy dynamiczne w pomiarach temperatury

Dla pomiarów ośrodków o stałej temperaturze właściwości dynamiczne czujnika tempratury decydują o czasie trwania pomiaru. Dla czujnika idealnego względny błąd pomiaru wynosi

$$\delta = \frac{T - T_x}{T_x} = - e^{-\frac{t}{\tau}} \qquad /71/$$

Im później dokonuje się pomiaru temperatury czujnika od chwili umieszczenia go w badanym ośrodku, tym mniejszy jest błąd względny pomiaru. Błąd mniejszy niż 1% osiąga się po czasie 4,6 τ, a mniejszy niż 0,1% po czasie 6,9 τ. Właściwości dynamiczne czujnika mają decydujący wpływ na dokładność pomiarów temperatur zmiennych w czasie. Dla czujnika idealnego moduł i argument transmitancji widmowej określonej z zależności /58/ wynosi

$$G(\omega) = \frac{T_m}{T_{xm}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \qquad /72/$$

$$\varphi(\omega) = - \operatorname{arc\,tg}(\omega\tau) \qquad /73/$$

Tak więc przy sinusoidalnej zmianie temperatury ośrodka o amplitudzie zmian T_{xm} amplituda zmian temperatury czujnika T_m wynosi

$$T_m = T_{xm} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \qquad /74/$$

a opóźnienie

$$t_m = \frac{\operatorname{arc\,tg}(\omega\tau)}{\omega} \qquad /75/$$

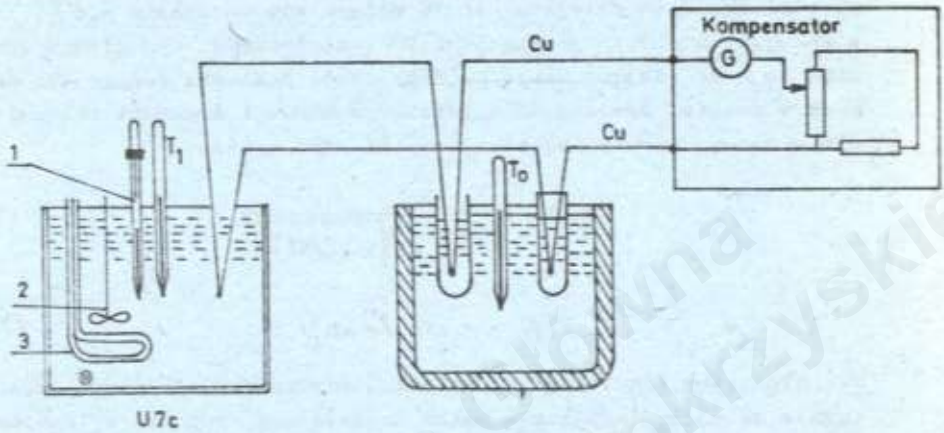
Z równań /74/ i /75/ wynika, że czujnik idealny przenosi wiernie zmiany temperatury, dla których spełniony jest warunek $\omega \ll 1$.

4. Pomiary

1. Wyznaczyć charakterystyki temperaturowe termoelementów.

Należy wyznaczyć charakterystyki temperaturowe termoelementów miedź - konstantan i żelazo - konstantan, w zakresie temperatur od + 20 do + 100°C. Badane termoelementy umieścić w oleju transformatorowym, wypełniającym zbiornik termostatu cieczowego U7C. Temperaturę oleju zmienia się w zakresie od temperatury otoczenia do + 100°C. Szybkość narastania temperatury można regulować w przedziale 0 ÷ 3°C/min. Nastawić wybraną szybkość narastania temperatury oleju i nie zmieniać jej wartości podczas pomiarów. Zmierzyć nastawioną szybkość narastania temperatury, 2 ÷ 3 -krotnie w czasie pomiarów.

Wartość temperatury oleju /odpowiadającej temperaturze spoin pomiarowych termoelementów/ mierzy się termometrem rtęciowym.



Rys. 27. Układ do wyznaczania charakterystyk temperaturowych termoelementów. 1 - termometr kontaktowy, 2 - mieszadło, 3 - grzejnik

Spoiny odniesienia termoelementów umieszczone są w termostacie o stałej temperaturze T_o, której wartość mierzy się również termometrem rtęciowym. Układ pomiarowy do wyznaczania charakterystyk temperaturowych termoelementów, w zakresie temperatur 20 ÷ 100°C, przedstawiono na rys. 27. Do pomiaru siły termoelektrycznej termoelementów stosuje się kompensator napięcia stałego typ ПП-63 klasy 0,05 oraz woltomierz cyfrowy V - 543.

Na podstawie otrzymanych wartości sił termoelektrycznych E_1 i odpowiadających im temperatur T_1 wykreślić charakterystyki $E_1 = f/T_1/$ przy T_o = const. Sprowadzić pomierzone charakterystyki termoelementów do charakterystyk $E = f/T_1/$, odpowiadające temperaturze odniesienia $T_o = T_{on} = 0°C$, przez wprowadzenie poprawek zgodnie z zależnością /38/. Porównać otrzymane charakterystyki badanych termoelementów z ich charakterystykami podanymi w tabeli 4. W przypadku istnienia niezgodności, wytłumaczyć przyczyny ich powstawania.

Tabela 4

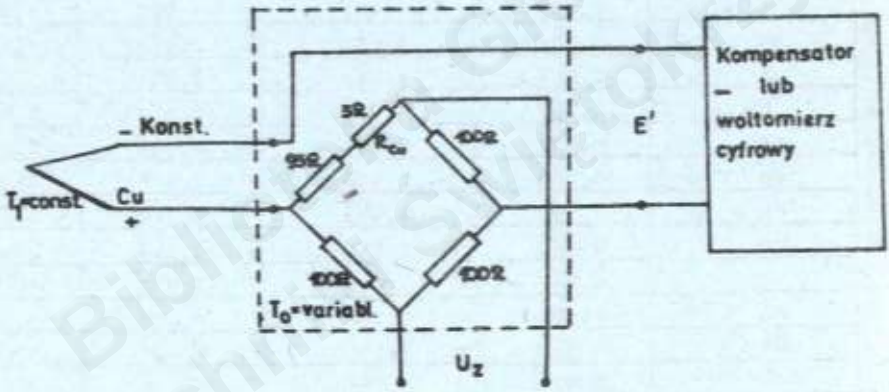
Charakterystyki termometryczne wybranych termoelementów PN-81/M-53854 /wyciąg/

Temperatura °C	E, mV			
	PtRh - Pt	NiCr - NiAl	Fe - konst.	Cu-konst.
1	2	3	4	5
0	0	0	0	0
10	0,055	0,397	0,507	0,391
15	0,084	0,597	0,762	0,589
20	0,113	0,798	1,019	0,789
25	0,142	1,000	1,277	0,992
30	0,173	1,203	1,536	1,196
35	0,203	1,407	1,797	1,403
40	0,235	1,611	2,058	1,611
45	0,266	1,817	2,321	1,822
50	0,299	2,022	2,585	2,035
55	0,331	2,229	2,849	2,250
60	0,365	2,436	3,115	2,467
65	0,398	2,643	3,381	2,687
70	0,432	2,850	3,649	2,908
75	0,467	3,058	3,917	3,131
80	0,502	3,266	4,186	3,357
85	0,537	3,473	4,455	3,584
90	0,573	3,681	4,725	3,813
95	0,609	3,888	4,996	4,044
100	0,645	4,095	5,268	4,277
150	1,029	6,137	8,008	6,702
200	1,440	8,137	10,777	9,286
250	1,873	10,151	13,553	12,011
300	2,323	12,207	16,325	14,860
400	3,260	16,395	21,846	20,869
500	4,234	20,640	27,388	
700	6,274	29,128	39,130	
900	8,448	37,325	51,875	
1100	10,754	45,108	63,777	

od. tabeli 4

1	2	3	4	5
1200	11,947	48,828	69,536	
1400	14,368			
1600	16,771			
1760	18,612			

2. Wyznaczyć pomiar skuteczności kompensacji zmian temperatury otoczenia. Dla termoelementu miedź - konstantan i układu kompensacyjnego o wartościach elementów jak na rys. 28, obliczyć napięcie zasilające mostek kompensacyjny U_z z zależności /43/.



Rys. 28. Układ do pomiaru skuteczności kompensacji zmian temperatury wolnych końców termoelementu

Spoinę pomiarową termoelementu umieścić w termostacie i utrzymywać stałą temperaturę T_1 = const. /na przykład $T_1 = 60^{\circ}C$/, natomiast mostek kompensacyjny i wolne końce termoelementu umieścić w suszarce o regulowanej temperaturze T_o - zmienne. Zmieniać temperaturę T_o w zakresie $20^{\circ}C \div 50^{\circ}C$. Pomiary napięcia E dokonać dla napięcia $U_z = U_{obl}$, $U_z = 1,5\ U_{obl}$ i $U_z = 0,5\ U_{obl}$.

3. Wyznaczyć charakterystyki temperaturowe czujnika rezystancyjnego platynowego. Pomiar charakterystyki czujnika PT 100 w zakresie 20°C ÷ 100°C, przeprowadza się umieszczając go w oleju transformatorowym, wypełniającym zbiornik termostatu U7C, podobnie jak w punkcie 3.1. Do pomiaru rezystancji czujnika zastosować woltomierz cyfrowy V - 543, który umożliwia pomiar rezystancji z dokładnością ± 0,1Ω w układzie dwuprzewodowym.

Na podstawie pomierzonych wartości rezystancji R_T i odpowiadających im temperatur wykreślić charakterystykę temperaturową czujnika. Porównać otrzymane charakterystyki z podanymi w tabeli 5. W przypadku stwierdzenia niezgodności, wytłumaczyć przyczyny powstania. Wyznaczyć nieliniowość badanego czujnika.

Tabela 5

Charakterystyki termometryczne termorezystorów Pt 100, Ni 100, Cu 100, PN-83/M53852 /wyciąg/

Temperatura °C	Rezystancja		
	Pt 100	Ni 100	Cu 100
1	2	3	4
0	100,00	100,00	100,00
5	101,95	102,77	102,13
10	103,90	105,56	104,26
15	105,85	108,39	106,39
20	107,79	111,25	108,52
25	109,73	114,14	110,65
30	111,67	117,07	112,78
35	113,61	120,02	114,91
40	115,54	123,01	117,04
45	117,45	126,03	119,17
50	119,40	129,09	121,30
55	121,32	132,18	123,43
60	123,24	135,30	125,56
65	125,16	138,47	127,69
70	127,07	141,67	129,82
75	128,98	144,91	131,95
80	130,89	148,19	134,02
85	132,80	151,50	136,64
90	134,70	154,86	138,34

cd. tabeli 5

1	2	3	4
95	136,60	158,27	140,47
100	138,88	161,71	142,60
150	157,31	198,71	163,90
180	168,46	223,10	176,68
200	175,84		
300	212,02		
400	247,04		
500	280,90		
600	313,59		
700	345,13		
800	377,51		
850	390,26		
- 200	15,49		
- 100	80,25		
- 60	76,33	69,51	
- 40	84,27	70,06	82,96
- 20	92,16	89,26	91,48
- 10	96,09	94,56	95,74

4. Przeprowadzic wzorcowanie termometru rezystancyjnego w układzie ilorazowym. Badany termometr z czujnikiem platynowym PT 100 pracuje w układzie ja na rys.6a. Przed podłączeniem czujnika PT 100 do miernika termometru należy:

a. Włączyć w miejsce czujnika R_T rezystor kontrolny R_k.

b. Włączyć napięcie zasilające i porównać odczytane wskazanie na termometrze, z wartością T_K podaną na rezystorze kontrolnym. Gdy wskazanie termometru jest większe niż wartość temperatury T_K, należy zmniejszyć rezystancję R_w rezystora wyrównawczego tak, by termometr wskazywał wartość T_k.

c. Odłączyć rezystor kontrolny i podłączyć czujnik PT 100. Umieścić czujnik PT 100 w termostacie U7C. Jako termometr kontrolny stosować termometr rtęciowy termostatu. Wzorcowanie przeprowa-

dzić dla ocyfrowanych punktów termometru w zakresie 20°C ÷ 100°C. Na podstawie pomiarów sporządzić wykres poprawek termometru.

5. Wyznaczyć charakterystyki temperaturowe termistora. Pomiar charakterystyki temperaturowej termistora przeprowadza się w zakresie temperatur 20°C ÷ 100°C, po umieszczeniu termistora w kąpieli z oleju, w termostacie U7C, podobnie jak w punkcie 4.3. Rezystancję termistora mierzyć metodą techniczną, w układzie dwuprzewodowym, wykorzystując cyfrowy miernik rezystancji.

Na podstawie pomierzonych wartości rezystancji R_T i odpowiadających im temperatur T wykreślić zależności $R_T = f(T)$, a następnie $\log R_T = f(\frac{1}{T})$, gdzie T - temperatura bezwzględna.

Aproksymując wykres $\log R_T = f(\frac{1}{T})$ zależnością liniową /11/, wyznaczyć wartość stałej materiałowej termistora B. Z zależności /15/ wyznaczyć wartość stałej A, a ze wzoru /10/, wartość współczynnika temperaturowego rezystancji termistora.

6. Wyznaczyć stałe czasowe czujników temperatury. Właściwości dynamiczne badanych czujników temperatury określa się na podstawie odpowiedzi tych czujników, na jednostkowy skok temperatury. Jednostkowy skok temperatury realizuje się przenosząc badany czujnik z temperatury otoczenia, do termostatu o temperaturze 70°C. Należy zarejestrować odpowiedzi na skok jednostkowy następujących czujników. termoelementu Cu - Konst. bez obudowy i w obudowie, termistorowego w obudowie i rezystancyjnego PT-100 w obudowie. Jak przyrząd rejestrujący wykorzystać rejestrator x - t typ KB 5504/I. Na podstawie zarejestrowanych charakterystyk dynamicznych wyznaczyć stałe czasowe, metodami podanymi w punkcie 3.2.

Oszacować wartość dynamicznego błędu ustalonego, powstałego podczas wyznaczania charakterystyk temperaturowych, badanych czujników temperatury.

Zarejestrować odpowiedź na skok jednostkowy w powietrzu czujnika rezystancyjnego PT-100. Jednostkowy skok temperatury zrealizować przez przeniesienie czujnika z temperatury otoczenia do suszarki nagrzanej do 70°C. Wykorzystując nomogram Lienewego wyznaczyć stałą czasową czujnika rezystancyjnego $PT_{\gamma}100$ dla wody. Przyjąć wartości współczynników przejmowania ciepła α w $W/m^2 \cdot deg$, dla

badanego czujnika PT-100 w oleju $\alpha_o = 36$ i w powietrzu $\alpha_p = 12{,}5$ przy prędkości przepływu $v = 0$.

L i t e r a t u r a

1. NAGEL H.: Miernictwo wielkości nieelektrycznych metodami elektrycznymi. Wyd. Politechniki Śląskiej, Gliwice 1975
2. RUŻNA E.: Termometry termistorowe. Warszawa: PWN 1967
3. ŁAPIŃSKI M.: Pomiary elektryczne i elektroniczne wielkości nieelektrycznych. Warszawa: WNT 1974
4. MICHALSKI L., ECKERSDORF K.: Pomiary temperatury. Warszawa: WNT 1969
5. ROMER E.: Miernictwo przemysłowe. Warszawa: PWN 1970
6. ROMER Z.: Przemysłowe pomiary temperatury. Wyd. Politechniki Śląskiej, Gliwice 1967
7. WIŚNIEWSKI S.: Pomiary temperatury w badaniach silników i urządzeń cieplnych. Warszawa: WNT 1983

Biblioteka Głównej Politechniki Świętokrzyskiej