

Józef STANCLIK



**ELEMENTY BIERNE
I
PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE**

**KARKONOSKIE TOWARZYSTWO NAUKOWE
KOLEGIUM KARKONOSKIE**

JELENIA GÓRA 2005

KARKONOSKIE TOWARZYSTWO NAUKOWE

KOLEGIUM KARKONOSKIE
(Państwowa Wyższa Szkoła Zawodowa)
w Jeleniej Górze



ELEMENTY BIERNE
I
PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE

Skrypt dla studentów Instytutu Techniki
Kolegium Karkonoskiego

Opracował **dr inż. Józef STANCLIK**

Jelenia Góra 2005

PRZEWODNICZĄCY
RADY PROGRAMOWO - WYDAWNICZEJ

dr hab. Henryk GRADKOWSKI

RECENZENT

dr hab. inż. Andrzej FRANCIK



59839

*Niniejsze wydawnictwo można nabyć w Bibliotece Uczelnianej
Kolegium Karkonoskiego w Jeleniej Górze
ul. Lwówecka 18 tel. (075) 6453352*

Druk i oprawa: INTROLIGATORSWO – MAŁA POLIGRAFIA
58-503 Jelenia Góra ul. Podchorążych 1/6
tel. (075) 6474006 tel. kom. 0501 181576

Spis treści

Wstęp		str. 2
Ćw. 1	Elementy rezystancyjne	str. 3
Ćw. 2	Kondensatory	str. 23
Ćw. 3	Elementy indukcyjne	str. 40
Ćw. 4	Transformatory telekomunikacyjne	str. 60
Ćw. 5	Transformatory sieciowe	str. 76
Ćw. 6.	Chłodzenie elementów półprzewodnikowych	str. 86
Literatura		str. 100

Wstęp

W skład urządzeń elektronicznych i telekomunikacyjnych, tak analogowych jak i cyfrowych wchodzi obok aktywnych (wzmacniających) elementów półprzewodnikowych również elementy i podzespoły bierne. Ich właściwości mają znaczny wpływ na działanie urządzeń elektronicznych, a wiedza dotycząca elementów jest niezbędna do projektowania i konstruowania, naprawy oraz eksploatacji tych urządzeń.

Niniejsze opracowanie stanowi pomoc do przedmiotu "Elementy bierne i podzespoły elektroniczne", prowadzonego w formie wykładu i ćwiczeń laboratoryjnych dla studentów studiów inżynierskich, kierunku "Elektronika i telekomunikacja" w Kolegium Karkonoskim w Jeleniej Górze. Rozdziały, poświęcone kolejnym tematom, składają się ze wstępu teoretycznego, instrukcji wykonania odpowiednich pomiarów, oraz listy zagadnień powtórkowych, ułatwiających przygotowanie do kolokwii zaliczeniowych wykładu i kartkówki poprzedzających wykonanie ćwiczeń laboratoryjnych.

Wstępy teoretyczne mogą być uzupełnieniem wykładu, a ich celem jest przekazanie studentowi podstawowej wiedzy z zakresu parametrów techniczno-eksploatacyjnych, właściwości elektrycznych i sposobów modelowania wybranych elementów i podzespołów biernych. Wykonanie pomiarów w laboratorium ma na celu praktyczną weryfikację nabytych wiadomości teoretycznych i ugruntowanie umiejętności w zakresie wykonywania pomiarów (przyrządy, metody, dokładność pomiarów, itp.).

Ćwiczenia obejmują: pomiary rezystancji elementów rezystancyjnych, pojemności kondensatorów i indukcyjności elementów indukcyjnych w próbach losowych o znacznej liczebności i statystyczne opracowanie wyników, pomiary zależności impedancji tych elementów od częstotliwości, oraz identyfikację ich modeli elektrycznych. Mierzone są również właściwości transformatorów telekomunikacyjnych (w dziedzinie częstotliwości i czasu), właściwości transformatorów sieciowych (z obciążeniem i w stanie jałowym), oraz układy chłodzenia przyrządów półprzewodnikowych (pomiar pośredni temperatury złącza, obudowy i radiatora, i na tej podstawie wyznaczenie elementów cieplnego schematu zastępczego).

Uczestnictwo w zajęciach zapewni studentowi uzyskanie wiedzy i ukształtowanie świadomości, dotyczącej ograniczeń w możliwościach stosowania wybranych elementów biernych i podzespołów elektronicznych. Szczególna uwaga została poświęcona uwypukleniu różnic między właściwościami rzeczywistych elementów i podzespołów elektronicznych, a właściwościami ich idealizowanych modeli.

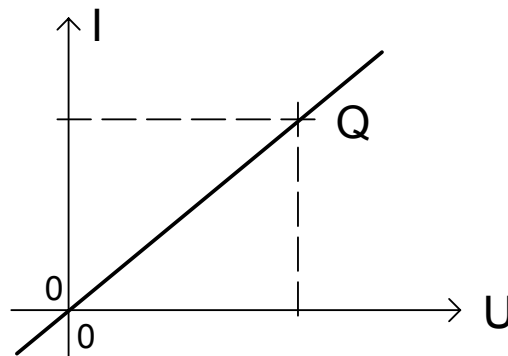
Ćwiczenie 1

ELEMENTY REZYSTANCYJNE

Celem ćwiczenia jest praktyczne poznanie właściwości rezystorów technicznych różnych typów, o różnej konstrukcji i przeznaczeniu. W ćwiczeniu są badane ich podstawowe parametry, a w szczególności jest mierzona rezystancja znamionowa i jej rozrzut, oraz zależność od temperatury. Wykonywane są pomiary zależności impedancji od częstotliwości i na tej podstawie są wyznaczane wartości elementów modelu elektrycznego rezystora.

1.1. Wprowadzenie

Idealny rezystor to element, którego właściwości są w pełni opisane przez charakterystykę we współrzędnych $u - i$ (napięcie - prąd). Charakterystyka rezystora liniowego jest prostą, przechodzącą przez początek układu współrzędnych (rys. 1.1)



Rys. 1.1. Charakterystyka prądowo-napięciowa rezystora liniowego

Spadek napięcia jest proporcjonalny do natężenia prądu:

$$U = R \cdot I \quad (1.1)$$

a współczynnik proporcjonalności R (nachylenie charakterystyki), zwany rezystancją (jego odwrotność $G = \frac{I}{U} = \frac{1}{R}$ jest konduktancją), w pełni opisuje właściwości rezystora.

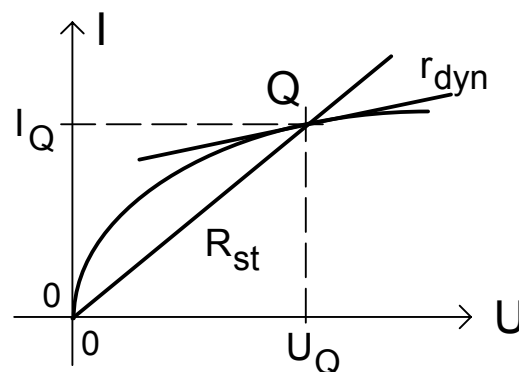
Jednostką podstawową rezystancji jest om [Ω] ($1 \Omega = 1 \text{ V/A}$), zaś jednostką konduktancji - simens [S] ($1 S = 1 \text{ A/V}$). Ze względu na szeroki zakres wartości spotykanych rezystancji stosowane są jednostki pochodne, zestawione w tabelicy 1.1.

Charakterystyka prądowo-napięciowa rezystora nieliniowego nie jest prostą przechodzącą przez początek układu współrzędnych. Właściwości rezystora nieliniowego opisuje się za pomocą rezystancji statycznej i dynamicznej. Przykład charakterystyki rezystora nieliniowego pokazano na rys. 1.2, zaś definicje rezystancji statycznej i dynamicznej są dane za pomocą wzorów (1.2) i (1.3).

Tablica 1.1. Jednostki pochodne

przedrostek	oznaczenie	mnożnik
eksa	E	10^{18}
peta	P	10^{15}
tera	T	10^{12}
giga	G	10^9
mega	M	10^6
kilo	k	10^3
hekto	h	10^2
deka	da	10
decy	d	10^{-1}
centy	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
mikro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
piko	p	10^{-12}
fremto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

Uwaga: można stosować tylko jeden przedrostek: np. $10^9 \Omega = 1 \text{ G}\Omega$ a nie $1 \text{ kM}\Omega$



Rys. 1.2. Charakterystyka prądowo-napięciowa rezystora nieliniowego

$$R_{st} = \frac{U_Q}{I_Q} = f(U_Q) \quad (1.2)$$

$$r_{dyn} = \left. \frac{dU}{dI} \right|_{U=U_Q} = f(U_Q), \text{ lub/i} \quad r_{dyn} = \left. \frac{dU}{dI} \right|_{I=I_Q} = f(I_Q) \quad (1.3)$$

Rezystancje: statyczna i dynamiczna są zależne od punktu pracy rezystora $Q = (U_Q, I_Q)$.

Rezystancja dynamiczna może być większa od statycznej (jak na rys. 1.2) lub mniejsza od statycznej (np. w przypadku diody półprzewodnikowej spolaryzowanej w kierunku przewodzenia). Istnieją rezystory nieliniowe, których rezystancja dynamiczna może

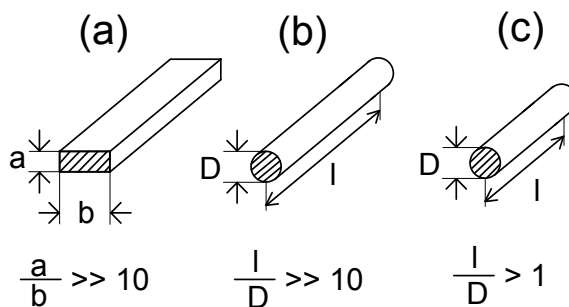
przyjmować wartości ujemne (w pewnych przedziałach napięcia lub prądu), np. diody: tunelowa lub Gunna.

Energia elektryczna, dostarczona do rezystora, jest w nim zamieniana w całości na ciepło, które powoduje przyrost jego temperatury. Zadaniem projektanta jest obliczenie rezystancji oraz wybór właściwego typu i parametrów rezystora (z katalogu), albo jego skonstruowanie (w układzie scalonym), w taki sposób, aby rezystor zachowywał, w przyjętych granicach, swoją podstawową cechę, rezystancję w określonym przedziale narażeń elektrycznych i klimatycznych.

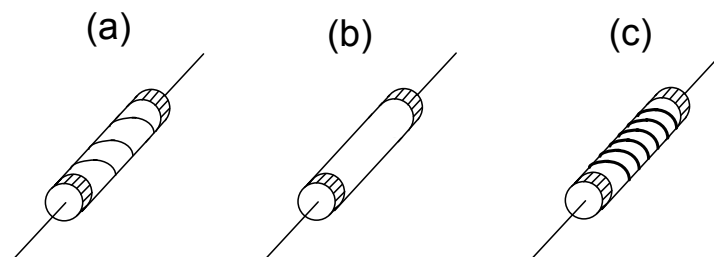
Rezystancja elementu rezystywnego dana jest wzorem:

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad (1.4)$$

gdzie: ρ - rezystywność właściwa materiału, l - długość, S - przekrój poprzeczny elementu rezystywnego. Rezystory są wykonywane jako stałe (z elementami rezystywnymi: warstwowymi, objętościowymi lub drutowymi - rys. 1.3), oraz zmienne (potencjometry i potencjometry montażowe). Konstrukcja rezystorów stałych do montażu przewlekanego jest pokazana na rys. 1.4, a do montażu powierzchniowego - na rys. 1.5, natomiast w tablicach 1.1 i 1.2 przytoczono wymiary geometryczne niektórych wykonań takich rezystorów.



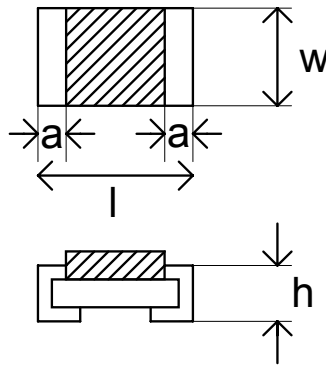
Rys. 1.3. Element rezystywny: (a) warstwowy, (b) drutowy, (c) objętościowy



Rys.1.4. Konstrukcja rezystorów do montażu przewlekanego:
(a) warstwowy, (b) objętościowy, (c) drutowy

Tablica 1.2. Wymiary rezystorów warstwowych typu MŁT

moc	Φ [mm]	l [mm]
0,125 W	2,3	6,0
0,5 W	4,2	10,8
1 W	6,6	13

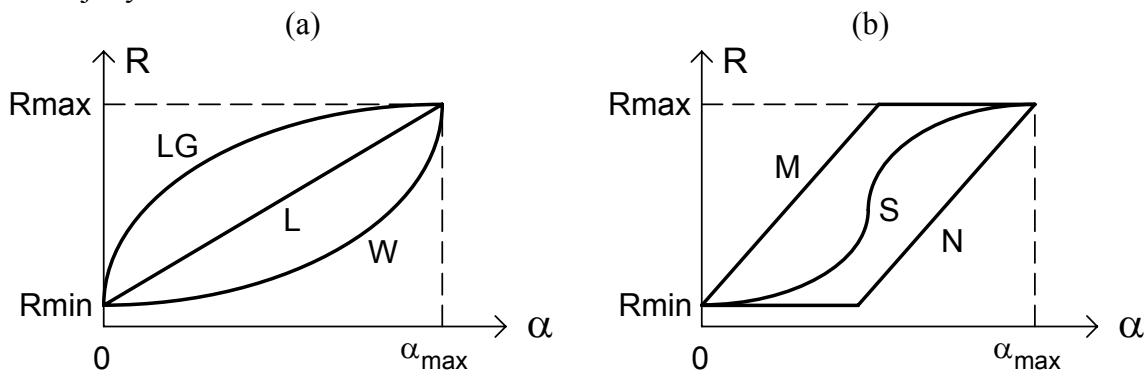


Rys. 1.5. Rezystor do montażu powierzchniowego

Tablica 1.3. Wymiary rezystorów do montażu powierzchniowego

typ	wymiary			
	l [mm]	w [mm]	h [mm]	a [mm]
0603 (100mW)	1,6	0,8	0,5	0,3
0805 (125mW)	2,0	1,25	0,45	0,4
1206 (250mW)	3,1	1,55	0,55	0,45

Zależność rezystancji rezystora zmiennego od kąta obrotu α może być funkcją: liniową, logarytmiczną, lub wykładniczą. We wzmacniaczach elektroakustycznych spotykane są również potencjometry o charakterystykach typu S, M i N. Zależności te ilustruje rys. 1.5.



Rys. 1.5. Charakterystyki rezystora zmiennego: (LG) logarytmiczna, (L) liniowa, (W) wykładnicza, (S) typu S, (M) typu M, (N) typu N

1.1.1. Parametry rezystorów:

Rezystory techniczne to elementy rzeczywiste, produkowane, dostępne w handlu jako elementy dyskretne, albo jako elementy układów scalonych. Cechują się one, oprócz rezystancji, wieloma innymi parametrami:

- 1) rezystancja znamionowa,
- 2) tolerancja,
- 3) moc znamionowa,
- 4) temperaturowy współczynnik rezystancji,
- 5) czasowy współczynnik rezystancji,
- 6) napięcia graniczne i rezystancja krytyczna,
- 7) szумы własne,
- 8) parametry resztkowe - elektryczny schemat zastępczy.

1.1.2. Rezystancja znamionowa i tolerancja

Rezystor jest znakowany kodem literowo-cyfrowym lub barwnym określającym wartość jego rezystancji znamionowej. W połączeniu z tolerancją ustalała ona granice przedziału, w którym jest zawarta rzeczywista rezystancja rezystora. Rezystancja znamionowa rezystorów przyjmuje zwykle wartości od ułamka oma do kilku megaomów, choć są spotykane wartości kilkudziesięciu miliomów jak i 1000 MΩ. Wartości znamionowe rezystorów technicznych tworzą postęp geometryczny, zaś stosunek kolejnych wartości (iloraz postępu) jest związany z tolerancją, określoną za pomocą wzoru (1.5).

$$\text{tolerancja} = \left| \frac{R - R_{zn}}{R_{zn}} \right|_{\max} \cdot 100\% \quad (1.5)$$

Rezystancje znamionowe produkowanych rezystorów tworzą t.zw. szeregi znormalizowane. W przypadku szeregu E6 iloraz postępu geometrycznego wynosi $\sqrt[6]{10} \approx 1,5$, w szeregu E12 - $\sqrt[12]{10} \approx 1,2$, itd.. Tolerancja obejmuje połowę odległości kolejnych liczb ciągu i wynosi +/-20 % dla szeregu E6, +/-10 % dla E12, itd.. Wartości szeregów E6, E12 i E24 podano w tablicy 1.4. Są spotykane również szeregi E48 (tolerancja +/-2 %), E96 (+/-1 %) i E192 (+/-0,5 %), a nawet rezystory o wybranych wartościach i tolerancjach do +/-0,001 % [13].

Do oznakowania wartości znamionowej rezystancji i tolerancji są stosowane najczęściej kody: literowo-cyfrowy, lub barwny. Kod literowo-cyfrowy to ciąg 3, 4 lub 5 znaków (2 cyfry i litera, 3 cyfry i litera lub 4 cyfry i litera) na oznaczenie wartości znamionowej, i dodatkowa litera określająca tolerancję. Przykłady oznakowania rezystancji znamionowej i tolerancji rezystorów podano w tablicach 1.5 i 1.6.

Tablica 1.4. Szeregi znormalizowane

szereg	E6	E12	E24
tolerancja	+/-20 %	+/-10 %	+/-5 %
	1,0	1,0	1,0
			1,1
		1,2	1,2
			1,3
	1,5	1,5	1,5
			1,6
		1,8	1,8
			2,0
	2,2	2,2	2,2
			2,4
		2,7	2,7
wartości			3,0
	3,3	3,3	3,3
			3,6
		3,9	3,9
			4,3
	4,7	4,7	4,7
			5,1
		5,6	5,6
			6,2
	6,8	6,8	6,8
			7,5
		8,2	8,2
			9,1

W przypadku kodu barwnego rezystor jest oznakowany paskami (kropkami) kolorowymi, których znaczenie podano w tablicy 1.7. Jako pierwszy pasek barwny odczytuje się ten, który znajduje się bliżej końcówki rezystora.

Tablica 1.5. Przykłady oznaczeń rezystancji znamionowej

wartość znamionowa	oznaczenie kodowe		tolerancja [%]	oznaczenie kodowe
0,15 Ω	R15		+/-20 %	M
1,5 Ω	1R5		+/-10 %	K
15 Ω	15R		+/-5 %	J
150 Ω	150R		+/-2 %	G
1,5 k Ω	1k5		+/-1 %	F
15 k Ω	15k			
150 k Ω	150k			
1,5 M Ω	1M5			
15 M Ω	15M			

Tablica 1.6. Przykłady oznaczeń tolerancji

Uwaga: 150 Ω może być oznaczane także jako K15 lub 150, 15 Ω może też być oznaczane jako 15, itd.

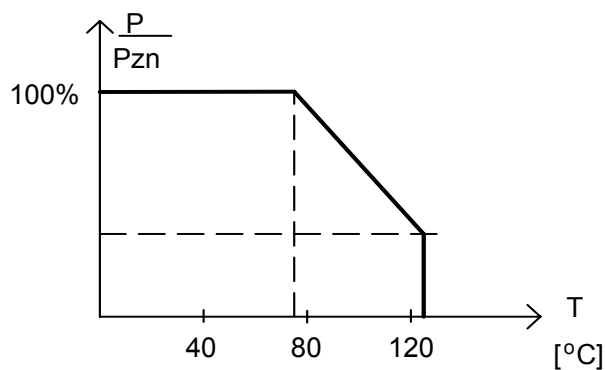
Tablica 1.7. Kod barwny

kolor	cyfra znacząca	współczynnik krotności	tolerancja [%]
czarny	0	1	–
brązowy	1	10	+/- 1 %
czerwony	2	10 ²	+/- 2 %
pomarańczowy	3	10 ³	–
żółty	4	10 ⁴	–
zielony	5	10 ⁵	+/- 0,5 %
niebieski	6	10 ⁶	+/- 0,25 %
fioletowy	7	10 ⁷	+/- 0,1 %
szary	8	10 ⁸	–
biały	9	10 ⁹	–
srebrny	–	10 ⁻²	+/- 10 %
złoty	–	10 ⁻¹	+/- 5 %
brak	–	–	+/- 20 %

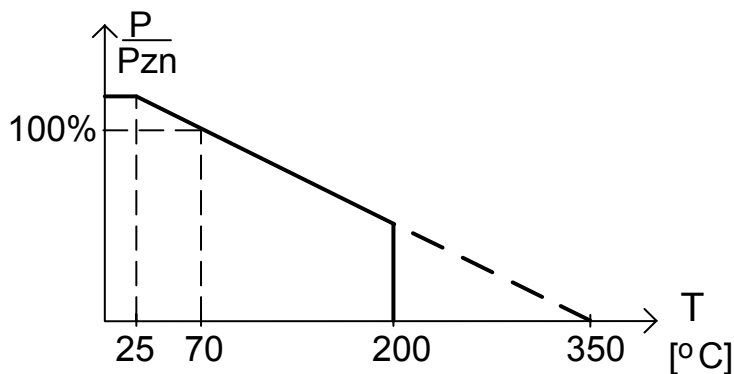
1.1.3. Moc znamionowa

Moc znamionowa P_{zn} to największa wartość mocy traconej w rezystorze przy pracy ciągłej w określonej temperaturze otoczenia (zwykle $+40\text{ }^{\circ}\text{C}$ lub $+70\text{ }^{\circ}\text{C}$). Przyrost temperatury jest największy w t.zw. gorącym punkcie (zwykle w połowie długości rezystora). Maksymalna wartość mocy zależy od dopuszczalnej temperatury rezystora, oraz warunków chłodzenia, a w szczególności od temperatury otoczenia. Maksymalna moc strat może być mniejsza od mocy znamionowej gdy temperatura otoczenia jest wysoka.

Moce znamionowe produkowanych rezystorów tworzą ciąg: 0,125 W; 0,25 W; 0,5 W; 1 W; 2 W. Są też spotykane: 0,05 W; 0,1 W; 0,2 W; ... 3 W; 5 W; 6 W; 8 W; 10 W; 12 W; 15 W; 20 W; 25 W; 50 W i więcej. Informacja katalogowa o mocy znamionowej może mieć formę wykresów pokazanych na rys. 1.6 i 1.7. W praktyce, ze względu na niezawodność, rezystory są obciążane mocą $0,1 \div 0,5$ mocy znamionowej.



Rys. 1.6. Dopuszczalna moc rezystora typu MŁT



Rys. 1.7. Dopuszczalna moc rezystora typu RDCO

1.1.4. Temperaturowy współczynnik rezystancji

Temperaturowy współczynnik rezystancji TWR określa względną zmianę rezystancji rezystora wywołaną jednostkową zmianą temperatury:

$$TWR = \frac{1}{R} \frac{\delta R}{\delta T} \quad (1.6)$$

Jego wartość jest podawana w $\%/^{\circ}\text{C}$ lub w $\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ (ppm - *parts per milion*, $1 \text{ ppm} = 1 \cdot 10^{-6}$). Temperaturowy współczynnik rezystancji przyjmuje typowe wartości od $\pm 1000 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ do $\pm 50 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$, czyli od $\pm 0,1 \%/^{\circ}\text{C}$ do $\pm 0,005 \%/^{\circ}\text{C}$.

Rezystancja opornika jest funkcją temperatury. Przybliżony opis tej zależności jest dany wzorem:

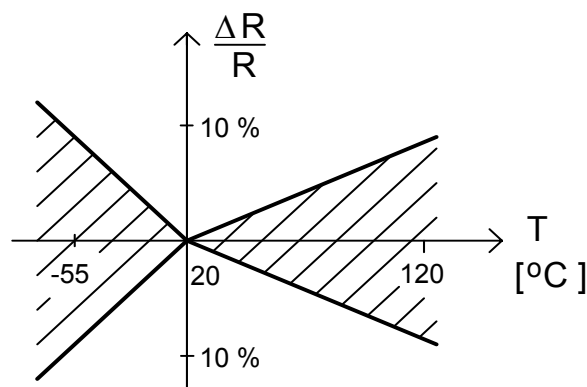
$$R(T) = R(T_0)[1 + TWR(T - T_0)] \quad (1.7)$$

gdzie T_0 - temperatura odniesienia, zwykle 20°C .

Wartość temperaturowego współczynnika rezystancji można wyznaczyć na podstawie dwóch pomiarów rezystancji w temperaturach $T_0 = 20^{\circ}\text{C}$ i $T = +125^{\circ}\text{C}$ lub -55°C .

$$TWR = \frac{R(T) - R(T_0)}{R(T_0)(T - T_0)} \quad (1.8)$$

Ze względu na rozrzut produkcyjny TWR danego opornika mieści się w przedziale określonym w danych katalogowych (np. pokazanym na rys. 1.8). Dla rezystora typu MŁT są to wartości: $TWR = \pm 700 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ dla temperatur wyższych od 20°C i $TWR = \pm 1200 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ dla temperatur niższych od 20°C .



Rys. 1.8. Obszar względnych zmian rezystancji opornika MŁT w funkcji temperatury

1.1.5. Stabilność czasowa rezystancji

Stabilność czasowa rezystancji jest określona przez czasowy współczynnik rezystancji CWR zdefiniowany jako względna zmiana rezystancji na jednostkę czasu:

$$CWR = \frac{R(t = 1000h) - R(t = 0)}{R(t = 0)} \quad (1.9)$$

(rezystor jest obciążony mocą znamionową i pracuje w określonej temperaturze $+40^{\circ}\text{C}$ lub $+70^{\circ}\text{C}$). Typowa wartość CWR to $10^{-2}/1000$ godz. (czyli $1 \%/1000$ godz.). Zmiana rezystancji jest wynikiem t.zw. starzenia rezystora, które przebiega tym szybciej, im wyższa jest temperatura jego gorącego punktu. Dlatego aby zwiększyć czasową stabilność rezystancji należy zapewnić pracę rezystora z mocą strat znacznie mniejszą od mocy

znamionowej. Zależność względnej zmiany rezystancji od czasu można oszacować na podstawie wzoru (1.10).

$$\left. \frac{\Delta R}{R} \right|_t = CWR \sqrt{\frac{t}{1000}} \quad (1.10)$$

1.1.6. Napięcie graniczne i rezystancja krytyczna

Napięcie graniczne U_{gr} to najwyższe napięcie (stałe lub szczytowe, zmienne) jakie może wystąpić między końcówkami rezystora nie powodując jego uszkodzenia lub niedopuszczalnych zmian parametrów. Po przekroczeniu tego napięcia może wystąpić przebicie elektryczne pomiędzy końcówkami rezystora. Gdy rezystancja znamionowa jest duża, napięcie graniczne ogranicza dopuszczalną moc strat poniżej mocy znamionowej. Istnieje taka rezystancja, przy której mocy znamionowej P_{zn} odpowiada napięcia graniczne. To rezystancja krytyczna:

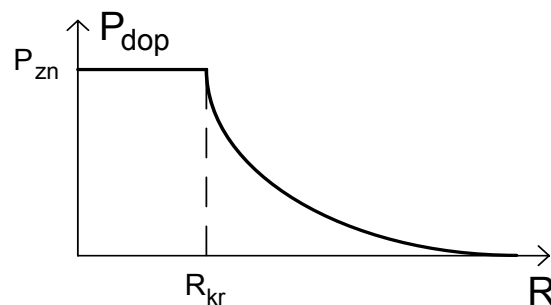
$$R_{kr} = \frac{U_{gr}^2}{P_{zn}} \quad (1.11)$$

Tak więc dopuszczalna moc strat jest dana zależnościami (1.12) lub (1.13).

$$P_{dop} = P_{zn} \quad \text{gdy} \quad R \leq R_{kr} \quad (1.12)$$

$$P_{dop} = \frac{U_{gr}^2}{R} \quad \text{gdy} \quad R > R_{kr} \quad (1.13)$$

Ilustruje to rysunek 1.9.



Rys. 1.9. Zależność dopuszczalnej mocy strat od rezystancji

1.1.7. Szumy rezystora

W każdym elemencie rezystancyjnym generowane są szumy ciepłne i strukturalne. Szumy ciepłne wynikają z ziarnistej natury prądu elektrycznego (z przypadkowych wahań wartości chwilowej natężenia prądu), zaś gęstość widmowa mocy szumów jest stała w funkcji częstotliwości (t.zw. szum "biały"). Wartość średnia, kwadratowa napięcia szumów ciepłnych rezystora jest dana wzorem:

$$\overline{|u_{sz}|^2} = 4kTR \cdot \Delta f \quad (1.14)$$

zaś wartość średnia, kwadratowa prądu szumów - wzorem:

$$\overline{|i_{sz}|^2} = 4kT \frac{1}{R} \cdot \Delta f \quad (1.15)$$

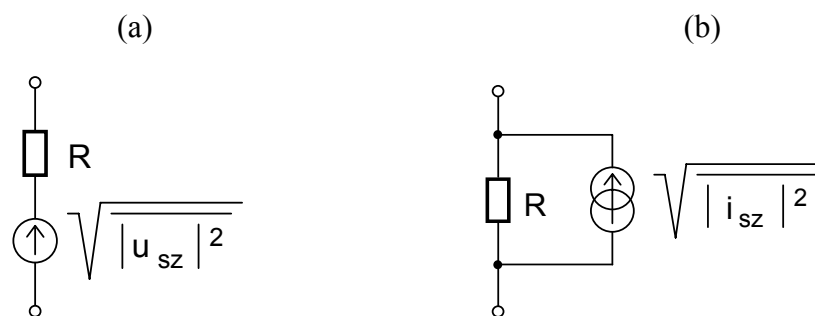
gdzie: k stała Boltzmana ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K), T - temperatura bezwzględna, R - rezystancja, Δf - szerokość pasma obserwacji. Napięcie szumów cieplnych rośnie proporcjonalnie do rezystancji, temperatury i szerokość pasma częstotliwości obserwacji.

Szumy strukturalne wynikają z przepływu strumienia elektronów przez niejednorodności struktury materiału rezystywnego. Zależą one od wartości prądu w rezystorze i maleją ze wzrostem częstotliwości

$$\overline{|i_{sz}|^2} \approx A \frac{\Delta f}{f} \quad (1.16)$$

stała A zależy od materiału, budowy i technologii produkcji rezystora.

Modele szumowe rezystora, zawierające rezystor idealny i źródła szumowe, pokazano na rys. 1.10.

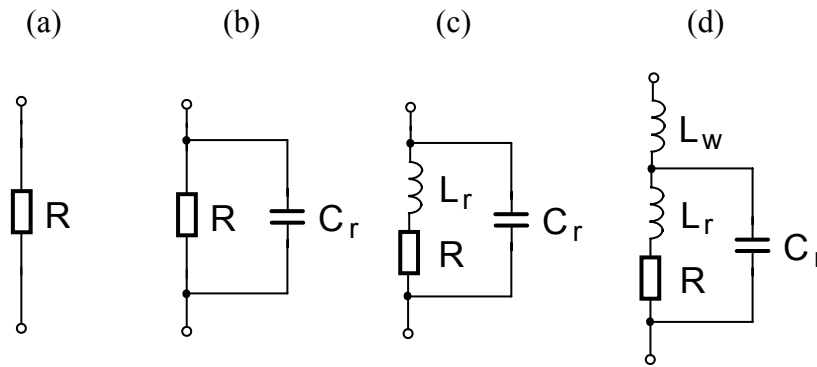


Rys. 1.10. Modele szumowe rezystora

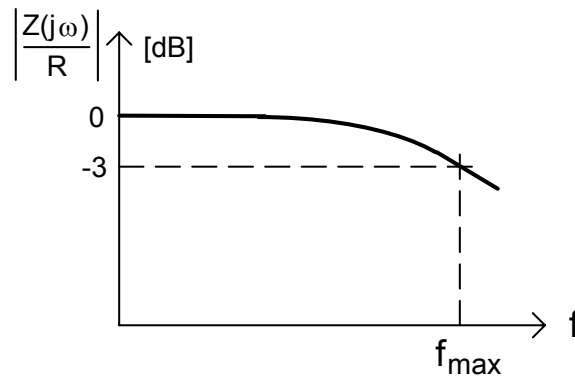
1.1.8. Parametry resztkowe rezystora

Praktycznie wykonany rezystor techniczny cechuje się pewną indukcyjnością (elementu rezystywnego i doprowadzeń) oraz pojemnością resztkową. Elektryczny schemat zastępczy (model) rezystora musi zatem uwzględniać oprócz rezystancji także te elementy. Na rysunku 1.11 pokazano elektryczne schematy zastępcze rezystorów o różnej konstrukcji, przeznaczone do zastosowań w rozmaitych zakresach częstotliwości.

Rezystory niedrutowe o rezystancjach mniejszych od $1 \text{ k}\Omega$ nie wykazują wpływu indukcyjności i pojemności do częstotliwości rzędu 1000 MHz i mogą być zastąpione modelem (a). Moduł impedancji rezystorów niedrutowych o większych rezystancjach zmniejsza się ze wzrostem częstotliwości (rys. 1.12). Takie właściwości ma model pokazany na rys. 1.11b. Wartość pojemności resztkowej wynosi typowo $C_r = 0,3 \div 0,5 \text{ pF}$.



Rys. 1.11. Elektryczne schematy zastępcze rezystora



Rys.1.12. Zależność unormowanej impedancji rezystora o modelu (b) od częstotliwości

Indukcyjność resztkowa L_r rezystorów objętościowych można oszacować na $6 \div 8$ nH na jeden cm długości rezystora [14]. W przypadku rezystorów warstwowych nacinanych, a szczególnie drutowych indukcyjność resztkowa może być znacznie większa. Zmniejszenie tej indukcyjności w rezystorach drutowych uzyskuje się w wyniku t.zw. bifilarnego nawijania drutu oporowego na korpusie rezystora (np. w rezystorach dekadowych). Rezystor drutowy bifilarny jest nawijany dwoma drutami ułożonymi blisko siebie i połączonymi tak, aby strumienie magnetyczne skojarzone z każdym z nich kompensowały się wzajemnie.

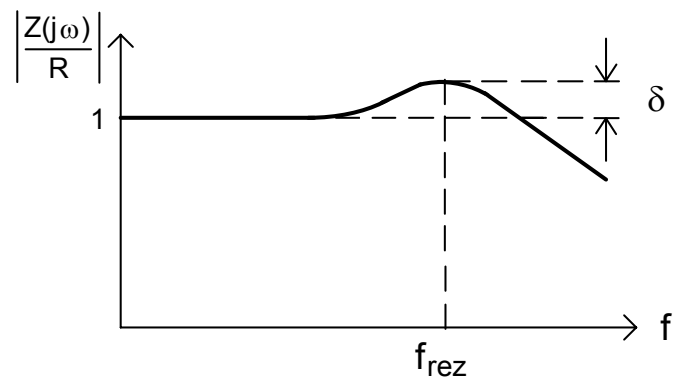
Model rezystora uwzględniający indukcyjność resztkową pokazano na rys. 1.11c i d, zaś zależność modułu impedancji takiego rezystora od częstotliwości - na rys. 1.13. Częstotliwość rezonansowa takiego modelu jest dana wzorem:

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (1.17)$$

zaś podbicie δ zależy od dobroci obwodu

$$Q = \frac{\omega L_r}{R} \quad (1.18)$$

(o wartości zwykle ułamkowej).



Rys.1.13. Zależność unormowanej impedancji rezystora o modelu (c) lub (d) od częstotliwości

Problem parametrów resztkowych i zakresu częstotliwości pracy jest mniej istotny dla rezystorów przeznaczonych do montażu powierzchniowego (SMD). Tam pojemności resztkowe są mniejsze, zaś indukcyjność resztkowa samego rezystora jest pomijalna w stosunku do indukcyjności ścieżek, do których jest dołączony rezystor.

1.1.9. Klasyfikacja rezystorów stałych

Rezystory stałe dzielą się na dyskretne i mikroelektroniczne (cienko- i grubowarstwowe oraz półprzewodnikowe). Rezystory dyskretne, to drutowe i niedrutowe: objętościowe (organiczne i nieorganiczne), oraz warstwowe (węglowe, tlenkowe, metalizowane, cermetowe i kompozycyjne). Porównanie właściwości rezystorów dyskretnych umożliwia tablica 1.8, w której przytoczono zestawienie ważniejszych ich parametrów [6].

Tablica 1.8. Zestawienie parametrów rezystorów dyskretnych

	węglowy	tlenkowy	metalizowany	cermetowy	kompozycyjny	objętościowy	drutowy
zakres rezystancji	$1\Omega \div 1M\Omega$	$10\Omega \div 1M\Omega$	$1\Omega \div 10M\Omega$	$10\Omega \div 10M\Omega$	$10k\Omega \div 1T\Omega$	$1\Omega \div 1M\Omega$	$0,1\Omega \div 1M\Omega$
moc znamionowa	$0,05 \div 2W$	do 6W	$0,125 \div 2W$	do 10W	do 1W	do 100W	do 100W
TWR [ppm/K]	$\pm 2000 \div \pm 200$	± 400	$\pm 1000 \div \pm 100$	$-2000 \div +500$	± 600	$\pm 6000 \pm 1000$	$\pm 80 \div \pm 50$
CWR [%/1000h]	0,1	0,1	0,1	0,02	1	1	± 2
temperat. max. [°C]	+125	+300	+155	+300	+85	+155	+300

1.1.10. Rezystory warstwowe

Rezystory warstwowe są stosowane w hybrydowych układach scalonych: cienko- i grubowarstwowych. Rezystancja rezystora o długości l , szerokości w i wysokości h , wykonanego z materiału o rezystywności właściwej ρ , wynosi:

$$R = \rho \frac{l}{w \cdot h} = \frac{\rho}{h} \frac{l}{w} \quad (1.19)$$

Grubość warstwy rezystywnej trudno jest mierzyć; łatwiej zmierzyć t.zw. rezystancję na kwadrat

$$R_{\square} = \frac{\rho}{h} \quad (1.20)$$

Rezystancja dowolnego rezystora wynosi

$$R = R_{\square} \frac{l}{w} = n R_{\square} \quad (1.21)$$

gdzie n jest liczbą kwadratów $\left(n = \frac{l}{w}\right)$.

Od powierzchni rezystora zależy jego dopuszczalna moc strat

$$P_u = P_{\square} \cdot l \cdot w \quad (1.22)$$

gdzie $P_{\square} = \frac{P_{\max}}{1\text{cm}^2}$.

Projektowanie rezystora warstwowego polega na określeniu wymiarów l i w gdy są zadane parametry materiałowe i technologiczne R_{\square} i P_{\square} [14]. Wymiary rezystora wynoszą

$$w = \sqrt{\frac{P_u R_{\square}}{P_{\square} R}} \quad , \quad l = w \frac{R}{R_{\square}} \quad (1.24)$$

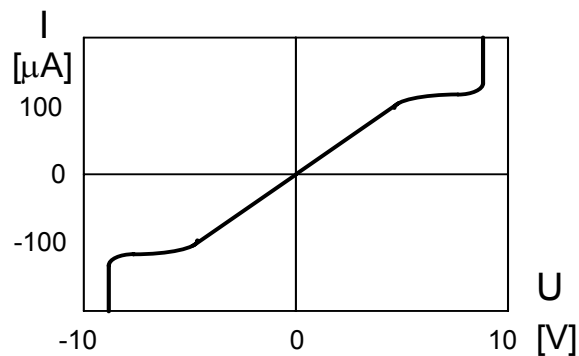
Gdy $l \gg w$ rezystor wykonuje się jako meandrowy.

Graniczna grubość warstwy rezystywnej wynosi $h = 2\mu\text{m}$ (gdy $h < 2\mu\text{m}$ - warstwa cienka, gdy $h > 2\mu\text{m}$ - warstwa gruba). W rezystorach cienkowarstwowych warstwa rezystywna $Ni-Cr$ jest naparowywana w próżni na podłoże ceramiczne i trawiona selektywnie. Uzyskuje się rezystancje od $5\ \Omega$ do $100\ \text{k}\Omega$, z tolerancjami od $\pm 10\%$ do $\pm 0,01\%$ (przy stosowaniu korekcji laserowej), o stosunkowo małych wartościach TWR i CWR .

Rezystor grubowarstwowy jest wytwarzany przez nanoszenie metodą sitodruku pasty oporowej na podłoże ceramiczne. Po wysuszeniu i wypaleniu uzyskuje się rezystory o wartościach rezystancji od $10\ \Omega$ do kilkudziesięciu $\text{M}\Omega$, o tolerancjach od $\pm 10\%$ do $\pm 1\%$ i współczynnikach TWR i CWR gorszych, niż w przypadku rezystorów cienkowarstwowych.

1.1.11. Rezystory monolitycznych układów scalonych

W półprzewodnikowych układach scalonych typowym rezystorem jest rezystor dyfuzyjny (wyjątkowo stosowane są rezystory objętościowe). Uzyskiwane są rezystancje z zakresu od 100Ω (50Ω) do $20 \text{ k}\Omega$ ($50 \text{ k}\Omega$), oraz tolerancje od $\pm 10\%$ do $\pm 25\%$ przy czym stosunki rezystancji mogą być utrzymane z błędem $\leq \pm 5\%$. Rezystory półprzewodnikowych układów scalonych są silnie nieliniowe. Typową charakterystykę prądowo-napięciową rezystora dyfuzyjnego pokazano na rys. 1.14.



Rys. 1.14. Charakterystyka prądowo-napięciowa rezystora dyfuzyjnego

Rezystory są umieszczane na wyspach: muszą pracować przy określonym napięciu stałym względem podłoża. Małe wartości rezystancji uzyskuje się podczas cyklu technologicznego, w którym wykonywane są emityry (silnie domieszkowane, $R_{\square} = 2 \Omega$), zaś duże - w cyklu, w którym wykonywane bazy (słabo domieszkowane, $R_{\square} = 200 \Omega$). Model elektryczny rezystora monolitycznego musi uwzględniać pojemności i upływności do podłoża i ewentualnie innych elementów.

W półprzewodnikowych układach scalonych jest dostępny rezystor sterowany napięciowo (potencjometr). Jest nim tranzystor JFET pracujący z niewielkimi napięciami dren-źródło (w zakresie triodowym) przy obu polaryzacjach: normalnej i inwersyjnej.

1.1.12. Rezystory sterowane temperaturą

Elementami, których rezystancja silnie zależy od temperatury, są termistory. Zależnie od przebiegu temperaturowych zmian rezystancji dzielą się one na:

- termistory NTC (*Negative Temperature Coefficient*), o ujemnym temperaturowym współczynniku rezystancji,
- termistory PTC (*Positive Temperature Coefficient*), o dodatnim temperaturowym współczynniku rezystancji,
- termistory CTR (*Critical Temperature Resistor*), o skokowej zmianie rezystancji.

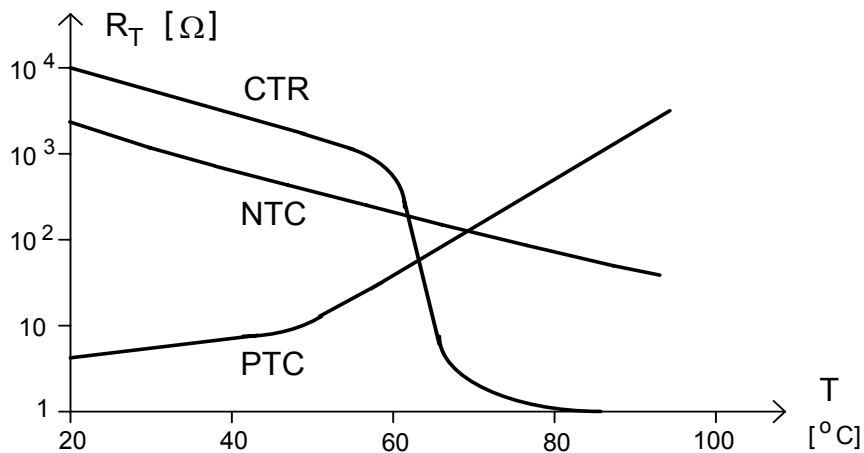
Typowe charakterystyki rezystancyjno-temperaturowe tych termistorów pokazano na rys. 1.15. Charakterystykę rezystancyjno-temperaturową termistorów NTC można w przybliżeniu opisać zależnością (1.25) [5].

$$R_T = R_{25} \exp\left(\frac{B}{T - 298 \text{ K}}\right) \quad (1.25)$$

gdzie R_{25} jest rezystancją termistora w temperaturze 25 °C (od 1 Ω do kilku MΩ), współczynnik B ma wartość od 2000 do 6000 K, a T jest temperaturą bezwzględną termistora. Temperaturowy współczynnik rezystancji z definicji jest dany zależnością (1.26)

$$(1.26)$$

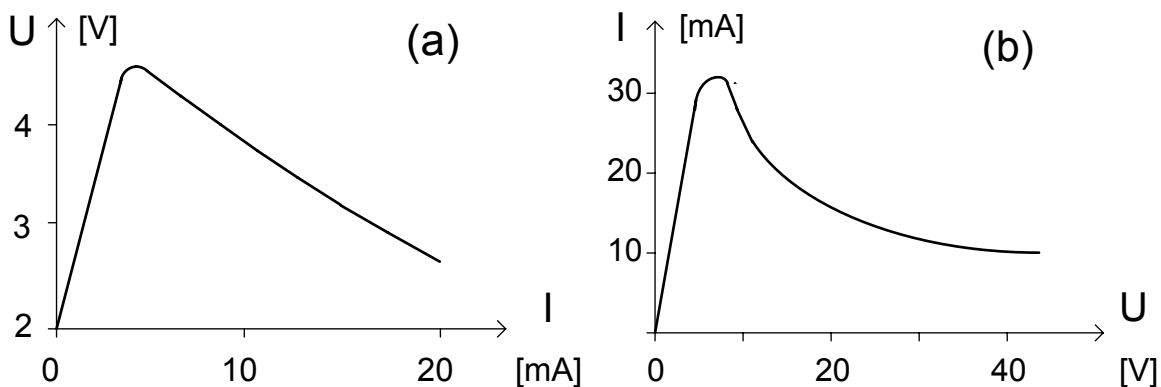
i wynosi typowo $TWR = -(2 \div 8) \text{ \%}/^\circ\text{C}$.



Rys. 1.15. Zależności rezystancji termistorów NTC, PTC i CTR od temperatury

Dla termistorów PTC i CTR nie ma w literaturze powszechnie przyjętych wzorów, opisujących zależność ich rezystancji od temperatury. Zależności takie są podawane w formie graficznej. Wartość temperaturowego współczynnika rezystancji wynosi dla termistorów PTC typowo $(5 \div 70) \text{ \%}/^\circ\text{C}$.

Efekt samonagrzewania termistorów (podnoszenia ich temperatury wskutek przepływu prądu) powoduje, że ich charakterystyki prądowo-napięciowe wykazują, po początkowym liniowym naroście, długie zakresy o ujemnej rezystancji dynamicznej (rys. 1.16).



Rys. 1.16. Charakterystyki prądowo-napięciowe termistorów: (a) NTC, (b) PTC

1.2. Zadania pomiarowe

1.2.1. Pomiar rezystancji znamionowej i jej rozrzutu

Zmierzyć wartości rezystancji znamionowej rezystorów wskazanych przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne. Wykreślić histogram statystycznego rozkładu rezystancji. Liczbę klas k dobrać w zależności od liczebności próby n wg wzoru (1.27).

$$k \approx \frac{3\sqrt{n}}{4} \quad (1.27)$$

Wyznaczyć średnią wartość rezystancji $R_{\acute{s}r}$ i empiryczne odchylenie średnie s rozkładu (wzory (1.28) i (1.29)).

$$R_{\acute{s}r} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n R_i \quad (1.28)$$

$$s = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (R_{\acute{s}r} - R_i)^2} \quad (1.29)$$

Oceń zgodność z parametrami katalogowymi (rezystancją znamionową i tolerancją) rezystora.

1.2.2. Pomiar właściwości częstotliwościowych rezystora

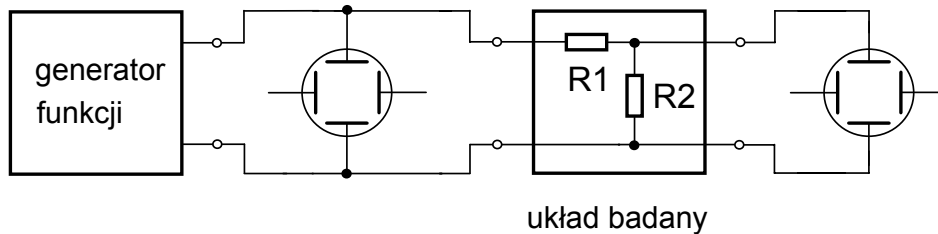
Zmierzyć za pomocą miernika impedancji zależność od częstotliwości: modułu $|Z_R| = f(f)$ i argumentu $\arg(Z_R) = f(f)$ impedancji rezystorów wskazanych przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne. Częstotliwość zmieniać tak, aby jej kolejne wartości tworzyły w przybliżeniu ciąg geometryczny o ilorazie $\sqrt[n]{10}$ (np. gdy $n=3$ to w ciągu występują liczby: 1, 2, 5, 10, 20, itd.). Zakres pomiarów powinien obejmować częstotliwości, przy których moduł impedancji rezystora maleje poniżej 0,7 (rośnie powyżej 1,4) rezystancji przy małych częstotliwościach (np. 1 kHz), zaś argument zmienia się o więcej niż 45° . Na podstawie uzyskanych wyników wykreślić dla każdego z mierzonych rezystorów charakterystyki $|Z_R| = f(f)$ i $\arg(Z_R) = f(f)$ (osie częstotliwości i modułu impedancji w skali logarytmicznej). Wykreślić również charakterystyki $\frac{|Z_R|}{R(1 \text{ kHz})} = f(f)$ i $\arg(Z_R) = f(f)$ dla wszystkich mierzonych

rezystorów na wspólnym rysunku. Wyznaczyć zakresy częstotliwości pracy rezystorów i oszacować wartości elementów ich elektrycznych schematów zastępczych.

1.2.3. Badanie właściwości rezystorowego dzielnika napięcia

Rezystory wskazane przez prowadzącego połączyć w układ dzielnika napięcia, pokazany na rys. 1.17. Układ pobudzić falą prostokątną i zmieniając jej częstotliwość obserwować za pomocą oscyloskopu przebiegi czasowe na wejściu i wyjściu. Aby zmniejszyć wpływ pojemności wejściowej oscyloskopu na wynik pomiarów oba tory Y

oscylskopu połączyć z układem przez sondy pomiarowe. Wprowadzają one dziesięciokrotne tłumienie sygnału, ale ich pojemność wejściowa wynosi zaledwie kilkanaście pikofaradów, podczas gdy pojemność wejściowa oscylskopu wynosi typowo 30 pF, zaś kabla koncentrycznego - około 80 pF/m.

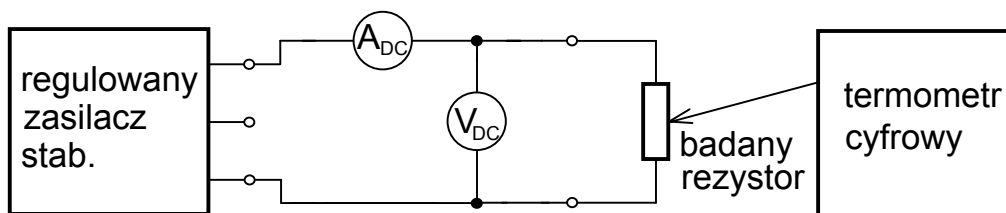


Rys. 1.17. Schemat układu do pomiarów dzielnika napięcia

Kilka charakterystycznych oscylogramów zamieścić w sprawozdaniu (ułatwieniem może być użycie cyfrowego aparatu fotograficznego). Wyjaśnić przyczyny zmiany kształtów przebiegu czasowego na wyjściu układu spowodowane zmianami częstotliwości oraz przyczyny różnic między kształtami przebiegów czasowych na wyjściu i wejściu układu (zniekształceń dzielnika napięcia). Ocenic przydatność rezystorów różnych typów do budowy dzielników napięcia i ograniczenia zakresu ich stosowalności.

1.2.4. Pomiar właściwości temperaturowych rezystora

W układzie pomiarowym, pokazanym na rys. 1.18, zmierzyć zależność prądu I i temperatury rezystora T od napięcia U dla rezystorów wskazanych przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne. Końcówkę sondy pomiarowej termometru cyfrowego umieścić w połowie długości rezystora. W celu uzyskania większej dokładności pomiaru temperatury, w miejscu kontaktu zastosować niewielką ilość silikonowej pasty termoprzewodzącej.



Rys. 1.18. Schemat układu do pomiarów właściwości temperaturowych rezystora

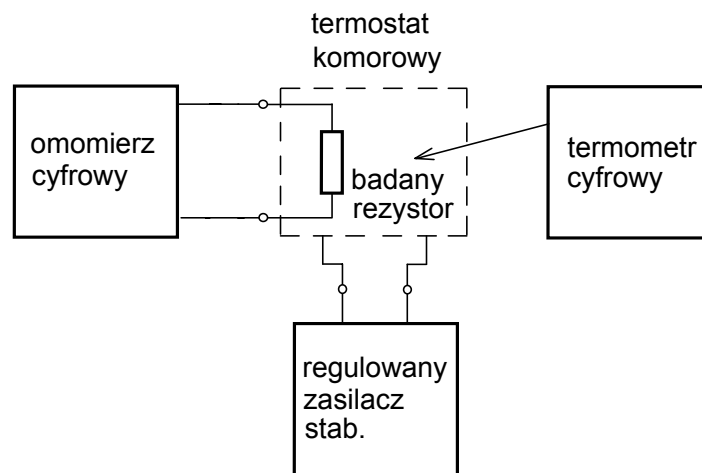
Wykreślić charakterystykę prądowo-napięciową $I = f(U)$ oraz obliczyć i wykreślić zależność rezystancji statycznej (1.2) i dynamicznej (1.3) rezystora od napięcia. Obliczyć i wykreślić zależności rezystancji statycznej i dynamicznej od mocy strat $P = U \cdot I$ oraz podobne zależności od temperatury. Na podstawie uzyskanych charakterystyk wyznaczyć

napięciowy współczynnik rezystancji (1.30) i temperaturowy współczynnik rezystancji (1.6).

$$NWR = \frac{1}{R} \frac{\delta R}{\delta U} \quad (1.30)$$

1.2.5. Pomiar właściwości rezystorów sterowanych temperaturą

Pomiary zależności rezystancji od temperatury dla termistorów: NTC, PTC i CTR, wskazanych przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne, wykonać w układzie pomiarowym pokazanym na rys. 1.19. Wyniki przedstawić w formie wykresów jak na rys. 1.15 (logarymiczna skala rezystancji). Na podstawie zmierzonych charakterystyk wyznaczyć wartości temperaturowych współczynników rezystancji przy temperaturze $T_0 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ oraz ich zależność od temperatury. Dla termistora NTC wyznaczyć wartości jego parametrów: R_{25} i B .



Rys. 1.19. Schemat układu do pomiarów właściwości rezystorów sterowanych temperaturą

W układzie pomiarowym, pokazanym na rys. 1.18, zmierzyć zależności prądu i temperatury od napięcia dla termistorów wskazanych przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne. Wykreślić charakterystyki prądowo-napięciowe (por. rys. 1.16). Podobne pomiary wykonać dla warystora przy obu biegunowościach napięcia zasilającego.

1.2.6. Spis aparatury pomiarowej

1. Omomierz cyfrowy.
2. Termometr cyfrowy.
3. Miernik impedancji.
4. Generator funkcji.
5. Woltomierz/amperomierz napięć stałych - 2 szt..
6. Oscyloskop dwukanałowy z sondami pomiarowymi.
7. Zasilacz stabilizowany - 2 szt..

1.3. Zagadnienia

1. Podstawowe parametry i charakterystyki rezystora technicznego, definicje, sposoby pomiaru, układy pomiarowe, przewidywane przebiegi odpowiednich charakterystyk i wartości liczbowe parametrów.
2. Rodzaje rezystorów, porównanie ich parametrów i przeznaczenia.
3. Znormalizowane ciągi wartości znamionowych i tolerancje rezystancji rezystorów technicznych.
4. Oznaczenia rezystancji znamionowych i tolerancji rezystorów technicznych: kod cyfrowo-literowy i kod barwny.
5. Moc znamionowa rezystora, jej zależność od temperatury otoczenia, znormalizowany ciąg wartości mocy znamionowych.
6. Temperaturowy współczynnik rezystancji: definicja, sposób pomiaru, typowe wartości dla rezystorów różnych rodzajów.
7. Zależność impedancji rezystora technicznego od częstotliwości, model elektryczny i parametry resztkowe, ograniczenia zakresu częstotliwości pracy dla rezystorów różnych rodzajów.
8. Rezystory sterowane temperaturą: warystor, termistor NTC, PTC i CTR: parametry, charakterystyki, typowe pomiary, zastosowania.

Ćwiczenie 2

KONDENSATORY

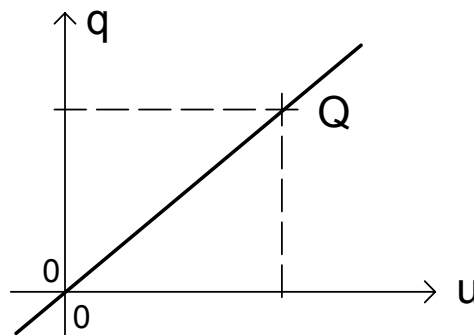
Celem ćwiczenia jest praktyczne poznanie właściwości kondensatorów technicznych różnych typów, o różnej konstrukcji i przeznaczeniu. W ćwiczeniu są badane ich podstawowe parametry, a w szczególności jest mierzona pojemność znamionowa i jej rozrzut, oraz zależność od temperatury, a także tangens kąta strat. Wykonywane są pomiary zależności impedancji od częstotliwości i na tej podstawie są wyznaczone wartości elementów modelu elektrycznego kondensatora.

2.1. Wprowadzenie

Idealny kondensator to element, którego właściwości są w pełni opisane przez charakterystykę we współrzędnych $u - q$ (napięcie - ładunek elektryczny).

$$q(t) = \int_{-\infty}^t i(\tau) d\tau \quad (2.1)$$

Kondensator może być liniowy. Jego charakterystyka jest prostą, przechodzącą przez początek układu współrzędnych (rys. 2.1)



Rys. 2.1. Charakterystyka ładunek-napięcie kondensatora liniowego

Ładunek jest proporcjonalny do napięcia:

$$q = C \cdot u \quad (2.2)$$

a współczynnik proporcjonalności C (nachylenie charakterystyki) to pojemność elektryczna kondensatora. Prąd w kondensatorze, jako pochodna ładunku po czasie wynosi

$$i(t) = \frac{dq}{dt} = C \frac{du(t)}{dt} \quad (2.3)$$

Charakterystyka $u - q$ kondensatora nieliniowego nie jest prostą przechodzącą przez początek układu współrzędnych. Jego pojemność zmienia się w zależności od napięcia.

$$q = C(u) \cdot u \quad (2.4)$$

Pojęcia pojemności statycznej i dynamicznej są analogiczne do odpowiednich rezystancji rezystora.

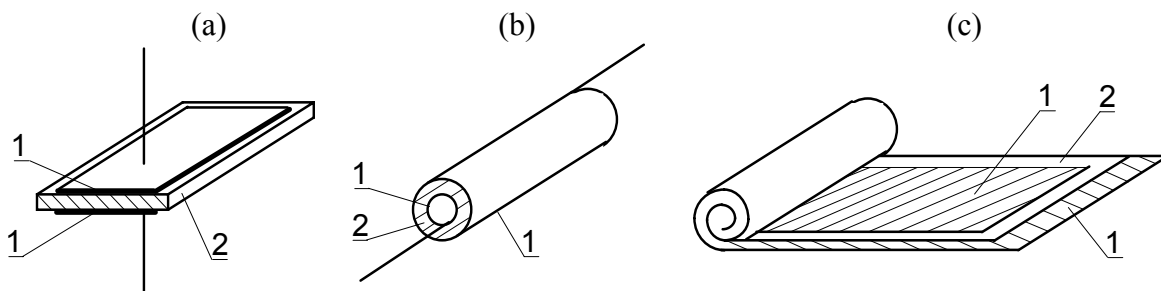
Kondensatory techniczne są produkowane i dostępne w handlu jako elementy dyskretne, albo są elementami układów scalonych. Energia elektryczna, dostarczona do kondensatora, jest w nim gromadzona (w postaci energii pola elektrycznego), przy czym niewielka jej część jest zamieniana na ciepło, które nagrzewa kondensator i powoduje, że jego temperatura jest wyższa od temperatury otoczenia. Zadaniem projektanta urządzeń elektronicznych jest obliczenie pojemności kondensatora i ustalenie warunków jego pracy, wybór odpowiedniego rodzaju kondensatora (z katalogu), albo jego skonstruowanie (w układzie scalonym).

Podstawową cechą kondensatora jest jego pojemność

$$C = \varepsilon \frac{S}{d} \quad (2.5)$$

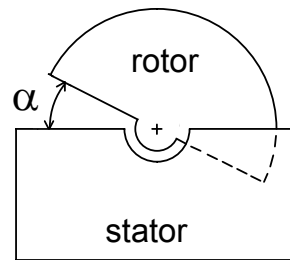
gdzie: ε - przenikalność elektryczna dielektryka, S - powierzchnia i d - odległość okładzin. Jednostką pojemności jest farad (1F = 1As/V) i częściej jednostki pochodne pF, nF, μ F, mF.

Kondensatory są wykonywane jako stałe (kształty okładzin: płaskie, rurkowe, zwijane), oraz zmienne (strojeniowe lub dostrojcze - trymery). Okładziny są wykonywane z folii metalowej, mogą być naparowywane w próżni, lub drukowane i wypalane z past przewodzących.

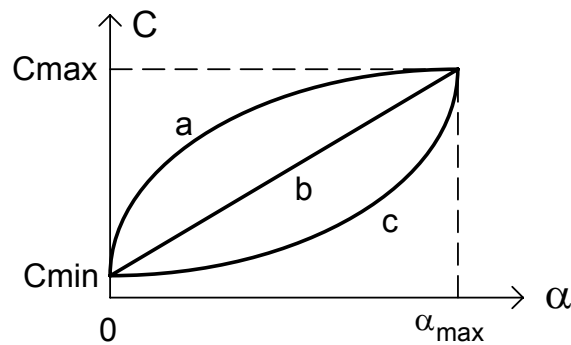


Rys. 2.2. Kondensatory stałe: (a) płaski, (b) rurkowy, (c) zwijany,
1 - okładzina, 2 - dielektryk

Szkic, przedstawiający budowę kondensatora zmiennego pokazano na rys. 2.3. Zależność pojemności od kąta obrotu rotora α może być funkcją: liniową $C = k \cdot \alpha$, logarytmiczną $C = k \log(\alpha)$ lub wykładniczą $C = k\alpha^n$. Zależności te ilustruje rys. 2.4 (w sprzęcie radiowym są stosowane inne charakterystyki kondensatorów, zapewniające np. jednakową odległość odbieranych stacji nadawczych na skali radioodbiornika).



Rys. 2.3. Kondensator zmienny



Rys. 2.4. Charakterystyki kondensatora zmiennego: (a) logarytmiczna, (b) liniowa, (c) wykładnicza

2.1.1. Parametry kondensatorów

Kondensatory techniczne cechują się następującymi parametrami:

- 1) pojemność znamionowa,
- 2) tolerancja,
- 3) napięcie znamionowe,
- 4) temperaturowy współczynnik pojemności,
- 5) tangens kąta strat, dobroć, moc znamionowa,
- 6) parametry resztkowe - elektryczny schemat zastępczy.

2.1.2. Pojemność znamionowa i tolerancja

Kondensator jest znakowany kodem literowo-cyfrowym lub barwnym określającym wartość pojemności znamionowej. W połączeniu z tolerancją ustala ona granice przedziału, w którym jest zawarta rzeczywista pojemność kondensatora. Pojemności znamionowe kondensatorów przyjmują zwykle wartości od kilku pF do kilkudziesięciu mF i są znormalizowane (wartości z szeregów E6, E12 lub E24). Kondensatory o bardzo dużych lub bardzo małych pojemnościach nie pokrywają całych szeregów wartości (np. 10mF, 22mF, ale nie 15mF).

Tolerancje kondensatorów wynoszą $\pm 20\%$, $\pm 10\%$, $\pm 5\%$, choć są też $\pm 0,5\%$, a z drugiej strony $-30\% \div +70\%$.

2.1.3. Napięcie znamionowe

Napięcie znamionowe U_{zn} to największa wartość chwilowa napięcia (suma składowej stałej i amplitudy składowej zmiennej), jaka może wystąpić między końcówkami kondensatora, która nie powoduje jego uszkodzenia (nie występuje przebicie elektryczne).. Wartość napięcia przebicia zależy od rodzaju dielektryka i jego grubości. Typowe wartości to: (1,5V), 3, 6, 12, 15, 25, 35, 50, 63, 100, 150, 200, 250, 300, 350, 450, ... , 1600V, (kilka kV).

2.1.4. Temperaturowy współczynnik pojemności

Temperaturowy współczynnik pojemności TWC jest definiowany jako:

$$TWC = \frac{1}{C} \frac{\delta C}{\delta T} \quad (2.6)$$

i podawany w [%/K] lub [ppm/K]. Podstawową przyczyną zmian pojemności z temperaturą jest rozszerzalność cieplna okładzin i dielektryka, zaś wartość TWC zależy od konstrukcji kondensatora oraz zastosowanych materiałów i może być dodatnia lub ujemna. Dla różnych kondensatorów TWC przyjmuje wartości od -1500 ppm/K do $+250$ ppm/K ($-0,15$ %/K do $+0,025$ %/K). Istnieje możliwość kompensacji wpływu temperatury przez łączenie szeregowo lub równoległe różnych kondensatorów.

Pojemność kondensatora jest w przybliżeniu liniową funkcją temperatury

$$C(T) = C(T_0)[1 + TWC(T - T_0)] \quad (2.7)$$

Wyznaczenie TWC jest możliwe na podstawie pomiaru pojemności w temperaturach: $T_1 = +20$ °C i $T_2 = +125$ °C (lub $T_2 = -55$ °C) z wzoru (2.8).

$$TWC = \frac{C(T_2) - C(T_1)}{C(T_1)(T_2 - T_1)} \quad (2.8)$$

2.1.5. Stratność, dobroć, moc bierna kondensatora

Podczas przepływu prądu zmiennego kondensator rzeczywisty nagrzewa się. Występują w nim straty mocy na zmiany polaryzacji dielektryka, wskutek przepływu prądu przez rezystancje elementów metalowych (okładziny, końcówki) i upływność izolatora. Straty mocy reprezentuje rezystancja R_{str} , którą można dołączyć równoległe do pojemności C (rys. 2.5a).

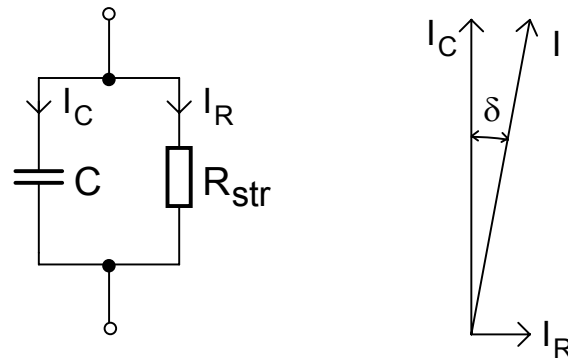
Miarą ilości energii traconej w kondensatorze jest wartość $tg \delta$ (t.zw. tangens kąta strat):

$$tg \delta = \frac{P_{czynna}}{P_{bierna}} = \frac{I_R}{I_C} = \frac{R_{str}}{\frac{U}{X_C}} = \frac{X_C}{R_{str}} = \frac{1}{\omega R_{str} C} \quad (2.9)$$

Przyjmuje on wartości rzędu 10^{-3} (im mniejsze, tym lepiej).

(a)

(b)



Rys. 2.5. Schemat zastępczy (a) i wykres wskazowy prądów (b), ilustrujące straty mocy w kondensatorze

Inną miarą jakości kondensatora jest dobroć Q , definiowana, jako:

$$Q = \frac{I_C}{I_R} = \omega R_{str} C = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} \quad (2.10)$$

(Q rzędu 10^3 , im większe, tym lepiej).

Moc czynna P_{str} w rezystancji R_{str} jest dana zależnością (2.11).

$$P_{str} = \frac{U^2}{R_{str}} = U^2 \omega C \operatorname{tg} \delta = 2\pi f U^2 C \operatorname{tg} \delta \quad (2.11)$$

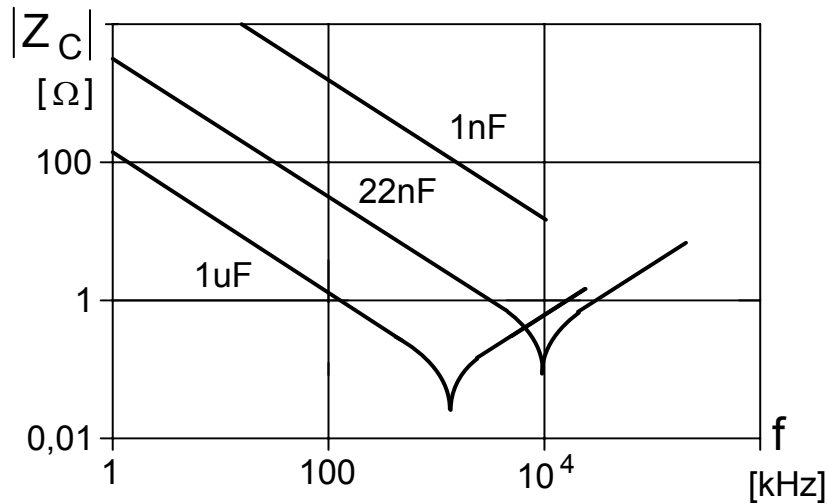
Straty mocy zamieniają się na ciepło, które podnosi temperaturę kondensatora powyżej temperatury otoczenia, zależnie od warunków chłodzenia (np. powierzchni kondensatora i różnicy temperatur). Dlatego kondensatory stosowane w energetyce do kompensacji indukcyjnego charakteru obciążenia (do poprawy $\cos \varphi$) mają bardzo duże gabaryty.

2.1.6. Parametry resztkowe kondensatora

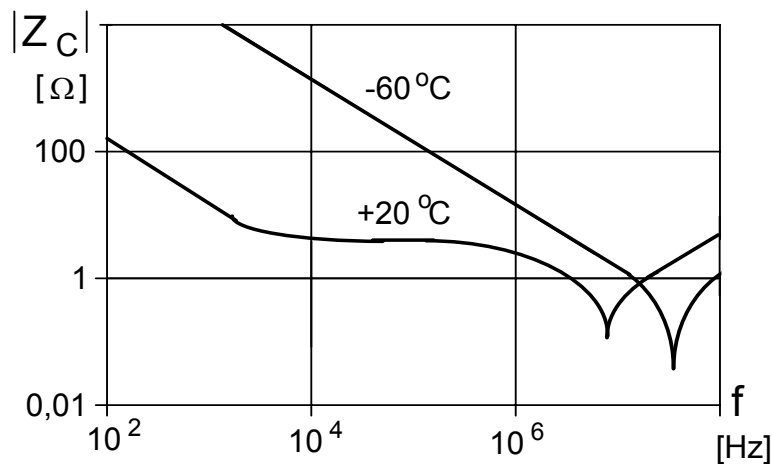
Typowy przebieg zależności modułu impedancji kondensatora od częstotliwości (charakterystyki $|Z_C| = f(f)$) pokazano na rys. 2.6 i 2.7. Na charakterystykach istnieje odcinek, gdzie moduł impedancji maleje proporcjonalnie do wzrostu częstotliwości (charakterystyczny dla pojemności):

$$|Z_C| = \frac{1}{2\pi f C} \quad (2.12)$$

Ale dla największych częstotliwości jest inaczej: $|Z_C|$ rośnie, gdy ω rośnie - a to jest charakterystyczne dla indukcyjności! Występuje też wyraźnie efekt rezonansu szeregowego (minimum impedancji).



Rys. 2.6. Zależność modułu impedancji kondensatorów szklanych (t.zw. monolitycznych) od częstotliwości



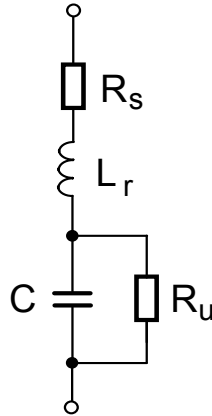
Rys. 2.7. Zależność modułu impedancji kondensatora elektrolitycznego aluminiowego 10uF/70V od częstotliwości

Elektryczny schemat zastępczy (model) kondensatora musi zatem uwzględniać indukcyjność i rezystancję jego okładzin i doprowadzeń (końcówek). Model elektryczny kondensatora pokazano na rys.2.8. Częstotliwość rezonansowa tego obwodu, dana wzorem (2.13), rozgranicza obszar, w którym rzeczywisty kondensator ma właściwości kondensatora idealnego (gdy $f < f_{rez}$) od obszaru, gdzie kondensator ma właściwości cewki indukcyjnej (gdy $f > f_{rez}$).

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C}} \quad (2.13)$$

Częstotliwość rezonansu własnego kondensatora może przyjmować wartości rzędu megaherców, ale może też nie przekraczać kilkudziesięciu kiloherców (dla kondensatorów elektrolitycznych o dużej pojemności). Częstotliwość rezonansu własnego zależy od

indukcyjności doprowadzeń kondensatora. Można ją powiększyć (w pewnych granicach) przez skracanie jego końcówek. Kondensatory bezkońcówkowe (np. SMD) nadają się do zastosowań przy wielkich częstotliwościach (uwaga: indukcyjność tworzą też ścieżki płytki drukowanej).



Rys. 2.8. Elektryczny schemat zastępczy kondensatora

Wartości elementów elektrycznego schematu zastępczego kondensatora można wyznaczyć na podstawie zależności modułu jego impedancji od częstotliwości. Pojemność C kondensatora decyduje o przebiegu charakterystyki przy częstotliwościach mniejszych od rezonansowej (tam gdzie moduł impedancji jest odwrotnie proporcjonalny do częstotliwości, np. przy częstotliwości f_1 - rys. 2.9). Na tej podstawie pojemność C schematu z rys. 2.8 można wyznaczyć z wzoru:

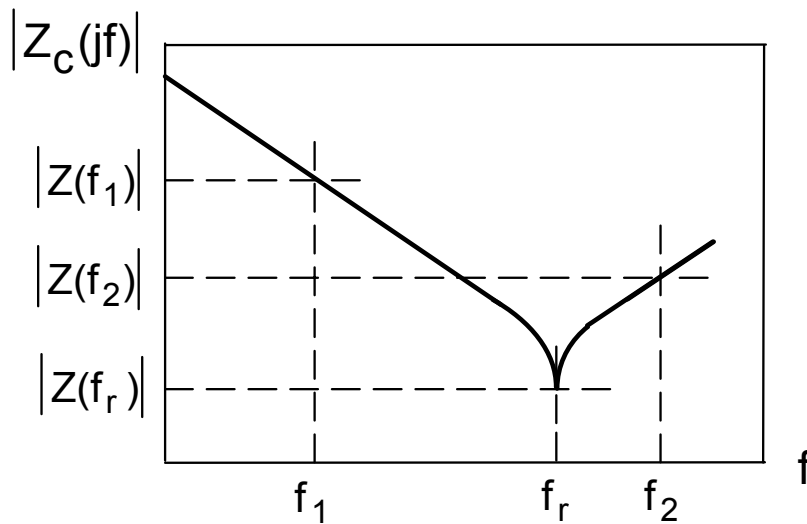
$$C = \frac{1}{2\pi f_1 |Z(f_1)|} \quad (2.14)$$

Podobnie indukcyjność L_r decyduje o przebiegu charakterystyki przy częstotliwościach większych od rezonansowej (tam gdzie moduł impedancji rośnie proporcjonalnie do częstotliwości, np. przy częstotliwości f_2 - rys. 2.9). Często oznacza się tę indukcyjność jako *ESL* (*equivalent series inductance*). Wartość indukcyjności L_r modelu kondensatora można wyznaczyć na podstawie zależności (2.15).

$$L_r = \frac{|Z(f_2)|}{2\pi f_2} \quad (2.15)$$

Rezystancja szeregową R_s w literaturze anglosaskiej i niektórych katalogach nosi nazwę równoważnej rezystancji szeregowej *ESR* - *equivalent series resistance*). Jej wartość można odczytać bezpośrednio z charakterystyki kondensatora:

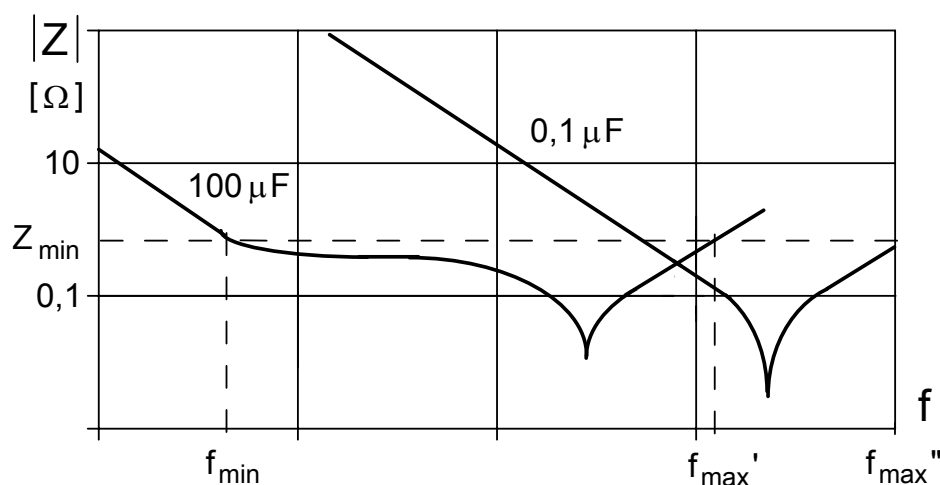
$$R_s = |Z(f_r)| \quad (2.16)$$



Rys. 2.9. Ilustracja sposobu doboru punktów na charakterystyce amplitudowej do wyznaczania parametrów modelu kondensatora

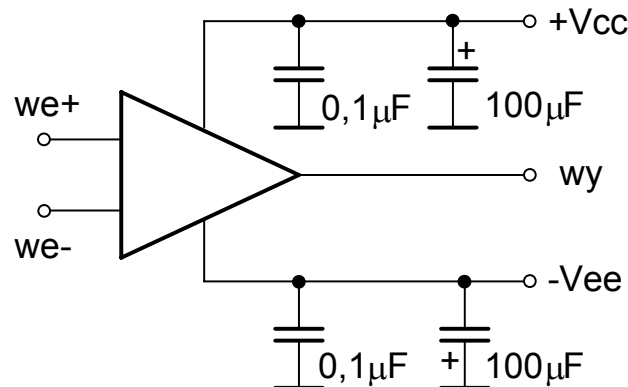
Występujący w modelu z rys. 2.8 rezystor R_u modeluje upływność kondensatora i może być wyznaczony na podstawie dodatkowego pomiaru rezystancji między końcówkami kondensatora. Na charakterystyce $|Z_C| = f(f)$ jego wpływ zaznacza się przy bardzo małych częstotliwościach (nie został on pokazany na rys. 2.6, 2.7 i 2.9).

Zwarcie dla prądu zmiennego w szerokim paśmie częstotliwości (blokowanie szerokopasmowe) uzyskuje się przez łączenie równoległe kondensatorów o różnych pojemnościach i częstotliwościach rezonansu własnego (patrz rys. 2.10). Jeżeli przyjmiemy, że zadowalające zwieranie prądów zmiennych do masy następuje, gdy moduł impedancji nie przekracza $|Z_{\min}|$, to po dołączeniu kondensatora $0,1 \mu\text{F}$ równoległe do $100 \mu\text{F}$ zakres częstotliwości przesuwają się od f_{\max}' do f_{\max}'' .



Rys. 2.10. Zasada blokowania szerokopasmowego

Na rysunku 2.11 pokazano schemat wzmacniacza z szerokopasmowym blokowaniem zasilania za pomocą kondensatorów $0,1 \mu\text{F}$ i $100 \mu\text{F}$.



Rys. 2.11. Schemat wzmacniacza z szerokopasmowym blokowaniem zasilania

2.1.7. Klasyfikacja kondensatorów

Zależnie od rodzaju dielektryka i konstrukcji kondensatory dyskretnie dzielą się na:

- tworzywowe: (zwijane: dielektryk z folii z tworzyw sztucznych i okładziny z folii metalowej, lub metalizacji naparowanej próżniowo na dielektryk):
 - polistyrenowe,
 - polipropylenowe,
 - teflonowe,
 - poliestrowe,
 - poliwęglanowe,
- mikowe (płaskie, dielektryk - płyty miki naturalnej, okładziny - srebro naparowane próżniowo),
- szklane (zwane też monolitycznymi) (dielektryk - sprasowane szkliwo, b.dobrej jakości i niezawodności),
- ceramiczne: (dielektryk - płytka lub rurka ceramiczna, okładziny - srebro naparowane próżniowo lub wypalona pasta przewodząca),
 - grupa I (stałe TWC, ale małe pojemności),
 - grupa II (b. duże pojemności, kiepskie parametry),
- elektrolityczne: (okładziny - folia aluminiowa lub tantalowa utleniona elektrolitycznie, dielektryk - b. cienka warstwa tlenku o względnej przenikalności elektrycznej rzędu kilkudziesięciu tysięcy; dzięki temu b. duże pojemności)
 - aluminiowe,
 - tantalowe.

(tu uwaga na biegunowość, odwrócenie grozi zagotowaniem elektrolitu w kondensatorze i rozsadzeniem obudowy).

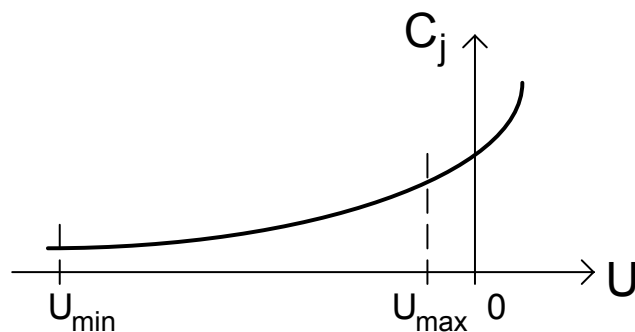
2.1.8. Kondensatory w układach scalonych

W układach półprzewodnikowych są stosowane dwa rodzaje kondensatorów:

- kondensatory złączowe (pojemność złącza $p-n$ spolaryzowanego zaporowo),
- kondensatory MOS.

Pojemność kondensatora złączowego jest niewielka ($C_j < 200$ pF, typowo od kilku do kilkunastu pF), tolerancja $\pm 20\%$, przy czym pojemność złączowa jest nieliniowa (zależna od napięcia - rys. 2.12). Gdy potrzebna jest pojemność pracująca przy obu biegunowościach napięcia to stosuje się złącza $p-n-p$ lub $n-p-n$. Pojemność kondensatora MOS jest liniowa, ale bardzo mała ($C \leq 30$ pF) i bardzo droga bo zajmuje stosunkowo dużą powierzchnię układu scalonego.

W układach cienkowarstwowych kondensator ma dwie okładziny metalowe (np. naporowane w próżni aluminium) i dielektryk (cienki). Uzyskuje się pojemności z zakresu 10 pF \div 100 nF (pojemności duże są drogie bo zajmują dużą powierzchnię), tolerancje $\pm 10\% \div \pm 20\%$ i niewielkie napięcie znamionowe.



Rys. 2.12. Zależność pojemności złączowej od napięcia

W układach grubowarstwowych kondensator ma dwie okładziny przewodzące NiCr-Au (takie same, jak połączenia) i dielektryk TiO_2 . Kondensator taki ma następujące własności: zakres pojemności 10 pF \div 20 nF, tolerancję $\pm 20\% \div +80\%$. Pojemności większe dołącza się jako elementy dyskretne, podobnie jak tranzystory - jest to układ hybrydowy.

2.2. Zadania pomiarowe

2.2.1. Pomiar pojemności znamionowej kondensatorów i jej rozrzutu

Za pomocą mostka RLC lub miernika pojemności zmierzyć wartości pojemności rzeczywistych kondensatorów wskazanych przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne. Wykreślić histogram statystycznego rozkładu pojemności. Liczbę klas k dobrać w zależności od liczebności próby n stosownie do wzoru (2.17).

$$k \approx \frac{3\sqrt{n}}{4} \quad (2.17)$$

Wyznaczyć średnią wartość pojemności $C_{\acute{s}r}$ i empiryczne odchylenie średnie s rozkładu (wzory (2.18) i (2.19)).

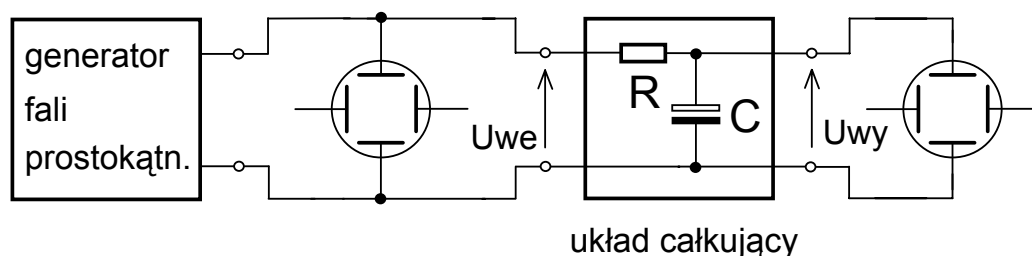
$$C_{\acute{s}r} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n C_i \quad (2.18)$$

$$s = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (C_{\acute{s}r} - C_i)^2} \quad (2.19)$$

Oceń zgodność uzyskanych wyników z parametrami katalogowymi (pojemnością znamionową i tolerancją) kondensatora.

2.2.2. Pomiar pojemności znamionowej kondensatorów elektrolitycznych

Pomiary pojemności znamionowej kondensatorów elektrolitycznych można wykonać w układzie pomiarowym, pokazanym na rys. 2.13 [12]. Składową stałą przebiegu wyjściowego generatora dobrać tak, aby napięcie wyjściowe było w każdej chwili czasu dodatnie. Odpowiedź układu całkującego RC na pobudzenie skokiem napięcia o amplitudzie $U_{we\ m}$ jest dana zależnością: $U_{wy}(t) = U_{we\ m} \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right)$.



Rys. 2.13. Schemat układu do pomiarów pojemności kondensatorów elektrolitycznych

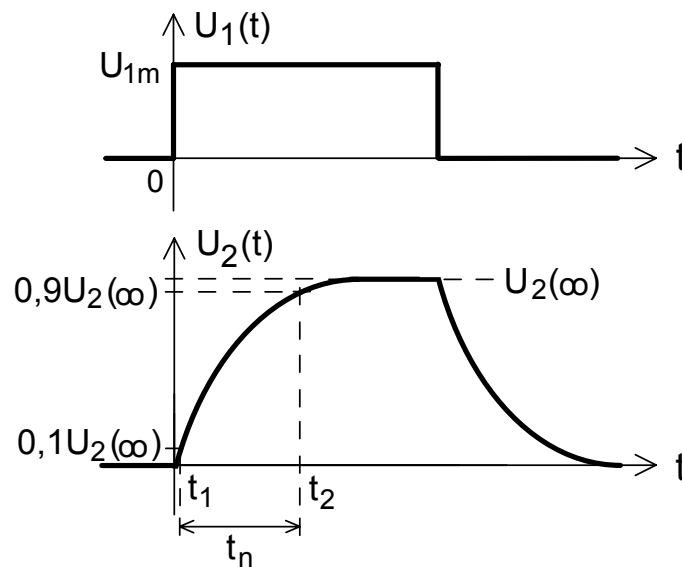
Czas narastania napięcia wyjściowego t_n , definiowany jako $t_n = t_2 - t_1$, przy czym $U_{wy}(t_2) = 0,9 \cdot U_{wy}(\infty)$ i $U_{wy}(t_1) = 0,1 \cdot U_{wy}(\infty)$, jest związany ze stałą czasową $\tau = RC$ wzorem (2.20).

$$t_n = 2,2 \cdot RC \quad (2.20)$$

Na podstawie znajomości przebiegu czasowego napięcia na wyjściu układu całkującego pojemność kondensatora można wyznaczyć na podstawie zależności (2.21) jako:

$$C = \frac{t_n}{2,2 \cdot R} \quad (2.21)$$

Na rysunku 2.14 pokazano przebiegi czasowe napięć na wejściu i wyjściu układu całkującego RC pobudzonego falą prostokątną.



Rys. 2.14. Przebiegi czasowe napięć w układzie całkującym RC

Jeżeli częstotliwość jest tak mała, że kolejny skok napięcia następuje po osiągnięciu przez napięcie na kondensatorze stanu ustalonego, to wzór (2.21) może być stosowany z przybliżeniem akceptowalnym w praktyce. Sytuacja taka ma miejsce jeżeli okres fali prostokątnej nie jest mniejszy od dziesięciu stałych czasowych. Stąd częstotliwość fali prostokątnej powinna spełniać warunek:

$$f \leq \frac{1}{10RC} \quad (2.22)$$

Uwaga: na dokładność pomiaru wpływają rezystancje: wyjściowa generatora ($R_g = 50 \Omega$) i wejściowa oscyloskopu ($R_{we} = 1 \text{ M}\Omega$), oraz pojemność wejściowa oscyloskopu (typowo 30 pF) i kabla koncentrycznego - 80 pF/m .

2.2.3. Pomiar współczynnika stratności kondensatora

Za pomocą mostka RLC lub miernika pojemności wykonać pomiary współczynnika stratności D (tangensa kąta strat $tg(\delta)$) przy ustalonej częstotliwości pomiarowej, albo w funkcji częstotliwości, jeśli miernik to umożliwia. Pomiary wykonać dla kondensatorów wskazanych przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne. Zależność współczynnika stratności D lub tangensa kąta strat $tg(\delta)$ od częstotliwości przedstawić na odpowiednim wykresie (oś częstotliwości logarytmiczna).

2.2.4. Pomiar właściwości częstotliwościowych kondensatora

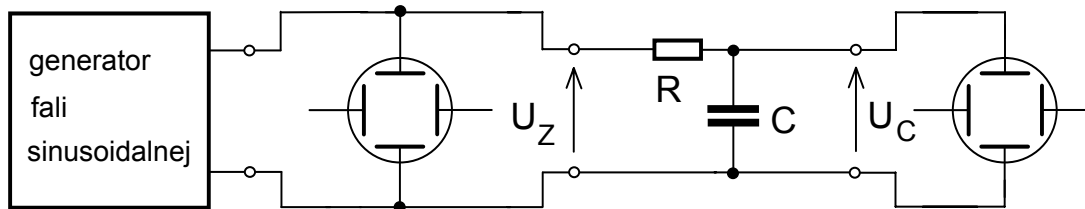
Za pomocą miernika impedancji zmierzyć zależność od częstotliwości: modułu $|Z_C| = f(f)$ i argumentu $\arg(Z_C) = f(f)$ impedancji kondensatorów wskazanych przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne. Częstotliwość zmieniać tak, aby jej kolejne wartości tworzyły w przybliżeniu ciąg geometryczny o ilorazie $\sqrt[n]{10}$ (np. gdy $n = 6$ to w ciągu występują liczby: 1; 1,5; 2; 3; 5; 7; 10; 15, itd.). Zakres częstotliwości pomiarów powinien obejmować okolice rezonansu własnego kondensatora. W okolicach rezonansu własnego pomiary wykonywać z mniejszym skokiem częstotliwości. Na podstawie uzyskanych wyników wykreślić dla każdego z mierzonych kondensatorów charakterystyki $|Z_C| = f(f)$ (obie osie w skali logarytmicznej) i $\arg(Z_C) = f(f)$ (oś częstotliwości w skali logarytmicznej). Wyznaczyć zakres częstotliwości pracy kondensatorów i oszacować częstotliwości rezonansu własnego oraz wartości elementów ich elektrycznych schematów zastępczych.

2.2.5. Pomiar zależności modułu impedancji kondensatora od częstotliwości metodą techniczną

Pomiar zależności modułu impedancji kondensatorów o większej pojemności od częstotliwości można wykonać metodą techniczną. Schemat układu pomiarowego pokazano na rys. 2.15. Badany kondensator wchodzi w skład dzielnika napięcia złożonego z rezystora R , ekranowanego elektrycznie i magnetycznie, oraz badanego kondensatora C , który jest połączony z układem pomiarowym za pomocą zacisków Kelvina. Wartość międzyszczytowa sinusoidalnego napięcia na kondensatorze U_{Cpep} jest mierzona za pomocą oscyloskopu, podobnie, jak napięcie przed rezystorem U_{Zpep} . Jeżeli moduł impedancji kondensatora $|Z_C| = \frac{1}{2\pi f C}$ przy częstotliwości f jest znacznie mniejszy od rezystancji rezystora R , to moduł impedancji kondensatora można obliczyć z zależności (2.23).

$$|Z_C(f)| = \frac{U_{Cpep}(f)}{U_{Zpep}(f)} R \quad (2.23)$$

Przedstawiony sposób pomiaru można zastosować w przypadku kondensatorów elektrolitycznych, jednak należy zapewnić pracę kondensatora przy właściwej polaryzacji napięciem stałym. Składową stałą przebiegu wyjściowego generatora (offset) dobrać tak, aby napięcie wyjściowe było w każdej chwili czasu dodatnie.



Rys. 2.15. Schemat układu do pomiarów zależności modułu impedancji kondensatora od częstotliwości

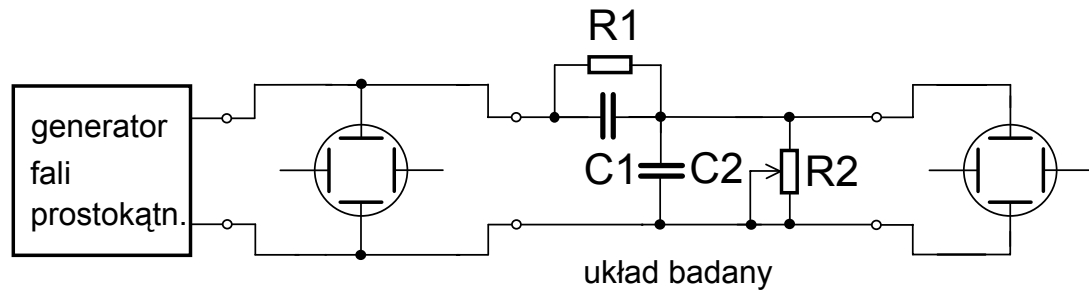
Zakres częstotliwości pomiarów powinien obejmować częstotliwości, przy których moduł impedancji kondensatora jest co najmniej dziesięciokrotnie mniejszy od rezystancji rezystora (dla pojemności od kilkudziesięciu nanofaradów do kilku milifaradów i rezystora $R = 100 \Omega$ jest to orientacyjnie zakres od kilku kHz do kilku MHz). Częstotliwość zmieniać, jak to podano w p. 2.2.4. Na podstawie uzyskanych wyników dla każdego z mierzonych kondensatorów wykreślić zależności $|Z_C| = f(f)$ (obie osie w skali logarymicznej). Wyznaczyć zakres częstotliwości pracy kondensatorów i oszacować częstotliwości rezonansu własnego oraz wartości elementów ich modeli elektrycznych.

2.2.6. Pomiar wpływu długości końcówek na charakterystyki kondensatora

Zbadać wpływ długości wyprowadzeń kondensatorów na zależność modułu i argumentu ich impedancji od częstotliwości. W tym celu powtórzyć pomiary p. 2.2.4 (lub p. 2.2.5) po zmianie długości końcówek. Dla badanych kondensatorów wykreślić na wspólnym wykresie charakterystyki $|Z_C| = f(f)$ i $\arg(Z_C) = f(f)$ przy dwóch długościach końcówek. Ocenic wpływ długości końcówek kondensatorów na częstotliwość rezonansu własnego, zakres częstotliwości pracy i wartości elementów elektrycznych schematów zastępczych.

2.2.7. Badanie właściwości dzielnika napięcia

Kondensatory $C1$ i $C2$ oraz rezystor $R1$ wskazane przez prowadzącego połączyć w układ dzielnika napięcia, pokazany na rys. 2.16. Układ pobudzić falą prostokątną i obserwować za pomocą oscyloskopu przebiegi czasowe na wejściu i wyjściu. Aby zmniejszyć wpływ pojemności wejściowej oscyloskopu na wynik pomiarów oba tory Y oscyloskopu połączyć z układem przez sondy pomiarowe. Wprowadzają one dziesięciokrotne tłumienie sygnału, ale ich pojemność wejściowa wynosi zaledwie kilkanaście pikofaradów.

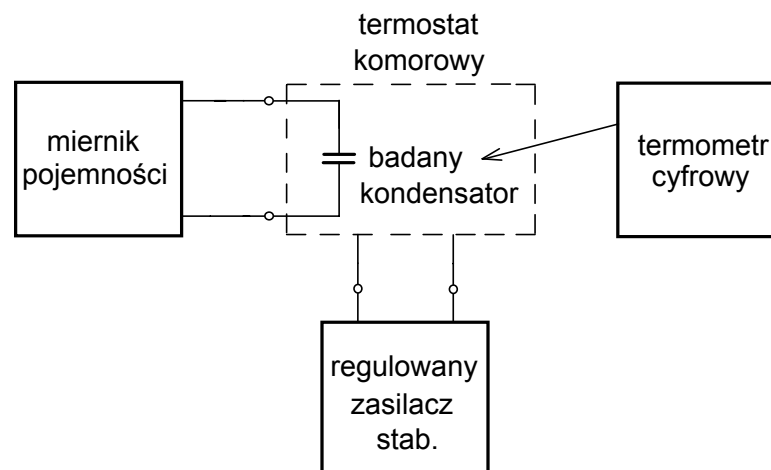


Rys. 2.16. Schemat układu do pomiarów dzielnika napięcia

Dla wybranej częstotliwości dobrać praktycznie położenie ślizgacza potencjometru $R2$ tak, aby uzyskać jednakowe kształty przebiegów czasowych na wejściu i wyjściu układu. Oscylogramy napięć wejściowego i wyjściowego dla rezystancji potencjometru: optymalnej, mniejszej od optymalnej i większej od optymalnej zamieścić w sprawozdaniu. Podać wartości elementów dzielnika i częstotliwość pomiaru. Obliczyć wartości stałych czasowych, związanych z obu kondensatorami $\tau_1 = R1C1$ i $\tau_2 = R2C2$. Wyjaśnić przyczyny zmiany kształtu przebiegu czasowego na wyjściu układu i określić warunek, przy których kształty przebiegów czasowych na wyjściu i wejściu układu są jednakowe (brak zniekształceń - dzielnik napięcia jest skompensowany).

2.2.8. Pomiar temperaturowego współczynnika pojemności

W układzie pomiarowym, pokazanym na rys. 2.17, zmierzyć zależność pojemności kondensatorów wskazanych przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne od temperatury. Wykreślić charakterystykę pojemność-temperatura $C = f(T)$ i na jej podstawie wyznaczyć temperaturowy współczynnik pojemności (2.8).



Rys. 2.17. Schemat układu do pomiarów właściwości temperaturowych kondensatora

2.2.9. Spis aparatury pomiarowej

1. Miernik pojemności (mostek RLC).
2. Termometr cyfrowy.
3. Miernik impedancji.
4. Generator funkcji.
5. Oscyloskop dwukanałowy z sondami pomiarowymi.
6. Termostat komorowy.
7. Zasilacz stabilizowany.

2.3. Zagadnienia

1. Podstawowe parametry i charakterystyki kondensatora technicznego, definicje, sposoby wykonania pomiarów, układy pomiarowe, przewidywane przebiegi odpowiednich charakterystyk i wartości liczbowe parametrów, sposoby opracowania oraz dokumentowania wyników pomiarów, aparatura pomiarowa stosowana w ćwiczeniu.
2. Rodzaje kondensatorów, porównanie ich budowy, parametrów i przeznaczenia.
3. Znormalizowane ciągi wartości znamionowych i tolerancje pojemności kondensatorów.
4. Oznaczenia pojemności znamionowych i tolerancji kondensatorów: kod cyfrowo-literowy i kod barwny.
5. Tangens kąta strat ($tg(\delta)$) kondensatora: definicja, sposób wyznaczania, typowe wartości dla kondensatorów różnych typów, dobroć i współczynnik mocy ($\cos(\varphi)$) kondensatora.
6. Temperaturowy współczynnik pojemności: definicja, sposób pomiaru, typowe wartości dla kondensatorów różnych rodzajów, zależność pojemności od temperatury.
7. Napięcie znamionowe kondensatora: definicja, typowe wartości, napięcia próby i pracy,
8. Ograniczenia maksymalnej temperatury pracy kondensatorów różnych rodzajów.
Wyjaśnić dlaczego temperatura kondensatora pracującego w obwodzie prądu zmiennego jest wyższa od temperatury otoczenia, związek z $tg(\delta)$ i dobrocią.
9. Zależność impedancji kondensatora od częstotliwości, rezonans własny i zależność częstotliwości rezonansowej od długości końcówek kondensatora, elektryczne schematy zastępcze i parametry resztkowe, ograniczenia zakresu częstotliwości pracy dla kondensatorów różnych rodzajów.
10. Właściwości i zakres zastosowań kondensatorów elektrolitycznych aluminiowych i tantalowych.
11. Pojemnościowy dzielnik napięcia, zniekształcenia przebiegów impulsowych, dzielnik skompensowany, warunek braku zniekształceń, zastosowania.
12. Blokowanie szerokopasmowe, sposób realizacji, znaczenie dla różnych zastosowań.

13. Kondensatory w półprzewodnikowych układach scalonych: rodzaje i właściwości kondensatorów, przydatność do różnych zastosowań praktycznych.
14. Kondensatory w układach scalonych warstwowych: konstrukcja, zakres realizowalnych pojemności i tolerancji, właściwości, przydatność do różnych zastosowań praktycznych.

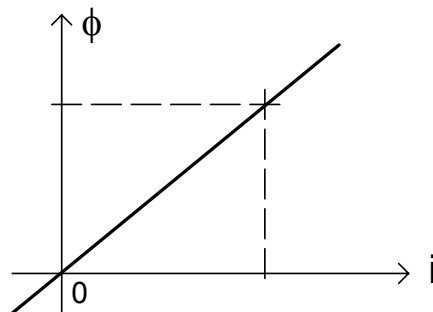
Ćwiczenie 3

ELEMENTY INDUKCYJNE

Celem ćwiczenia jest praktyczne zapoznanie się z właściwościami elementów indukcyjnych różnych typów, przeznaczonych do różnych zastosowań. W ćwiczeniu są badane ich podstawowe parametry, a w szczególności jest mierzona indukcyjność własna (różnymi metodami) i wzajemna, oraz dobroć. Wykonywane są pomiary właściwości zmiennoprądowych (pomiary zależności impedancji i dobroci od częstotliwości). Na tej podstawie są wyznaczone wartości elementów elektrycznego schematu zastępczego elementu indukcyjnego. Jest również badany wpływ szczeliny w magnetowodzie na właściwości dławika magnesowanego prądem stałym.

3.1. Wprowadzenie

Idealnym elementem indukcyjnym (induktorem, cewką indukcyjną) jest element, którego właściwości są w pełni opisane przez charakterystykę we współrzędnych $i - \varphi$ (prąd - strumień magnetyczny). Induktor może być liniowy. Jego charakterystyka jest prostą, przechodzącą przez początek układu współrzędnych.



Rys. 3.1. Charakterystyka prąd-strumień magnetyczny induktora liniowego

Strumień jest proporcjonalny do prądu (wzór (3.1)), a współczynnik proporcjonalności (nachylenie charakterystyki) to indukcyjność cewki. Jednostką indukcyjności jest henr ($1 \text{ H} = 1 \text{ Vs/A}$) i jednostki pochodne mH, μH , nH.

$$\varphi = L \cdot i \quad (3.1)$$

Napięcie na induktorze, jako pochodna strumienia po czasie wynosi

$$u(t) = -L \frac{di(t)}{dt}, \quad \text{gdzie} \quad L = \frac{d\varphi}{di} \quad (3.2)$$

Charakterystyka $i - \varphi$ induktora nieliniowego nie jest prostą przechodzącą przez początek układu współrzędnych. Jego indukcyjność jest zależna od prądu, a napięcie jest dane

zależnością (3.3). Pojęcia indukcyjności statycznej i dynamicznej są analogiczne do odpowiednich rezystancji rezystora.

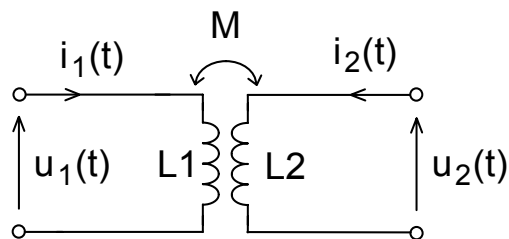
$$u(t) = -L(i) \frac{di(t)}{dt} \quad (3.3)$$

Elementem indukcyjnym jest pojedyncza cewka lub układ cewek sprzężonych magnetycznie (wtedy jest to raczej podzespół niż element). Prąd przepływający przez element indukcyjny wytwarza pole magnetyczne. Zgromadzona energia pola magnetycznego może być niemal w całości wykorzystana (np. do wykonania pracy: elektromagnes, silnik, ...), albo przekazana z powrotem do obwodu elektrycznego. Niewielka część energii jest zamieniana na ciepło (w rezystancji drutu nawojowego i w rdzeniu, na jego przemagnesowywanie). Moc strat nagrzewa induktor i jego temperatura jest wyższa od temperatury otoczenia.

W przypadku cewek sprzężonych (rys. 3.2) opis jest następujący:

$$u_1(t) = -L_1 \frac{di_1}{dt} \pm M \frac{di_2}{dt} \quad (3.4)$$

$$u_2(t) = -L_2 \frac{di_2}{dt} \pm M \frac{di_1}{dt}$$



Rys. 3.2. Cewki indukcyjne, sprzężone

Indukcyjność wzajemna M reprezentuje część strumienia magnetycznego skojarzoną z obu cewkami. Indukcyjność ta osiąga maksymalną wartość M_{\max} , daną wzorem (3.5), gdy cały strumień cewki L_1 jest objęty przez L_2 i odwrotnie (nie ma t.zw. strumienia rozproszonego).

$$M_{\max} = \sqrt{L_1 L_2} \quad (3.5)$$

W rzeczywistości sprzężenie cewek nie jest idealne, a jego miarą jest t.zw. współczynnik sprzężenia k , zdefiniowany jako:

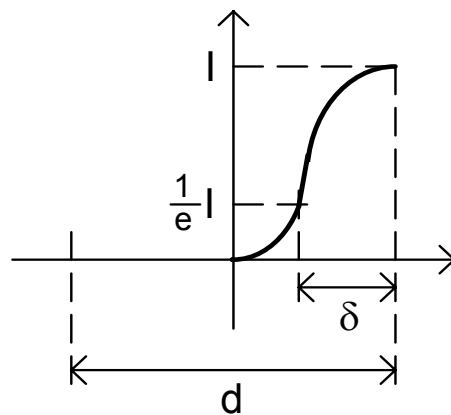
$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.6)$$

Rzeczywiste elementy indukcyjne występują jako: cewki indukcyjne, dławiki, transformatory, itd.. Są to podzespoły znacznie bardziej złożone od rezystorów czy

kondensatorów. Podzespół indukcyjny składa się z wielu elementów: uzwojenia, magnetowodu (rdzenia), korpusu uzwojenia (t.zw. karkasu), korpusu obudowy, końcówek, podkładek, obejm, ewentualnie ekranu, itp. Zwykle podzespół indukcyjny konstruuje się z typowych elementów, produkowanych i dostępnych w handlu (np. karkasów, rdzeni,...). Najlepiej jest wykonywać projekt układu elektronicznego w taki sposób, aby było możliwe użycie gotowych elementów indukcyjnych (parametry podawane są w katalogach).

3.1.1. Uzwojenia elementów indukcyjnych

Uzwojenie jest wykonywane z materiału o bardzo dużej przewodności elektrycznej (np. miedzi, srebra). Rezystancja uzwojenia i straty mocy w uzwojeniu są inne przy prądzie stałym i przy prądzie zmiennym, przy czym rezystancja rośnie ze wzrostem częstotliwości wskutek naskórkowości i efektu zbliżenia. Na rysunku 3.3 pokazano zależność natężenia prądu w.cz. od odległości od powierzchni przewodu.



Rys. 3.3. Zależność natężenia prądu w.cz. od odległości od powierzchni przewodu

Odległość δ od powierzchni przewodu, przy której natężenie prądu maleje do wartości I/e to głębokość wnikania ($e \approx 2,7$ - podstawa logarytmu naturalnego). Głębokość wnikania jest dana wzorem (3.7) [6].

$$\delta \approx 50 \sqrt{\frac{\rho}{\mu f}} \quad (3.7)$$

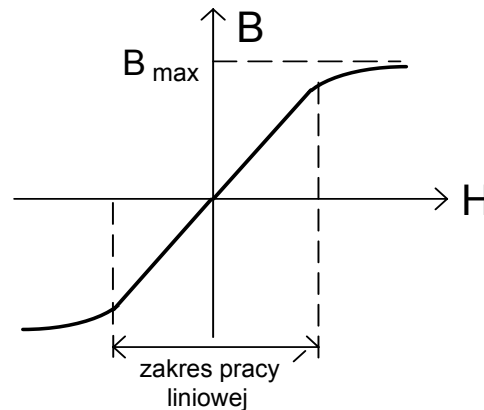
gdzie: ρ - rezystywność właściwa w $[\Omega\text{cm}]$, μ - przenikalność magnetyczna materiału, f - częstotliwość $[\text{MHz}]$. Przykładowo głębokość wnikania dla miedzi wynosi: przy 100 MHz $\sim 0,01$ mm, przy 1 MHz $\sim 0,1$ mm, zaś przy 10 kHz ~ 1 mm.

Poniżej 1 MHz stosowana jest lica w.cz.. Stanowi ją od kilku do kilkudziesięciu drutów miedzianych o średnicy od 0,03 do 0,1 mm, każdy izolowany emalią, skręconych razem i izolowanych opłotem bawełnianym lub jedwabnym. Przy wielkich częstotliwościach jest używany drut miedziany, srebrzony (t.zw. srebrzanka). Przy dużej mocy i wielkiej częstotliwości jest stosowana rurka miedziana, srebrzona.

3.1.2. Magnetowód

Magnetowód (rdzeń) skupia strumień magnetyczny i zwiększa indukcyjność cewki. Jest on wykonany z materiału ferromagnetycznego (najczęściej ferrytu przy częstotliwości od kilkudziesięciu kiloherców do kilkuset megaherców, albo stali krzemowej dla częstotliwości od kilkudziesięciu herców do kilkunastu kiloherców). Elementy indukcyjne z magnetowodem wykazują: 1) nieliniowość, 2) histerezę.

Ad. 1. Zależność indukcji magnetycznej B od natężenia pola magnetycznego H jest nieliniowa. Typową charakterystykę pokazano na rys. 3.4.



Rys. 3.4. Zależność indukcji od natężenia pola w magnetowodzie

Natężenie pola magnetycznego w magnetowodzie (H w A/m) jest proporcjonalne do natężenia prądu I i liczby zwojów z :

$$H = \frac{Iz}{l} \quad (3.8)$$

(l jest średnią długością zwoju).

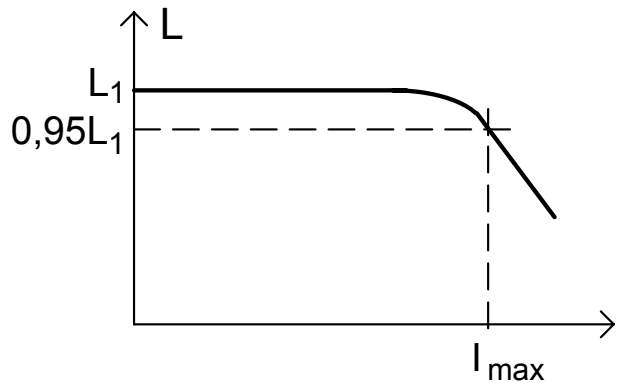
Indukcja magnetyczna (B w teslach, $1 \text{ T} = 1 \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2}$) jest stosunkiem strumienia magnetycznego do powierzchni przekroju magnetowodu. W zakresie liniowym indukcja jest proporcjonalna do natężenia pola:

$$B = \mu H = \mu_w \mu_0 H \quad (3.9)$$

gdzie μ - przenikalność magnetyczna w $\left[\frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \right]$ jest iloczynem względnej przenikalności magnetycznej μ_w i przenikalności próżni $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \left[\frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \right]$.

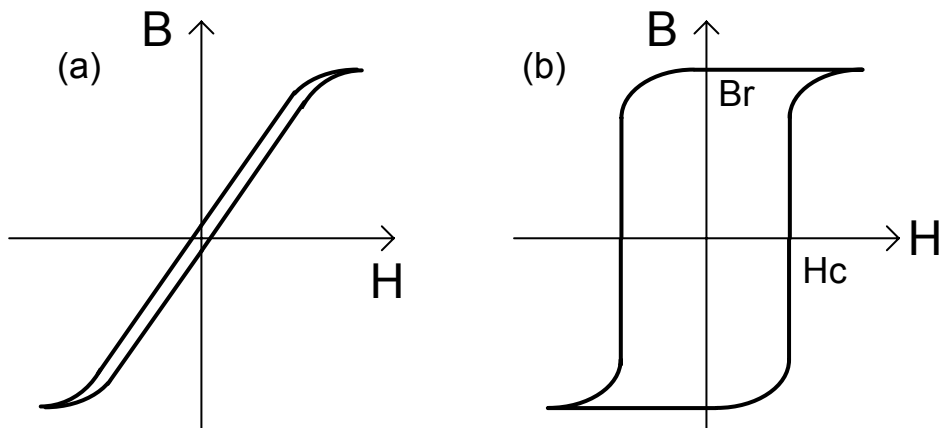
W zakresie liniowym indukcyjność cewki jest niezależna od B i H , a zatem od prądu I w cewce. Dla prądu, któremu odpowiada indukcja przewyższająca B_{max} przenikalność względna rdzenia maleje i indukcyjność cewki L również zmniejsza się. Jako maksymalny prąd I_{max} przyjmuje się taką wartość, której odpowiada zmniejszenie się indukcyjności

cewki o 5 % (rys. 3.5). Wartość indukcji B_{\max} zależy od rodzaju materiału ferromagnetycznego rdzenia.



Rys. 3.5. Zależność indukcyjności od prądu cewki

Ad. 2. Krzywe magnesowania materiałów magnetycznych: "miękkiego" i "twardego" pokazano na rys. 3.6 (B_r to indukcja reszkowa (remanencji), lub pozostałość magnetyczna, a H_c to natężenie koercji (powściąające)).



Rys. 3.6. Krzywe magnesowania materiałów magnetycznych:
(a) miękkiego i (b) twardego

W cewkach i transformatorach są stosowane magnetowody z materiałów magnetycznych miękkich. Straty mocy są tu proporcjonalne do powierzchni pętli histerezy. Dodatkowe straty są związane z prądami wirowymi w rdzeniu.

3.3. Pozostałe elementy konstrukcyjne

Pozostałe elementy konstrukcyjne cewek indukcyjnych lub transformatorów (korpusy, ekrany, ...) mają mniejsze znaczenie. Ekrany magnetyczne są wykonywane z grubych blach stalowych lub ze stopów metali (np. ze stopów permalojowych). Są one stosowane przy małych częstotliwościach. Ekrany elektryczne są stosowane częściej, przy wielkich

częstotliwościach ($f > 100$ kHz) i wykonywane z cienkich blach aluminiowych lub miedzianych. Projektowanie ekranów jest skomplikowane.

3.1.4. Konstrukcje cewek

W zakresie częstotliwości od kilku do kilkuset MHz stosowane są cewki jednowarstwowe powietrzne bez rdzenia (pojedyncze zwoje do 1000 MHz). Indukcyjność takiej cewki można obliczyć z wzoru (3.10).

$$L = \frac{Dz^2}{45 + 100 \frac{l}{D}} \quad (3.10)$$

gdzie: L - indukcyjność cewki w [μH], D - średnica cewki w centymetrach, l - długość uzwojenia w centymetrach, z - liczba zwojów. Błąd wzoru (3.10) nie przekracza $\pm 2\%$ gdy stosunek $\frac{l}{D}$ zawiera się w granicach od 5 do 0,2. Cewki wielowarstwowe powietrzne bez rdzenia mają odpowiednio większe indukcyjności i są stosowane w zakresie mniejszych częstotliwości (od 100 kHz do kilku MHz).

Często spotykany w praktyce układ dwóch cewek powietrznych, sprzężonych magnetycznie, składa się z cewki zewnętrznej i umieszczonej wewnątrz drugiej cewki. Indukcyjność wzajemna takiego układu cewek wyraża się wzorem:

$$M = 0,01 \frac{d^2}{\sqrt{D^2 + l^2}} n_1 n_2 [\mu\text{H}] \quad (3.11)$$

gdzie: d - średnica uzwojenia wewnętrznego w centymetrach, D - średnica uzwojenia zewnętrznego w centymetrach, l - długość dłuższej cewki w centymetrach, n_1 , n_2 - liczby zwojów obu cewek.

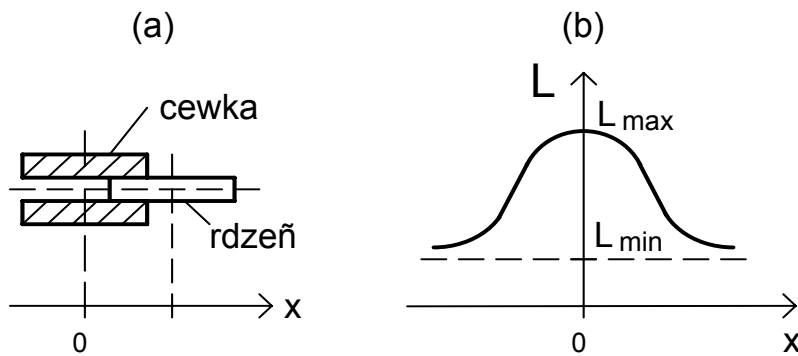
Cewki z rdzeniem (z magnetowodem) mają większe indukcyjności L od cewek powietrznych (L_0):

$$L = \mu_{sk} L_0 \quad (3.12)$$

μ_{sk} to skuteczna przenikalność magnetyczna.

W elementach indukcyjnych są stosowane magnetowody otwarte (np. rdzeń wkręcany, lub t.zw. antena ferrytowa), i zamknięte ferrytowe: pierścieniowe, wielootworowe, kubkowe, garnkowe, typu E, ETD, EC, U, oraz zamknięte, wykonane z taśmy stalowej: zwijane, cięte (t.zw. RZC) oraz pierścieniowe, rdzenie składane z kształtek stalowych EI, M, LL, EE, 2F, UI, itd..

Indukcyjność cewki z magnetowodem otwartym L jest proporcjonalna do skutecznej przenikalności magnetycznej rdzenia μ_{sk} , a ta zależy od materiału rdzenia i położenia rdzenia względem cewki. Możliwe jest dostrajanie np. obwodu rezonansowego przez przesuwanie (przekręcanie) rdzenia (rys. 3.7).

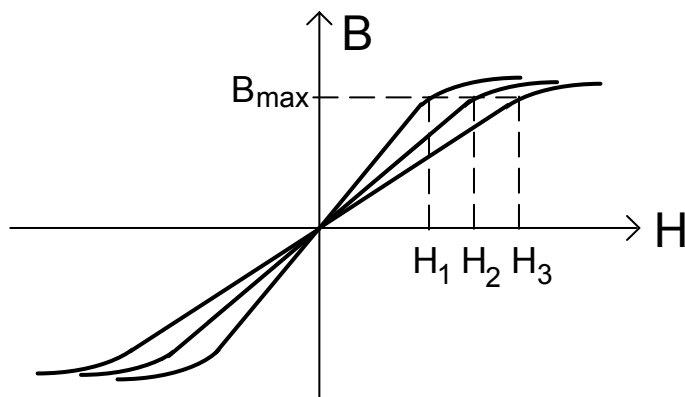


Rys. 3.7. Cewka przestrajana rdzeniem: (a) konstrukcja, (b) zależność indukcyjności od położenia rdzenia

W przypadku cewek z rdzeniem zamkniętym prawie cały strumień magnetyczny zamyka się w rdzeniu (niemal brak rozproszenia). Tu indukcyjność L jest proporcjonalna do kwadratu liczby zwojów z (wzór (3.13) [11]). Współczynnik proporcjonalności A_L zależy od materiału, kształtu i rozmiarów magnetowodu.

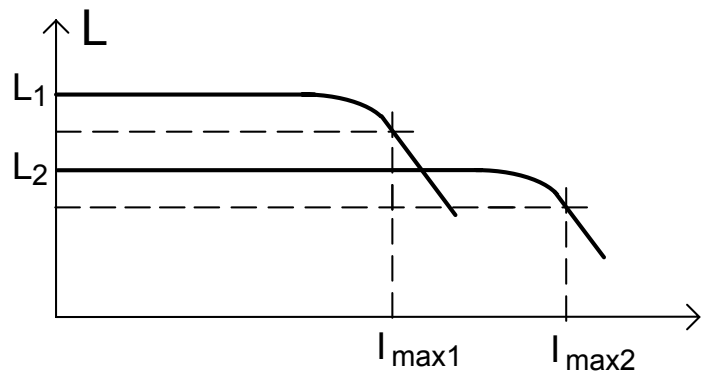
$$L = A_L z^2 \quad (3.13)$$

Szczelina w magnetowodzie zmienia właściwości cewki: zmniejsza indukcyjność, poprawia liniowość i zwiększa maksymalny prąd cewki. Na rysunku 3.8 pokazano krzywe magnesowania rdzenia z różnymi szczelinami. Maksymalnej indukcji B_{\max} odpowiadają natężenia pola: H_1 bez szczeliny, H_2 z mniejszą szczeliną, H_3 z większą szczeliną.



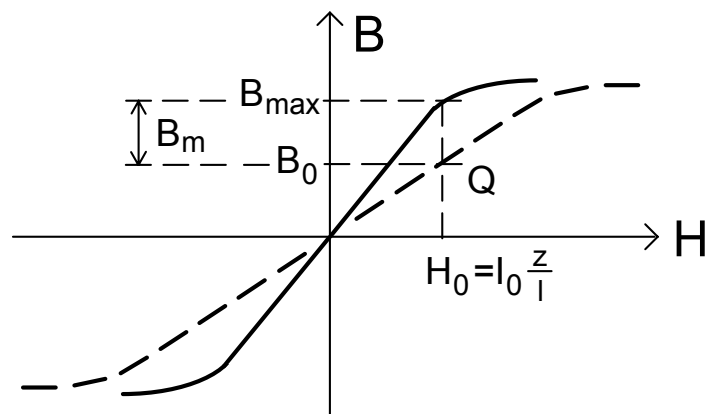
Rys. 3.8. Zależność indukcji od natężenia pola w magnetowodzie z różnymi szczelinami

Widać że obecność szczeliny prowadzi do zmniejszenia nachylenia charakterystyki, czyli do zmniejszenia względnej przenikalności magnetycznej μ_w , a zatem szczelina zmniejsza indukcyjność cewki. Z drugiej strony w cewce ze szczeliną indukcja B_{\max} jest osiągana przy większym natężeniu pola magnetycznego, czyli przy większym prądzie cewki.



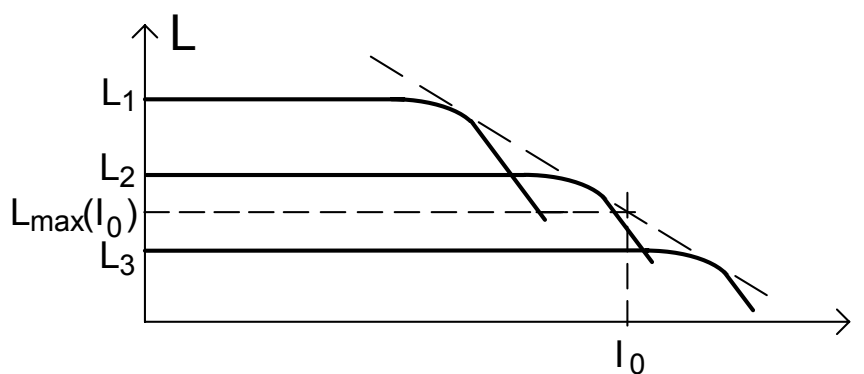
Rys. 3.9. Zależność indukcyjności od prądu cewki:
 L_1 - bez szczeliny, L_2 - ze szczeliną

Szczelina jest zwykle niepożądana, ale bywa celowo wprowadzana: gdy potrzebna jest regulacja indukcyjności cewki, lub gdy cewka jest magnesowana prądem stałym (np. dławik w filtrze tętnień zasilacza sieciowego, transformator w przetwornicy napięcia stałego, itp.). Ilustruje to rysunek 3.10.



Rys. 3.10. Praca magnetowodu bez szczeliny i ze szczeliną

Mimo przesunięcia punktu pracy z $(0,0)$ do p. Q możliwa jest liniowa praca z amplitudą indukcji B_m . W takim przypadku istnieje optymalna szerokość szczeliny dla danego prądu magnesującego (rys. 3.11).



Rys. 3.11. Optymalizacja szczeliny cewki pracującej z prądem stałym

3.1.5. Parametry cewek

Produkowane i dostępne w handlu cewki indukcyjne i filtry pasmowe w.cz. cechują się następującymi parametrami:

- indukcyjność znamionowa (i tolerancja oraz zakres przestrajania),
- dobroć,
- temperaturowy współczynnik indukcyjności,
- dopuszczalna wartość prądu,
- dopuszczalna wartość napięcia,
- parametry resztkowe.

3.1.6. Indukcyjność znamionowa

Cewka indukcyjna jest oznakowana cechą określającą wartość jej indukcyjności. Indukcyjność znamionowa może być liczbą z szeregu znormalizowanego E6 (rzadziej E12 np. w przypadku dławików w.cz.) ale często wartości nie są liczbami z szeregu. Zakres indukcyjności cewek stosowanych w układach elektronicznych to 1 μH (0,1 μH) do 100 mH (10 H). Często oprócz tolerancji wykonania jest podawany zakres zmian indukcyjności (za pomocą ruchomego rdzenia).

Gotowe cewki, obwody rezonansowe i filtry pasmowe są dostępne w handlu i przeznaczone do określonych zastosowań. Ich dane można znaleźć w katalogach. Stosowane są np. typoszeregi podzespołów indukcyjnych o rozmiarach: 7x7 mm (wys. 12,6 mm), 12x12 mm (wys. 19 mm), 12x28 mm (wys. 19 mm), itd. [8].

W układach scalonych cewek w zasadzie nie wykonuje się. Możliwe jest wykonanie cewek (nie transformatorów) w układach warstwowych, ale ich indukcyjność jest niewielka (mniejsza od kilkudziesięciu mikrohenrów), a dobroć - bardzo mała (od kilku do kilkunastu). Płaskie cewki i transformatory są stosowane jako elementy dyskretne w układach hybrydowych podobnie, jak elementy półprzewodnikowe.

3.1.7. Dobroć

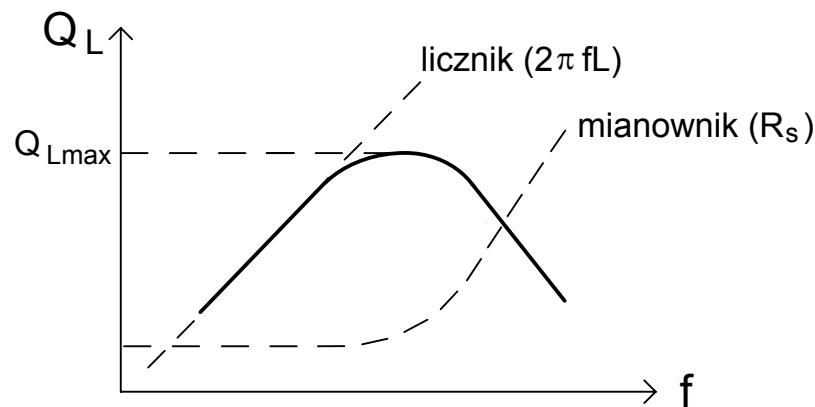
Dobroć Q_L to zdolność do gromadzenia energii w zmiennym polu magnetycznym, odniesiona do strat energii w jednym okresie pobudzenia. Jest ona dana zależnością (3.14).

$$Q_L = \frac{2\pi fL}{R_s} \quad (3.14)$$

gdzie: f częstotliwość, L indukcyjność cewki, R_s szeregowa rezystancja strat cewki (rys. 3.15). Dobroć przyjmuje wartości typowo od kilkudziesięciu (50 - 200) przy

częstotliwościach radiowych (100 kHz - 30 MHz), do maksymalnie 1000 przy około 100 kHz dla cewek nawiniętych licą w.cz. z zamkniętym rdzeniem ferrytowym, lub do kilkuset, gdy uzwojenie jest wykonane ze srebra na korpusie ceramicznym o dużej średnicy (np. w nadajniku radiowym). W zakresie mikrofalowym, gdy indukcyjnością jest odcinek linii długiej lub rezonator wnąkowy, wartość dobroci może przekraczać kilka tysięcy.

Rezystancja R_s we wzorze (3.14) reprezentuje straty w uzwojeniu: przy prądzie stałym (omowe) i przy prądzie zmiennym: naskórkowość i efekt zbliżenia, straty w rdzeniu (histereza i prądy wirowe), oraz inne straty (w korpusie, ekranie, itp.). Z tych powodów wartość R_s , stała przy małych częstotliwościach, przy większych częstotliwościach rośnie szybko, natomiast licznik wyrażenia (3.14) zwiększa się, w całym zakresie zmian, proporcjonalnie do częstotliwości. Dobroć, jako stosunek tych wielkości, po początkowym wzroście osiąga maksimum, a następnie maleje (rys. 3.12).



Rys. 3.12. Zależność dobroci cewki od częstotliwości

3.1.8. Temperaturowy współczynnik indukcyjności

Temperaturowy współczynnik indukcyjności TWL jest definiowany jako:

$$TWL = \frac{1}{L} \frac{\delta L}{\delta T} \quad (3.15)$$

i podawany w [%/K] lub [ppm/K].

Indukcyjność jest w przybliżeniu liniową funkcją temperatury:

$$L(T) = L(T_0) [1 + TWL(T - T_0)] \quad (3.16)$$

Wyznaczenie wartości temperaturowego współczynnika indukcyjności jest możliwe na podstawie dwóch pomiarów indukcyjności, zwykle w temperaturach: $T_1 = +20 \text{ }^\circ\text{C}$ i $T_2 = +125 \text{ }^\circ\text{C}$ lub $T_2 = -55 \text{ }^\circ\text{C}$ (zależność (3.17)).

$$TWL = \frac{L(T_2) - L(T_1)}{L(T_1)(T_2 - T_1)} \quad (3.17)$$

Współczynnik TWL może być dodatni lub ujemny zależnie od materiału uzwojenia, rdzenia, korpusu, oraz od konstrukcji cewki. Jego przyczyną jest głównie rozszerzalność cieplna materiałów. Cewki dostępne w handlu mają TWL od ± 10000 ppm/K do ± 200 ppm/K (± 1 %/K do $\pm 0,02$ %/K). Istnieje możliwość kompensacji wpływu temperatury na częstotliwość rezonansową obwodu przez łączenie cewki o danym TWL i kondensatora o przeciwnym TWC .

3.1.9. Dopuszczalna wartość prądu

Ograniczenie maksymalnego prądu cewki wynika z samonagrzewania uzwojenia, oraz strat na przemagnesowywanie magnetowodu i prądów wirowych. Przekrój drutu nawojowego powinien być dobrany stosownie do natężenia prądu cewki. Tak zwana gęstość prądu J (stosunek natężenia prądu do powierzchni przekroju poprzecznego drutu nawojowego) zależy od materiału i warunków chłodzenia (grubości) uzwojenia. Przy wielkiej częstotliwości zależy ona również od efektu naskórkowości. Przy małej częstotliwości wymaganą średnicę drutu nawojowego określa zależność (3.18).

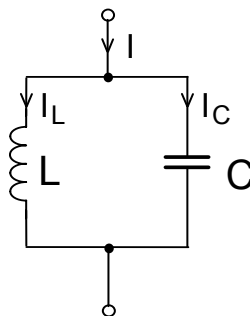
$$d = 1,13 \sqrt{\frac{I}{J}} \quad (3.18)$$

gdzie d - średnica drutu nawojowego, I - natężenie prądu w przewodzie uzwojenia.

Dla miedzi często przyjmuje się $J = 2,5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$. Stąd wymagana średnica drutu wynosi:

$$d = 0,8 \sqrt{I} \quad (3.19)$$

Straty w magnetowodzie zależą od materiału magnetowodu, częstotliwości, konstrukcji, itp. Dodatkowo ma na nie wpływ ewentualne nasycanie rdzenia strumieniem stałym (bo powoduje on nieliniową pracę, prowadzącą do zmniejszenia indukcyjności, i zwiększenia natężenia prądu zmiennego). Szczególnie trudna jest praca cewki w równoległym obwodzie rezonansowym (rys. 3.13).



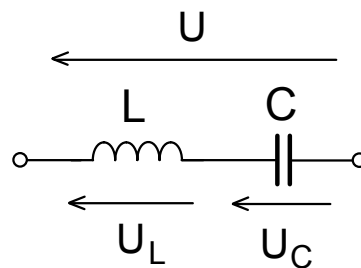
Rys. 3.13. Cewka w równoległym obwodzie rezonansowym

Amplituda prądu w cewce \bar{I}_L jest Q - krotnie większa od amplitudy prądu obwodu \bar{I} .

$$\bar{I}_L = Q\bar{I} \quad (3.20)$$

3.1.10. Dopuszczalna wartość napięcia

Ograniczenie napięcia na cewce jest związane z możliwością przebicia elektrycznego izolacji między warstwami uzwojenia lub poszczególnymi zwojami (przebiecie przekładek lub emalii), albo przebiecie między uzwojeniem a rdzeniem (przebiecie karkasu). Przy konstruowaniu cewki należy prawidłowo rozmieścić uzwojenia, zastosować odpowiednie przekładki izolacyjne, prawidłowo rozmieścić wyprowadzenia, itp. Dotyczy to szczególnie uzwojeń transformatorów sieciowych (230V) i przetwornic napięć stałych, oraz cewek obwodów wyjściowych wzmacniaczy mocy w.cz. (nadajniki radiowe, elektronika przemysłowa). Szczególnie trudna jest praca cewki w szeregowym obwodzie rezonansowym (rys. 3.14).



Rys. 3.14. Cewka w szeregowym obwodzie rezonansowym

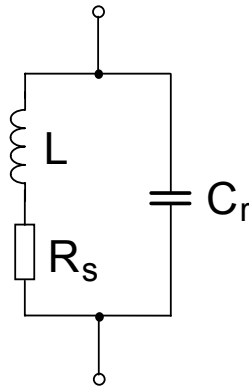
Amplituda napięcia na cewce \bar{U}_L jest Q krotnie większa od amplitudy napięcia na obwodzie \bar{U} .

$$\bar{U}_L = Q\bar{U} \quad (3.21)$$

Uwaga: istnieje zagrożenie dla personelu technicznego i aparatury pomiarowej w przypadku, gdy w cewce zostanie przerwany przepływ prądu. Napięcie na jej końcówkach (SEM samoindukcji) jest wielokrotnie większe od napięcia w czasie pracy.

3.1.11. Parametry resztkowe

Z konstrukcji cewki wynika, że oprócz indukcyjności L cechuje się ona rezystancją resztkową R_s (wynikającą z rezystancji uzwojenia, naskórkowości, strat na histerezę i prądy wirowe), a także pojemnością resztkową C_r między końcówkami (między warstwami uzwojenia oraz między zwojami). Uproszczony model elektryczny cewki pokazano na rys.3.15.



Rys. 3.15. Uproszczony schemat zastępczy cewki

Rezonans tego obwodu występuje przy częstotliwości danej wzorem (3.22).

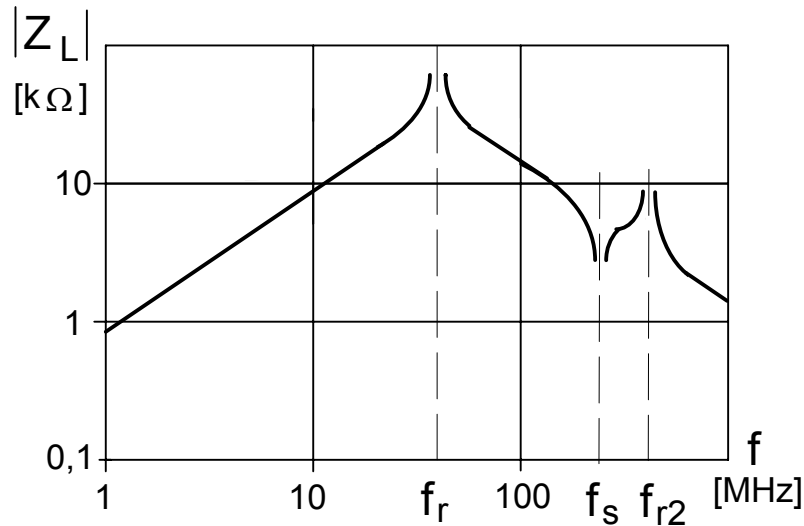
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_r}} \quad (3.22)$$

zaś jego dobroć jest dana zależnością (3.13) (dobroć obwodu jest równa dobroci cewki - dobroć kondensatora jest duża i nie wpływa na wartość wypadkową).

Typowy przebieg zależności modułu impedancji cewki od częstotliwości pokazano na rys. 3.16. Widać, że oprócz podstawowego rezonansu równoległego (f_r) pojawiają się dodatkowe rezonanse szeregowo (f_s) i równoległe (f_{r2}) (rezonują części uzwojenia z pojemnościami rozproszonymi). Na tej charakterystyce w zakresie małych częstotliwości (znacznie poniżej częstotliwości f_r) istnieje odcinek, gdzie moduł impedancji zwiększa się proporcjonalnie do wzrostu częstotliwości (charakterystyczny dla indukcyjności):

$$|Z_L| = 2\pi fL \quad (3.23)$$

Ale dla największych częstotliwości jest inaczej: $|Z_L|$ maleje, gdy f rośnie - a to jest charakterystyczne dla pojemności! (wyższe rezonanse są pominięte). Powyżej podstawowego rezonansu równoległego cewka traci swoją najważniejszą cechę - indukcyjność - i nie może być stosowana. Dławik szerokopasmowy (szerokopasmowe rozwarcie) uzyskuje się w wyniku szeregowego połączenia kilku dławików o różnych indukcyjnościach (a zatem o różnych częstotliwościach rezonansów własnych).



Rys. 3.16. Zależność modułu impedancji cewki od częstotliwości

Zależnie od konstrukcji cewki częstotliwość rezonansu własnego może przyjmować wartości rzędu megaherców, ale może też nie przekraczać kilkunastu kiloherców. Na jej wartość ma również wpływ pojemność obwodu, w którym pracuje cewka (np. pojemność ścieżek płytki drukowanej).

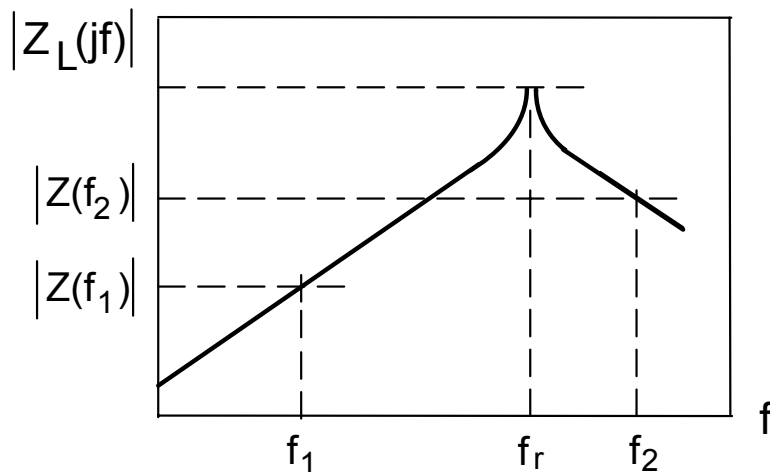
Wartości elementów modelu cewki można wyznaczyć na podstawie zależności modułu jej impedancji od częstotliwości. Indukcyjność L cewki decyduje o przebiegu charakterystyki przy częstotliwościach mniejszych od rezonansowej i można ją wyznaczyć na podstawie zmierzonej charakterystyki $|Z| = f(f)$ (np. przy częstotliwości f_1 - rys. 3.17). Indukcyjność L schematu z rys. 3.15 można wyznaczyć z wzoru (3.24).

$$L = \frac{|Z(f_1)|}{2\pi f_1} \quad (3.24)$$

Podobnie pojemność C_r decyduje o przebiegu charakterystyki przy częstotliwościach większych od rezonansowej (tam gdzie moduł impedancji maleje proporcjonalnie do wzrostu częstotliwości, np. przy częstotliwości f_2 - rys. 3.17). Tutaj pojemność C_r modelu cewki jest dana zależnością (3.25).

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_2 |Z(f_2)|} \quad (3.25)$$

Jeśli częstotliwość rezonansowa jest zmierzona z zadowalającą dokładnością, pojemność C_r można też obliczyć z wzoru (3.22).



Rys. 3.17. Ilustracja sposobu doboru punktów na charakterystyce amplitudowej do wyznaczania parametrów modelu cewki indukcyjnej

Rezystancję szeregową R_s najlepiej jest obliczyć na podstawie pomiaru dobroci cewki Q_L (przy częstotliwości bliskiej, ale niższej od rezonansowej). Na podstawie wzoru (3.13) rezystancja szeregową ma wartość daną zależnością (3.26).

$$R_s(f) = \frac{|Z(f)|}{Q_L(f)} \quad (3.26)$$

Z wzoru (3.26) wynika, że R_s jest funkcją częstotliwości. Jeśli jest znana zależność dobroci od częstotliwości wzór ten umożliwi obliczenie zależności $R_s(f)$.

3.2. Zadania pomiarowe

3.2.1. Pomiar indukcyjności cewek

Za pomocą mostka RLC zmierzyc wartości indukcyjności własnej różnych cewek indukcyjnych wskazanych przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne, powietrznych i z magnetowodami: rdzeniami ferrytowymi otwartymi i zamkniętymi (kubkowymi, garnkowymi, pierścieniowymi), oraz rdzeniami stalowymi. Pomiary powtórzyć przy kilku częstotliwościach za pomocą miernika dobroci. Ocenic zgodność wyników pomiarów obu przyrządami z wynikami obliczeń teoretycznych indukcyjności. Ocenic wpływ magnetowodu na indukcyjność cewki i zakres zmian indukcyjności za pomocą magnetowodu otwartego (rdzenia). Obliczyć z wzorów (3.10) i/lub (3.13) indukcyjności cewek i ocenic zgodność z wynikami pomiarów.

3.2.2. Pomiar indukcyjności wzajemnej układu cewek

Zmierzyc wartości indukcyjności wzajemnej i współczynnika sprzężenia różnych układów cewek indukcyjnych wskazanych przez prowadzącego ćwiczenia. Indukcyjność wzajemną M układu dwóch cewek L_1 i L_2 sprzężonych indukcyjnie można wyznaczyć na podstawie wyników dwóch pomiarów indukcyjności układu cewek: jednego L_a , gdy

indukcyjności się sumują i drugiego L_b , gdy indukcyjności się odejmują (po zamianie miejscami końcówek jednej z cewek). Indukcyjność wzajemną określa wzór (3.27), a współczynnik sprzężenia jest dany wzorem (3.6).

$$M = \frac{1}{4}(L_a - L_b) \quad (3.27)$$

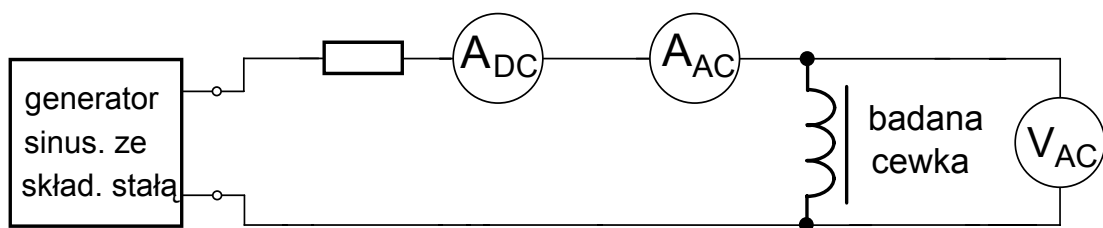
Obliczyć z wzoru (3.11) indukcyjność wzajemną układu cewek i porównać z wynikami pomiarów.

3.2.3. Pomiar zależności dobroci cewek indukcyjnych od częstotliwości

Za pomocą miernika dobroci zmierzyć zależność dobroci od częstotliwości dla różnych cewek indukcyjnych wskazanych przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne, powietrznych i z magnetowodami: rdzeniami ferrytowymi otwartymi i zamkniętymi (kubkowymi, garnkowymi, pierścieniowymi). Zakres częstotliwości powinien obejmować maksimum dobroci cewki. Wykreślić zmierzone charakterystyki $Q = f(f)$. Porównać zakresy zmienności i wartości maksymalne dobroci różnych cewek. Ocenąć wpływ konstrukcji cewki i magnetowodu na uzyskane wyniki.

3.2.4. Pomiar wpływu szczeliny i magnesowania prądem stałym na indukcyjność cewek

Zmierzyć zależność indukcyjności cewki z magnetowodem od prądu stałego, magnesującego rdzeń, przy kilku długościach szczeliny. Dla cewek z rdzeniem ferrytowym pomiary wykonać w układzie pomiarowym, pokazanym na rys. 3.18. Składową stałą prądu cewki regulować w generatorze funkcji ("offset") a jej wartość zmierzyć za pomocą amperomierza A_{DC} . Indukcyjność mierzyć metodą techniczną: napięcie na cewce U_L mierzyć woltomierzem napięć zmiennych V_{AC} , zaś prąd I_L - amperomierzem A_{AC} .



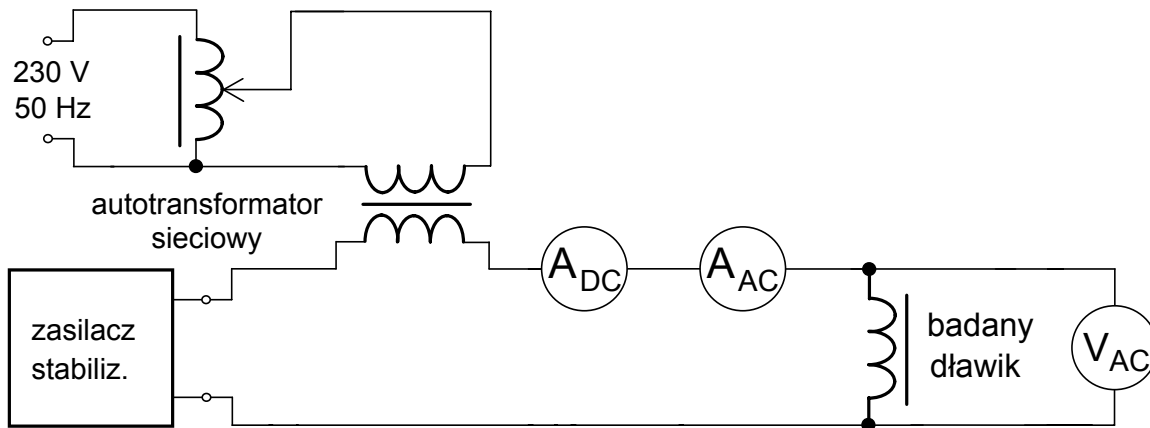
Rys. 3.18. Schemat układu do pomiarów wpływu szczeliny i magnesowania prądem stałym na indukcyjność cewki z rdzeniem ferrytowym

Indukcyjność wyznaczyć z wzoru:

$$L = \frac{U_L}{2\pi f I_L} \quad (3.28)$$

gdzie f jest częstotliwością pomiarową (uwaga: woltomierz i amperomierz zachowują klasę dokładności w zakresie częstotliwości od 20 Hz do 50 kHz).

Dla dławika z rdzeniem stalowym pomiary wykonać w układzie pomiarowym, pokazanym na rys. 3.19. Składową stałą prądu dławika regulować w zasilaczu stabilizowanym, pracującym jako źródło napięciowe ("stabilizacja napięcia"), a jej wartość mierzyć za pomocą amperomierza A_{DC} . Składowa zmienna prądu dławika I_L pochodzi z uzwojenia wtórnego transformatora sieciowego, częstotliwość pomiarowa wynosi 50 Hz. Indukcyjność mierzyć jak poprzednio, a jej wartość wyznaczyć z wzoru (3.28).



Rys. 3.19. Schemat układu do pomiarów wpływu szczeliny i magnesowania prądem stałym na indukcyjność dławika z rdzeniem stalowym

3.2.5. Pomiar właściwości częstotliwościowych cewki indukcyjnej

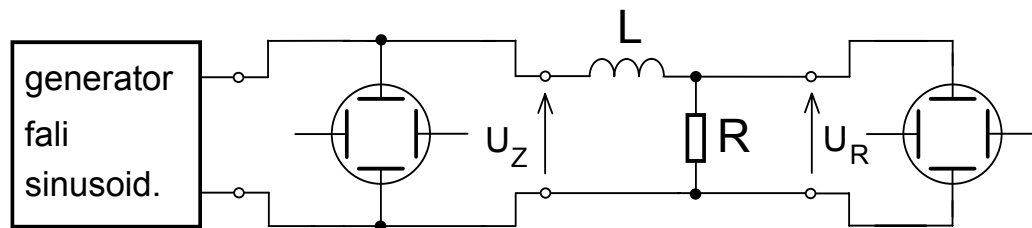
Za pomocą miernika impedancji zmierzyć zależność od częstotliwości: modułu $|Z_L| = f(f)$ i argumentu $\arg(Z_L) = f(f)$ impedancji cewek indukcyjnych i/lub dławików wskazanych przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne. Częstotliwość zmieniać tak, aby jej kolejne wartości tworzyły w przybliżeniu ciąg geometryczny o ilorazie $\sqrt[n]{10}$ (np. gdy $n = 6$ to w ciągu występują liczby: 1; 1,5; 2; 3; 5; 7; 10; 15, itd.). Pomiary wykonywać do częstotliwości obejmujących okolice rezonansu własnego. W okolicach częstotliwości rezonansu własnego i ewentualnie dodatkowych rezonansów częstotliwość zmieniać z mniejszym krokiem. Na podstawie uzyskanych wyników wykreślić dla każdej z mierzonych cewek charakterystyki $|Z_L| = f(f)$ (obie osie w skali logarymicznej) i $\arg(Z_L) = f(f)$ (oś częstotliwości w skali logarymicznej). Na tej podstawie wyznaczyć zakres częstotliwości pracy cewek i oszacować wartości elementów ich elektrycznych schematów zastępczych (porównaj p. 3.1.11).

3.2.6. Pomiar zależności modułu impedancji cewki indukcyjnej od częstotliwości metodą techniczną

Pomiar zależności modułu impedancji cewki od częstotliwości można wykonać metodą techniczną w ograniczonym zakresie częstotliwości oraz z ograniczoną dokładnością. Schemat układu pomiarowego pokazano na rys. 3.20. Badana cewka wchodzi w skład dzielnika napięcia wraz z rezystorem R . Wartość międzyszczytowa sinusoidalnego napięcia na wejściu dzielnika U_{Zpep} jest mierzona za pomocą oscyloskopu, podobnie, jak napięcie na rezystorze U_{Rpep} . Jeżeli moduł impedancji cewki $|Z_L| = 2\pi fL$ przy częstotliwości f jest znacznie większy od rezystancji rezystora R , to wartość modułu impedancji cewki można obliczyć z zależności (3.29).

$$|Z_L(f)| = \frac{U_{Zpep}(f)}{U_{Rpep}(f)} R \quad (3.29)$$

Zakres częstotliwości pomiarów powinien obejmować częstotliwości, przy których moduł impedancji cewki jest co najmniej dziesięciokrotnie większy od rezystancji rezystora (dla indukcyjności rzędu milihenrów i rezystora $R = 100 \Omega$ jest to orientacyjnie zakres powyżej kilku kHz). Częstotliwość zmieniać, jak to podano w p. 3.2.5.

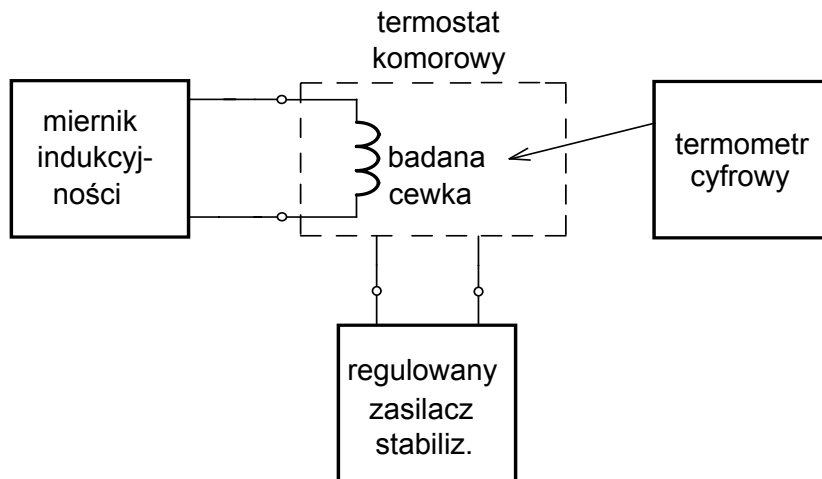


Rys. 3.20. Schemat układu do pomiarów zależności modułu impedancji cewki indukcyjnej od częstotliwości

Na podstawie uzyskanych wyników dla każdej z mierzonych cewek wykreślić zależności $|Z_L| = f(f)$ (obie osie w skali logarytmicznej). Wyznaczyć zakres częstotliwości pracy cewek i oszacować częstotliwości rezonansu własnego oraz wartości elementów ich modeli elektrycznych (zgodnie z p. 3.1.11).

3.2.7. Pomiar temperaturowego współczynnika indukcyjności

W układzie pomiarowym, pokazanym na rys. 3.21, zmierzyć zależność indukcyjności cewek wskazanych przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne od temperatury. Wykreślić charakterystykę indukcyjność - temperatura $L = f(T)$ i na jej podstawie wyznaczyć temperaturowy współczynnik indukcyjności - wzory (3.15) i (3.17).



Rys. 3.21. Schemat układu do pomiaru właściwości temperaturowych cewki indukcyjnej

3.2.8. Spis aparatury pomiarowej

1. Mostek RLC.
2. Miernik dobroci.
3. Miernik impedancji.
4. Generator funkcji.
5. Termometr cyfrowy.
6. Woltomierz napięć zmiennych.
7. Amperomierz prądów stałych i zmiennych.
8. Zasilacz stabilizowany.
9. Autotransformator sieciowy.

3.3. Zagadnienia

1. Podstawowe parametry i charakterystyki elementów indukcyjnych, definicje, sposoby pomiaru, układy pomiarowe, przewidywane przebiegi tych charakterystyk i wartości liczbowe parametrów.
2. Rodzaje cewek indukcyjnych, porównanie ich parametrów.
3. Znormalizowane ciągi wartości znamionowych i tolerancje indukcyjności cewek.
4. Oznaczenia indukcyjności znamionowych i tolerancji cewek: kod cyfrowo-literowy i kod barwny.
5. Dobroć cewek indukcyjnych, wpływ magnetowodu na dobroć, zależność dobroci od częstotliwości, wpływ dobroci cewki na parametry obwodu rezonansowego.
6. Temperaturowy współczynnik indukcyjności: definicja, sposób pomiaru, typowe wartości.
7. Wpływ prądu stałego, płynącego przez cewkę z magnetowodem zamkniętym, na jej indukcyjność, sposoby zmniejszania tego wpływu.

8. Wpływ szczeliny na indukcyjność cewki z magnetowodem zamkniętym, związek z magnesowaniem rdzenia strumieniem stałym.
9. Zależność impedancji cewki od częstotliwości, rezonans własny, ograniczenia zakresu częstotliwości pracy różnych cewek.
10. Parametry resztkowe i elektryczny schemat zastępczy cewki indukcyjnej, wyznaczenie wartości elementów modelu cewki na podstawie zależności jej impedancji od częstotliwości.
11. Dławik szerokopasmowy, sposób realizacji, znaczenie dla różnych zastosowań.

Ć w i c z e n i e 4

TRANSFORMATORY TELEKOMUNIKACYJNE

Celem ćwiczenia jest praktyczne poznanie właściwości transformatorów telekomunikacyjnych. W ćwiczeniu są badane podstawowe parametry i charakterystyki transformatora, a w szczególności jest mierzona przekładnia napięciowa i rezystancje uzwojeń, oraz optymalna rezystancja obciążenia, przy której zachodzi dopasowanie energetyczne do generatora. Wykonywane są pomiary charakterystyk: amplitudowej i fazowej, oraz odpowiedzi impulsowej. Na podstawie wyników tych pomiarów są wyznaczane wartości elementów elektrycznego schematu zastępczego transformatora.

4.1. Wprowadzenie

Transformator to układ cewek silnie sprzężonych (o współczynniku sprzężenia bliskim jedności). Osiąga się to przez zastosowanie magnetowodu (rdzenia) i nawinięcie uzwojeń w taki sposób, aby strumień rozproszony był mały. Transformator stwarza możliwość:

- galwanicznego rozdzielania obwodów,
- transformacji napięć i prądów (przekładnia n dana jest wzorem (4.1)),

$$n = \frac{z_1}{z_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} \quad (4.1)$$

(z_1, z_2, U_1, U_2 , oraz I_1, I_2 to liczby zwojów, napięcia i prądy uzwojeń: pierwotnego i wtórnego),

oraz w związku z tym:

- dopasowania rezystancji źródła do obciążenia - wzór (4.2),

$$R_g = R_L' = n^2 R_L, \quad (4.2)$$

gdzie R_g - rezystancja generatora, R_L - rezystancja obciążenia, R_L' - rezystancja widziana na zaciskach uzwojenia pierwotnego transformatora,

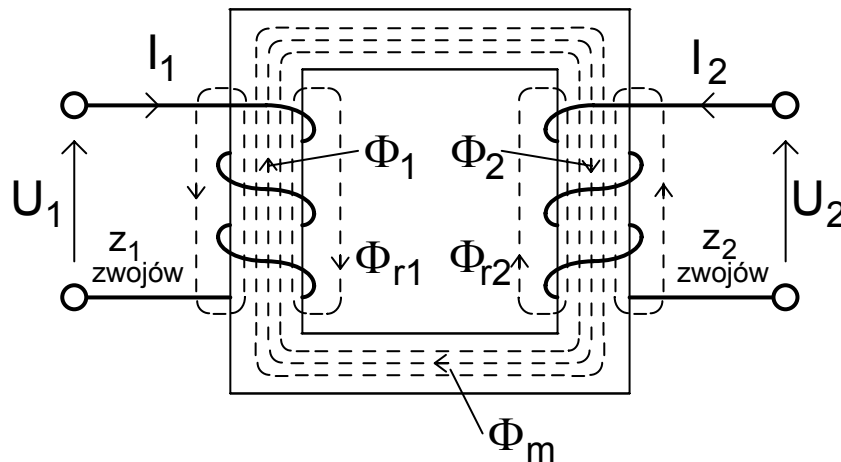
- uzyskania napięć przesuniętych w fazie o 180° ,
- sumowania mocy wielu źródeł w jednym obciążeniu,
- rozgałęziania mocy jednego źródła do wielu obciążeń,
- przekazywania mocy przy niewielkich spadkach napięć i wysokiej sprawności.

Jednak konstrukcja transformatora, a szczególnie obecność magnetowodu jest przyczyną cech niekorzystnych. Są to: trudności z osiągnięciem szerokiego pasma przenoszonych częstotliwości, nieliniowe zniekształcenia sygnału, a także znaczna waga, rozmiary, oraz cena.

- Charakter pracy i wymagania stawiane transformatorom są różne. Można tu wyróżnić:
- transformator telekomunikacyjny,
 - transformator zasilacza sieciowego 50Hz,
 - transformator zasilacza impulsowego.

4.1.1. Opis pracy transformatora telekomunikacyjnego

Obecność magnetowodu powoduje nieliniowe zniekształcenia przenoszonego sygnału, ale strumień magnetyczny prawie całkowicie zamyka się w rdzeniu. Dla ułatwienia analizy założymy prawie liniową pracę transformatora (rys. 4.1).



Rys. 4.1. Przebieg strumienia magnetycznego w transformatorze

Strumień magnetyczny uzwojenia, w którym płynie prąd, jest sumą strumienia magnesującego i strumienia rozproszenia:

$$\Phi_1 = \Phi_m + \Phi_{r1} \quad (4.3a)$$

$$\Phi_2 = \Phi_m + \Phi_{r2} \quad (4.3b)$$

Gdy uwzględnimy rezystancje uzwojeń: pierwotnego R_1 i wtórnego R_2 , to napięcia U_1 i U_2 uzwojeń o z_1 i z_2 zwojach można zapisać, jako:

$$U_1 = R_1 I_1 + z_1 \frac{d\Phi_1}{dt} = R_1 I_1 + z_1 \frac{d\Phi_m}{dt} + z_1 \frac{d\Phi_{r1}}{dt} \quad (4.4a)$$

$$U_2 = R_2 I_2 + z_2 \frac{d\Phi_2}{dt} = R_2 I_2 + z_2 \frac{d\Phi_m}{dt} + z_2 \frac{d\Phi_{r2}}{dt} \quad (4.4b)$$

czyli

$$U_1 = R_1 I_1 + z_1 \frac{d\Phi_m}{dt} + L_{r1} \frac{dI_1}{dt} \quad (4.5a)$$

$$U_2 = R_2 I_2 + z_2 \frac{d\Phi_m}{dt} + L_{r2} \frac{dI_2}{dt} \quad (4.5b)$$

gdzie:

$$L_{r1} = z_1 \frac{d\Phi_{r1}}{I_1}, \quad (4.6a)$$

$$L_{r2} = z_2 \frac{d\Phi_{r2}}{I_2} \quad (4.6b)$$

Gdy praca transformatora jest liniowa (niewielka indukcja w rdzeniu lub/i rdzeń ze szczeliną), to strumień magnesujący jest związany z obu prądami i indukcyjnością wzajemną M wzorem (4.7).

$$\Phi_m = \frac{1}{z_2} MI_1 + \frac{1}{z_1} MI_2 \quad (4.7)$$

W transformatorze idealnym, w którym $R_1 = R_2 = 0$ i $\Phi_{r1} = \Phi_{r2} = 0$, o przekładni n danej wzorem (4.1), prąd magnesujący I_m wynosi:

$$I_m = I_1 + \frac{I_2}{n} \quad (4.8)$$

Z połączenia wzorów (4.5) i (4.8) otrzymujemy

$$U_1 = R_1 I_1 + L_{r1} \frac{dI_1}{dt} + z_1 \frac{d\Phi_m}{dt} = R_1 I_1 + L_{r1} \frac{dI_1}{dt} + L_m' \frac{dI_1}{dt} \quad (4.9a)$$

$$U_2 = R_2 I_2 + L_{r2} \frac{dI_2}{dt} + z_2 \frac{d\Phi_m}{dt} = R_2 I_2 + L_{r2} \frac{dI_2}{dt} + L_m'' \frac{dI_2}{dt} \quad (4.9b)$$

Skojarzona ze strumieniem magnesującym Φ_m indukcyjność nosi nazwę indukcyjności głównej transformatora L_m . Indukcyjność główna to połączenie równoległe indukcyjności L_m' i przeniesionej do uzwojenia pierwotnego (z kwadratem przekładni) indukcyjności L_m'' :

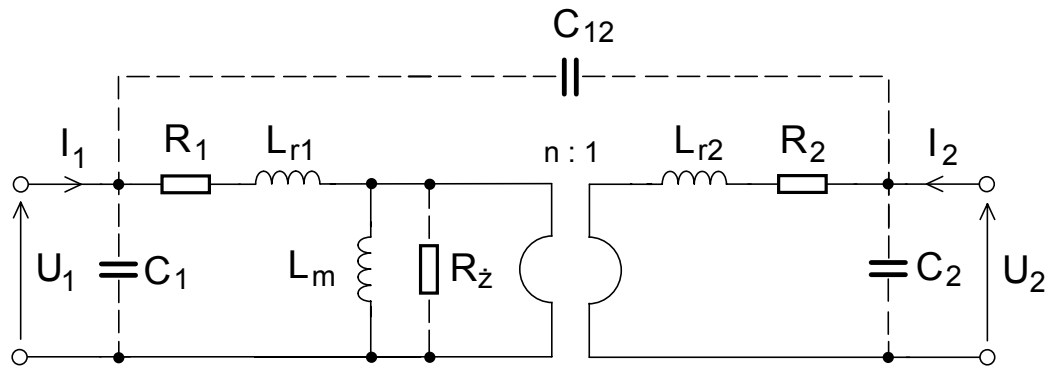
$$\frac{1}{L_m} = \frac{1}{L_m'} + \frac{1}{L_m''} = \frac{I_1}{z_1 \Phi_m} + \left(\frac{z_2}{z_1}\right)^2 \frac{I_2}{z_2 \Phi_m} = \frac{1}{z_1 \Phi_m} \left(I_1 + \frac{z_2}{z_1} I_2 \right) = \frac{I_m}{z_1 \Phi_m} \quad (4.10)$$

a zatem indukcyjność główna wynosi

$$L_m = z_1 \frac{\Phi_m}{I_m} \quad (4.11)$$

4.1.2. Elektryczny schemat zastępczy transformatora telekomunikacyjnego

Przedstawiony w poprzednim punkcie formalny opis pracy transformatora telekomunikacyjnego umożliwia skonstruowanie jego schematu zastępczego (modelu elektrycznego). Schemat ten pokazano na rys.4.2 [4]. W transformatorze z magnetowodem występują, pominięte w p.4.1.1, straty energii w rdzeniu na jego przemagnesowanie i prądy wirowe. W modelu z rysunku 4.2 straty w rdzeniu reprezentuje rezystor liniowy R_z . Dorysowane również linią przerywaną kondensatory C_1 i C_2 reprezentują rozproszone pojemności obu uzwojeń, zaś kondensator C_{12} - pojemność pomiędzy uzwojeniami.

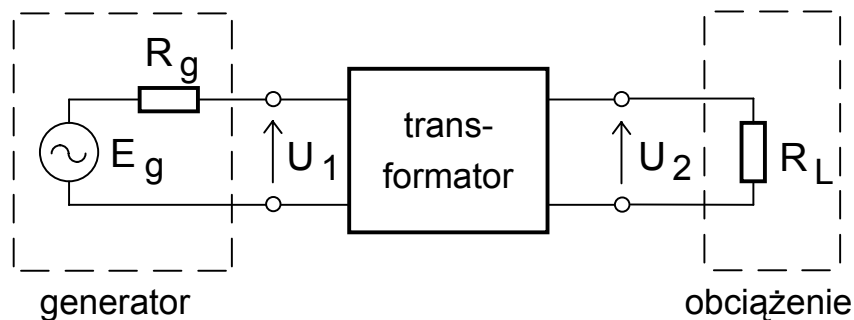


Rys. 4.2. Elektryczny schemat zastępczy transformatora telekomunikacyjnego

Współczynnik transformacji transformatora telekomunikacyjnego jest opisany przez skuteczne wzmocnienie napięciowe zwane przenośnią, której definicję stanowi wzór (4.12).

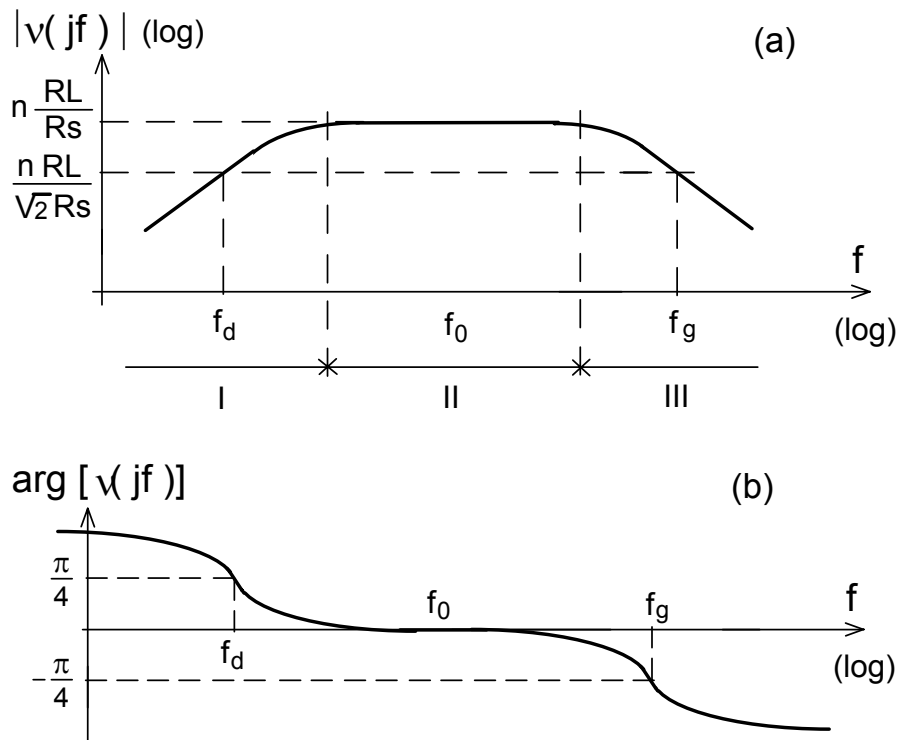
$$\nu(j\omega) = \frac{U_2(j\omega)}{E_g(j\omega)} \tag{4.12}$$

Oznaczenia napięć podano na rysunku 4.3, gdzie pokazano transformator telekomunikacyjny, jako czwórnik liniowy.



Rys. 4.3. Transformator telekomunikacyjny jako czwórnik

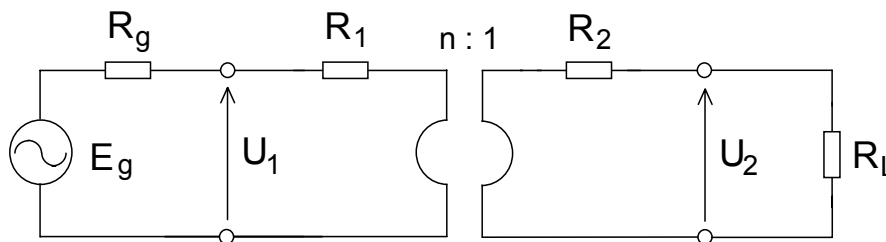
Własności pasmowe transformatora telekomunikacyjnego są charakteryzowane przez jego charakterystyki częstotliwościowe: amplitudową i fazową (rys. 4.4). Typowy przebieg charakterystyki amplitudowej, czyli zależności modułu przenośni od częstotliwości, transformatora obciążonego pokazano na rys. 4.4a. Z rysunku wynika, że istnieje przedział częstotliwości, w którym moduł przenośni ma stałą (niezależną od częstotliwości) wartość (zakres II), oraz zakresy: małych częstotliwości, w którym moduł przenośni zwiększa się ze wzrostem częstotliwości (zakres I), i wielkich częstotliwości, w którym moduł przenośni zmniejsza się ze wzrostem częstotliwości (zakres III). W każdym z tych zakresów inne elementy modelu transformatora mają decydujący wpływ na przebieg charakterystyki.



Rys. 4.4. Charakterystyki częstotliwościowe transformatora:
(a) amplitudowa, (b) fazowa

4.1.3. Analiza własności pasmowych transformatora telekomunikacyjnego

W zakresie częstotliwości średnich (II) elementy reaktancyjne (L i C), występujące w modelu nie oddziałują na charakterystykę i można ich wpływ pominąć (C_1, C_2, C_{12}, L_m rozewrzeć, L_{r1} i L_{r2} zewrzeć). Model dla średnich częstotliwości pokazano na rys. 4.5.



Rys. 4.5. Uproszczony schemat zastępczy transformatora telekomunikacyjnego dla zakresu średnich częstotliwości

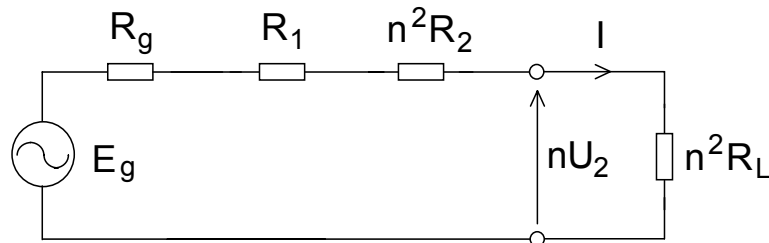
Po przeniesieniu do jednego obwodu (wylimitowaniu transformatora idealnego) obwód upraszcza się do postaci pokazanej na rys. 4.6. Napięcie na obciążeniu wynosi

$$nU_2 = n^2 R_L I = \frac{n^2 R_L E_g}{R_g + R_1 + n^2 (R_2 + R_L)}, \text{ stąd przenośnia jest dana wzorem (4.13).}$$

$$v = \frac{U_2}{E_g} = \frac{nR_L}{R_g + R_1 + n^2(R_2 + R_L)} = \frac{nR_L}{R_s} \quad (4.13)$$

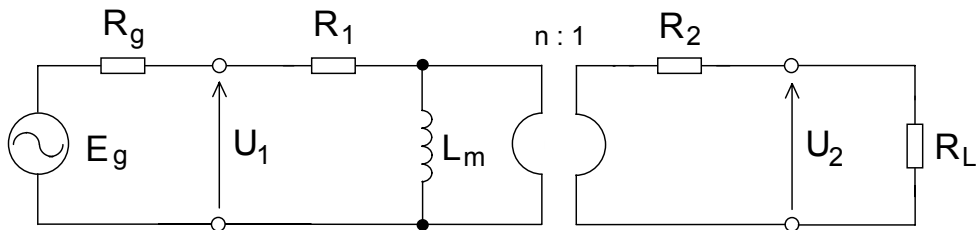
gdzie rezystancja szeregową R_s jest dana wzorem (4.14).

$$R_s = R_g + R_1 + n^2(R_2 + R_L) \quad (4.14)$$



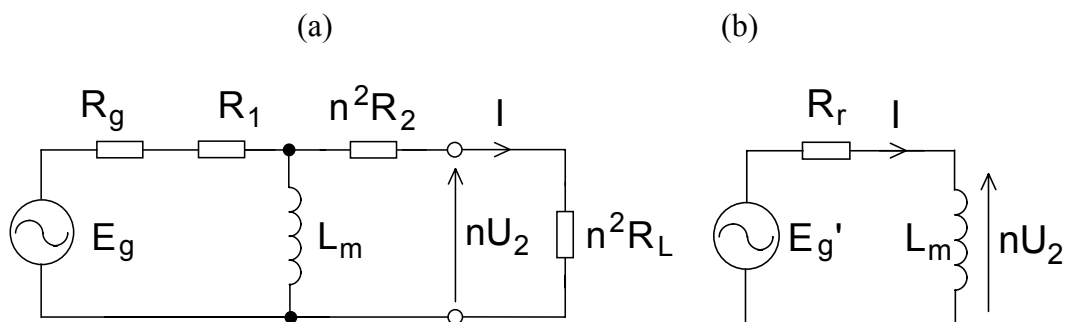
Rys. 4.6. Obwód zastępczy dla średnich częstotliwości

W zakresie małych częstotliwości (zakres I) pojemności C_1 , C_2 i C_{12} modelu transformatora stanowią rozwarcie, a indukcyjności rozproszenia L_{r1} i L_{r2} - zwarcie. Uproszczony schemat zastępczy transformatora dla małych częstotliwości pokazano na rys. 4.7.



Rys. 4.7. Uproszczony schemat zastępczy transformatora telekomunikacyjnego dla zakresu małych częstotliwości

Po przeniesieniu do jednego obwodu schemat upraszcza się do postaci, pokazanej na rys. 4.8.



Rys. 4.8. Obwód zastępczy dla małych częstotliwości

Na podstawie twierdzenia Thevenina schemat z rys. 4.8a można przedstawić jak na rys. 4.8b (przy założeniu, że spadek napięcia na rezystancji uzwojenia wtórnego jest pomijalnie mały). W obwodzie z rys. 4.8b równoległa rezystancja zastępcza R_r i SEM E_g' generatora wynoszą:

$$R_r = \frac{(R_g + R_1)n^2(R_2 + R_L)}{R_s}, \quad (4.15)$$

$$E_g' = \frac{n^2 R_L}{R_s} E_g \quad (4.16)$$

gdzie R_s jest dane wzorem (4.14).

Teraz $nU_2 = j\omega L_m I = \frac{E_g' j\omega L_m}{R_r + j\omega L_m} = n^2 \frac{R_L}{R_s} E_g \frac{j\omega\tau_d}{1 + j\omega\tau_d}$, gdzie $\tau_d = \frac{L_m}{R_r}$. Stąd

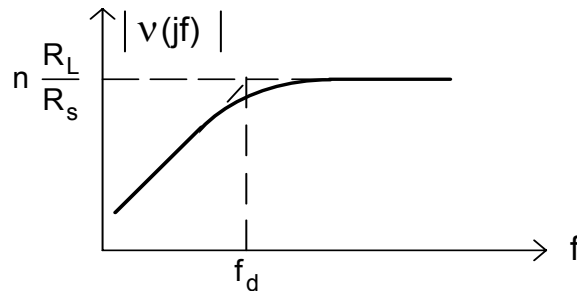
przenośnia jest dana wzorem (4.17).

$$v(j\omega) = \frac{U_2}{E_g} = \frac{nR_L}{R_s} \frac{j\omega\tau_d}{1 + j\omega\tau_d} \quad (4.17)$$

Charakterystyka amplitudowa, jako moduł przenośni, jest opisana zależnością:

$|v(j\omega)| = \frac{nR_L}{R_s} \frac{\omega\tau_d}{\sqrt{1 + (\omega\tau_d)^2}}$. Zależność modułu przenośni od częstotliwości pokazano na

rys. 4.9.



Rys. 4.9. Charakterystyka amplitudowa transformatora w okolicach dolnej częstotliwości granicznej

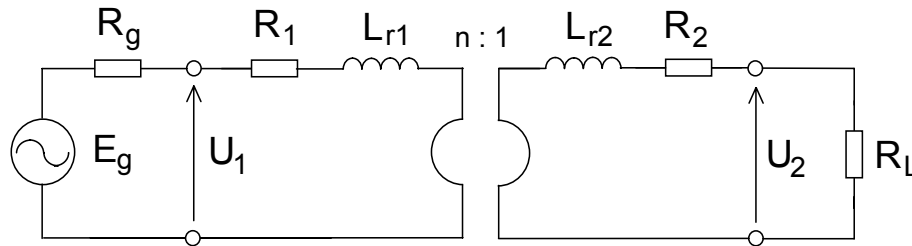
Częstotliwość, przy której moduł przenośni zmniejsza się o 3dB ($\sqrt{2}$ razy) nosi nazwę dolnej częstotliwości granicznej f_d . Jej wartość, wyznaczona z równania:

$$|v(j\omega_d)| = \frac{|v(j\omega)|}{\sqrt{2}} \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = \frac{nR_L}{R_s} \frac{\omega_d\tau_d}{\sqrt{1 + (\omega_d\tau_d)^2}}, \text{ wynosi:}$$

$$f_d = \frac{R_r}{2\pi L_m} \quad (4.18)$$

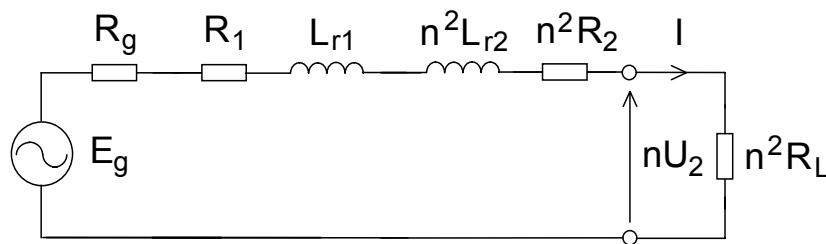
Przy ustalonych rezystancjach generatora i obciążenia dolna częstotliwość graniczna zależy od indukcyjności głównej transformatora L_m . Indukcyjność główna jest proporcjonalna do liczby zwojów i przekroju oraz materiału rdzenia transformatora, zaś dolna częstotliwość graniczna jest tym mniejsza, im większa jest liczba zwojów i przekrój rdzenia.

W zakresie wielkich częstotliwości (zakres III) w modelu transformatora można pominąć L_m (rozwarcie); jeżeli jeszcze C_1 , C_2 i C_{12} są pomijalne, to uproszczony schemat zastępczy transformatora przedstawia rys. 4.10.



Rys. 4.10. Uproszczony schemat zastępczy transformatora telekomunikacyjnego dla zakresu wielkich częstotliwości

Po przeniesieniu do jednego obwodu schemat upraszcza się do postaci, pokazanej na rys. 4.11.



Rys. 4.11. Obwód zastępczy transformatora dla wielkich częstotliwości

Napięcie na obciążeniu wynosi: $nU_2 = n^2 R_L I = \frac{E_g n^2 R_L}{R_s + j\omega L_s}$, gdzie

$$L_s = L_{r1} + n^2 L_{r2} . \tag{4.19}$$

Stąd przenośnia jest dana wzorem (4.20).

$$v(j\omega) = \frac{U_2}{E_g} = \frac{nR_L}{R_s} \frac{1}{1 + j\omega\tau_g} \tag{4.20}$$

gdzie $\tau_g = \frac{L_s}{R_s}$.

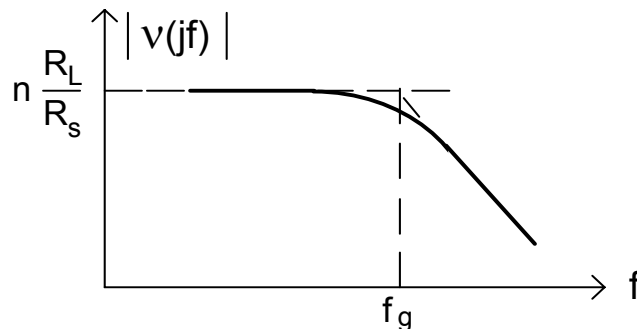
Charakterystyka amplitudowa, opisana zależnością: $|v(j\omega)| = \frac{nR_L}{R_s} \frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau_g)^2}}$ jest

pokazana na rys. 4.12. Częstotliwość, przy której moduł przenośni zmniejsza się o 3dB ($\sqrt{2}$ razy) nosi nazwę górnej częstotliwości granicznej f_g . Jej wartość wyznacza się

z równania: $|v(j\omega_g)| = \frac{|v(j\omega)|}{\sqrt{2}} \Big|_{\omega \rightarrow 0} = \frac{nR_L}{R_s} \frac{1}{\sqrt{1+(\omega_g\tau_g)^2}}$, jako:

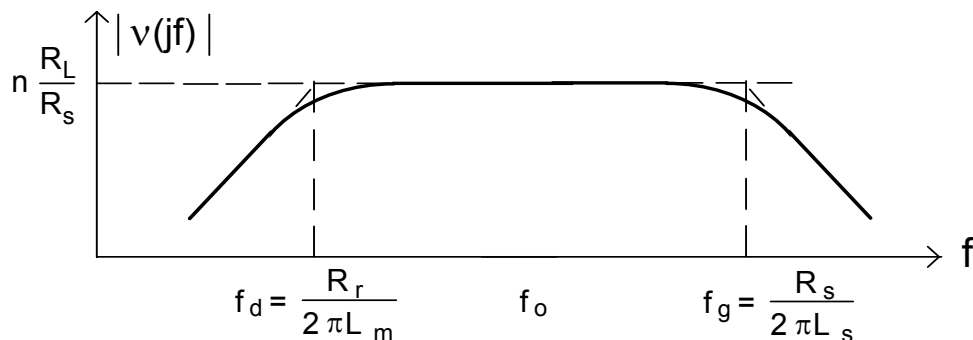
$$f_g = \frac{R_s}{2\pi L_s} \quad (4.21)$$

Górna częstotliwość graniczna zależy od indukcyjności rozproszenia L_s , a ta - od wielkości strumienia rozproszenia. Górną częstotliwość graniczną można zwiększać przez sekcjonowanie uzwojeń i odpowiednie łączenie sekcji.



Rys. 4.12. Charakterystyka amplitudowa transformatora w okolicach górnej częstotliwości granicznej

Charakterystyka amplitudowa transformatora telekomunikacyjnego jest złożeniem uzyskanych wyników (dla zakresów I, II i III). Rysunek 4.13 przedstawia taką charakterystykę z zaznaczonymi częstotliwościami granicznymi i częstotliwością środkową transformatora.



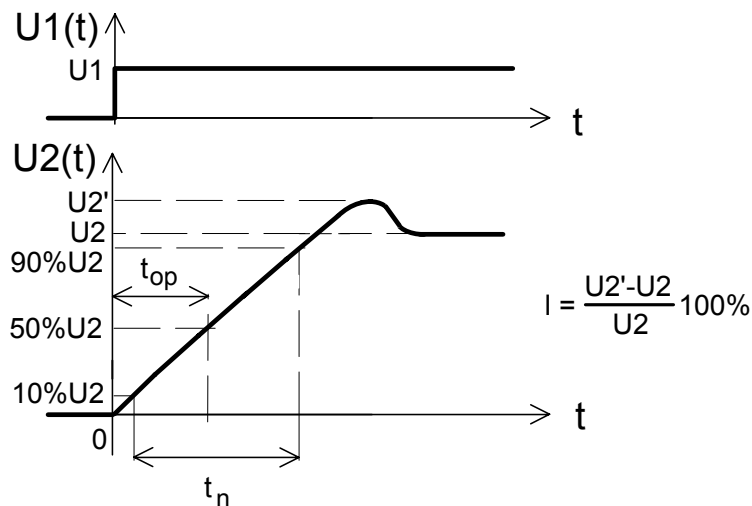
Rys. 4.13. Charakterystyka amplitudowa transformatora telekomunikacyjnego

4.1.4. Odpowiedź impulsowa transformatora telekomunikacyjnego

Transformator pobudzony falą prostokątną o amplitudzie odpowiadającej pracy liniowej wprowadza zniekształcenia czoła (zboczy) i grzbietu (szczytu lub wierzchołka) odpowiedzi. Zniekształcenia czoła impulsu napięcia wyjściowego są charakteryzowane przez:

- czas narastania t_n (czas, w którym sygnał wyjściowy narasta od 10 % do 90 % wartości ustalonej, analogicznie czas opadania t_o , w którym sygnał wyjściowy zmniejsza się od 90 % do 10 % wartości ustalonej),
- czas opóźnienia t_{op} (czas, po którym sygnał wyjściowy osiąga 50 % wartości ustalonej),
- amplituda pierwszej oscylacji l (wyrażony w procentach stosunek maksymalnej wartości odpowiedzi do wartości ustalonej).

Zniekształcenia czoła impulsu ilustruje rysunek 4.14.



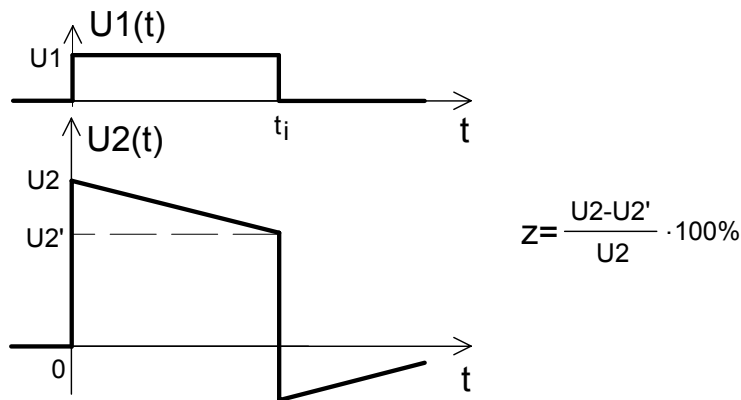
Rys. 4.14. Zniekształcenie czoła odpowiedzi impulsowej transformatora

Zwisem grzbietu odpowiedzi impulsowej transformatora z jest wyrażony w procentach stosunek zmiany amplitudy sygnału wyjściowego w czasie trwania impulsu odniesiony do amplitudy tego sygnału. Zniekształcenia grzbietu impulsu ilustruje rysunek 4.15.

Zniekształcenia czoła impulsu są związane z przebiegiem charakterystyk częstotliwościowych w zakresie wielkich częstotliwości, zaś zniekształcenia grzbietu - z przebiegiem charakterystyk częstotliwościowych w zakresie małych częstotliwości. Transmitancja transformatora telekomunikacyjnego może być zwykle przybliżona za pomocą funkcji jednobiegunowych (górną częstotliwość graniczną jest co najmniej kilkukrotnie mniejsza od częstotliwości odpowiadających pozostałym biegunom, zaś dolną częstotliwość graniczną jest co najmniej kilkukrotnie większa od częstotliwości odpowiadających pozostałym biegunom). Obowiązują w takim przypadku proste związki pomiędzy czasem narastania i górną częstotliwością graniczną (4.22) i (4.23).

$$t_n = \frac{2,2}{\omega_g} = \frac{0,35}{f_g} \quad (4.22)$$

$$f_g = \frac{0,35}{t_n} \quad (4.23)$$



Rys. 4.15. Zniekształcenie grzbietu odpowiedzi impulsowej transformatora

Podobnie związki pomiędzy zwisem grzbietu impulsu i dolną częstotliwością graniczną są dane zależnościami (4.24) i (4.25).

$$z = 2\pi f_d \cdot t_i \quad (4.24)$$

$$f_d = \frac{z}{2\pi \cdot t_i} \quad (4.25)$$

4.1.5. Praca transformatora telekomunikacyjnego obciążonego i nieobciążonego

Za pomocą transformatora można uzyskać dopasowanie energetyczne obciążenia do źródła sygnału (generatora). W okolicach środka pasma (częstotliwości środkowych - zakres II) warunek dopasowania jest dany zależnością (4.26).

$$R_L = R_L^* = R_2 + \frac{R_g + R_1}{n^2} \quad (4.26)$$

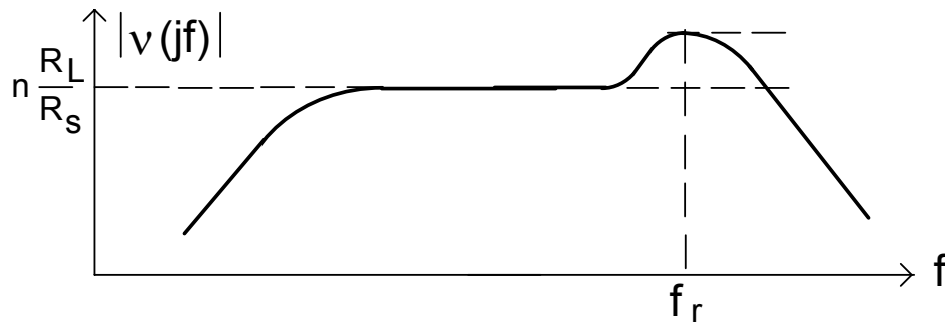
Jako częstotliwość środkową (środek zakresu II) przyjmuje się częstotliwość f_0 , przy której przesunięcie fazowe, wprowadzane przez transformator jest równe zero. W przybliżeniu jest ona dana wzorem (4.27).

$$f_0 = \sqrt{f_d f_g} \quad (4.27)$$

Gdy rezystancja R_L jest duża (lub brak jest obciążenia - rezystancja nieskończenie duża) oraz gdy pojemności C_1 , C_2 i C_{12} są duże (rys. 4.2), a transformator cechuje się wysoką górną częstotliwością graniczną f_g , to przebieg charakterystyki amplitudowej

w zakresie wielkich częstotliwości może ulec zmianie (rys. 4.16) [9]. Efekt rezonansowy pochodzi od obwodu utworzonego przez elementy: indukcyjność rozproszenia L_S , daną wzorem (4.19) i zastępczą pojemność C_t , daną zależnością (4.28).

$$C_t = C_1 + \frac{C_2}{n^2} + \left(\frac{1 \pm n}{n}\right)^2 C_{12} \quad (4.28)$$



Rys. 4.16. Charakterystyka amplitudowa transformatora telekomunikacyjnego z efektem rezonansowym

Częstotliwość rezonansowa tego obwodu f_r wynosi

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S C_t}} \quad (4.29)$$

zaś wielkość podbicia (nierównomierność) charakterystyki zależy od dobroci obwodu rezonansowego.

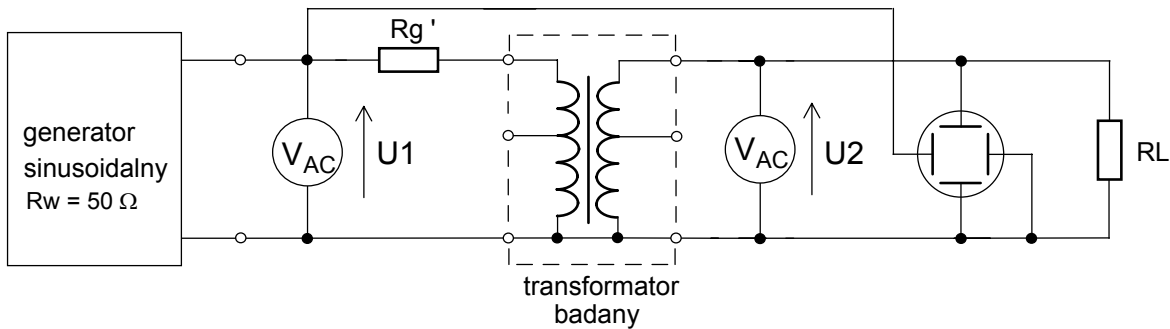
4.2. Zadania pomiarowe

Wszystkie pomiary w ćwiczeniu należy wykonać dla transformatorów i uzwojeń wskazanych przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne.

4.2.1. Pomiar przekładni napięciowej i rezystancji uzwojeń transformatora

W układzie pomiarowym, pokazanym na rys. 4.17, zmierzyć przybliżoną wartość częstotliwości środkowej f_0 badanego transformatora. W tym celu włączyć rezystory dekadowe $R_{g'}$ i R_L oraz ustawić ich rezystancje i wartość napięcia sinusoidalnego na wyjściu generatora zgodnie ze wskazówkami prowadzącego ćwiczenia.

Zmieniając częstotliwość sygnału generatora obserwować na ekranie oscyloskopu przesunięcie fazowe między napięciami wyjściowym i wejściowym (przełącznik podstawy czasu w pozycji X-Y, wejścia obu wzmacniaczy Y w pozycji DC). Jako orientacyjną wartość częstotliwości środkowej f_0 przyjąć częstotliwość, przy której przesunięcie fazowe między napięciami staje się niezauważalne (linia prosta na ekranie oscyloskopu).



Rys. 4.17. Schemat układu pomiarowego transformatora telekomunikacyjnego

Odłączyć obciążenie transformatora (ustawić wartość rezystora $Rg' = 0 \Omega$ i $R_L = \infty$) i przy częstotliwości środkowej f_0 zmierzyć napięcia U_1 oraz U_2 . Przekładnię napięciową transformatora wyliczyć z wzoru (4.1). Za pomocą omomierza cyfrowego zmierzyć rezystancje obu uzwojeń transformatora: R_1 i R_2 .

4.2.2. Pomiar zależności mocy w obciążeniu od rezystancji rezystora obciążającego

Przybliżoną wartość optymalnej rezystancji R_L^* , przy której zachodzi dopasowanie energetyczne obciążenia przez transformator do generatora, wyznaczyć na podstawie zmierzonej przekładni napięciowej z wzoru (4.30).

$$R_L^* \approx R_2 + \frac{Rg + Rg' + R_1}{n^2} \quad (4.30)$$

gdzie: Rg jest rezystancją wyjściową generatora, a Rg' to dodatkowa rezystancja w makiecie (rys. 4.17), zaś R_1 i R_2 to rezystancje odpowiednich uzwojeń badanego transformatora.

Przy częstotliwości środkowej f_0 zmierzyć zależność napięcia wyjściowego U_2 od rezystancji obciążenia R_L i na tej podstawie wyznaczyć zależność mocy wydzielonej w obciążeniu od rezystancji R_L ($P_{obc} = \frac{U_2^2}{R_L}$). Rezystancję obciążającą zmieniać od 0,1 do 10 przybliżonej wartości optymalnej, wyliczonej z wzoru (4.30). Wykreślić zależność mocy P_{obc} od R_L (oś x w skali logarytmicznej) i na tej podstawie wyznaczyć rzeczywistą wartość rezystancji obciążenia dopasowanego R_L^* . Ocenić zgodność wartości zmierzonej i obliczonej z zależności (4.30).

4.2.3. Pomiar charakterystyk częstotliwościowych transformatora

Pomiary charakterystyk częstotliwościowych transformatora wykonać w układzie pomiarowym, pokazanym na rys. 4.17. Mierzyć zależność napięcia U_1 oraz napięcia U_2 na dopasowanym obciążeniu (o rezystancji R_L^*) od częstotliwości. Jednocześnie mierzyć za pomocą oscyloskopu zależność przesunięcia fazowego φ między napięciami U_2 i U_1

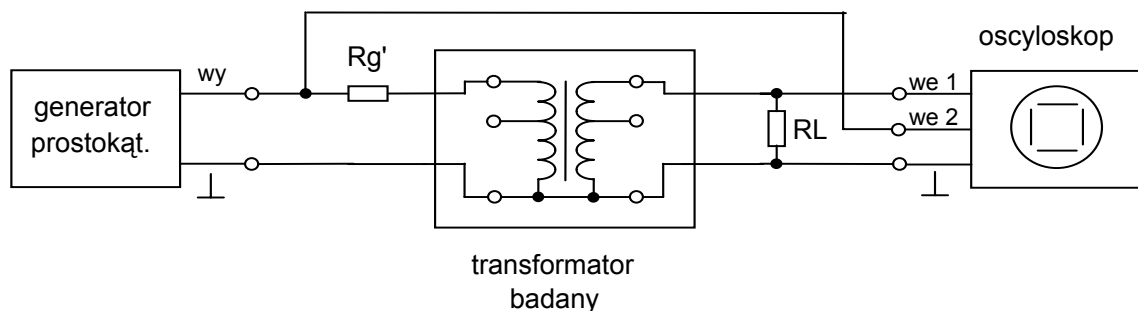
od częstotliwości (metodą elipsy, wejścia obu wzmacniaczy Y w pozycji DC). Częstotliwość zmieniać w taki sposób, aby jej kolejne wartości tworzyły w przybliżeniu ciąg geometryczny o ilorazie $\sqrt[6]{10}$ (np. 10, 15, 20, 30, 50, 70, 100, itd.). Zakres częstotliwości powinien obejmować z zapasem częstotliwości graniczne transformatora (uwaga: woltomierze zachowują klasę dokładności w zakresie częstotliwości od 20 Hz do 50 kHz, z większymi błędami mogą być używane do 100 kHz).

Na podstawie pomiarów wykreślić charakterystykę amplitudową i fazową (porównaj rys. 4.4a i 4.13). Oś częstotliwości oraz oś modułu przenośni należy wykreślić w skali logarytmicznej. Z wykresów odczytać trzydecybelowe częstotliwości graniczne: górną f_g i dolną f_d transformatora.

Powtórzyć pomiary dla transformatora obciążonego rezystancją $10R_L^*$. Porównać przebiegi charakterystyk uzyskanych w przypadku obciążenia dopasowanego i niedopasowanego. Odczytać wartość częstotliwości f_r , której odpowiada maksimum charakterystyki amplitudowej transformatora (podbicie - porównaj rys. 4.16). Wyznaczyć z wzoru (4.29) wartość pojemności C_t charakteryzującej model transformatora.

4.2.4. Pomiar odpowiedzi impulsowej transformatora

Pomiary odpowiedzi impulsowej transformatora wykonać w układzie pomiarowym pokazanym na rys. 4.18. Amplitudę fali prostokątnej sterującej transformator przyjąć podobną jak podczas pomiarów charakterystyk częstotliwościowych (p. 4.2.3). Dobrać częstotliwość tak, aby czoło odpowiedzi było znaczną częścią czasu trwania impulsu wyjściowego (np. 10 % ÷ 30 %). Zdjąć oscylogramy napięć: wejściowego i wyjściowego oraz zmierzyć czas narastania, czas opóźnienia i amplitudę pierwszej oscylacji odpowiedzi (porównaj rys. 4.14). Pomiary powtórzyć dla kilku częstotliwości. Sprawdzić związki parametrów częstotliwościowych (górną częstotliwość graniczną) i czasowych (czas narastania) badanego transformatora (wzory (4.22) i (4.23)).



Rys. 4.18. Schemat układu do pomiarów w dziedzinie czasu

Pomiary zwisu grzbietu impulsu wyjściowego wykonać przy częstotliwości takiej, aby zwis stanowił znaczną część amplitudy impulsu (np. 10 % ÷ 30 %). Przełączniki rodzaju pracy wejść obu wzmacniaczy Y ustawić w pozycji DC. Zdjąć oscylogramy napięć:

wejściowego i wyjściowego oraz zmierzyć zwis grzbietu impulsu odpowiedzi transformatora (porównaj rys. 4.15). Pomiary powtórzyć dla kilku częstotliwości. Sprawdzić związek dolnej częstotliwości granicznej i zwisu grzbietu impulsu wyjściowego badanego transformatora (wzory (4.24) i (4.25)).

4.2.5. Wyznaczenie elementów elektrycznego schematu zastępczego transformatora

Z analizy właściwości pasmowych podstawowego schematu zastępczego transformatora telekomunikacyjnego (bez dodatkowych elementów wskreślonych liniami przerywanymi na rys. 4.2), współpracującego z generatorem o rezystancji wyjściowej $R_g + R_g'$ i obciążeniem o rezystancji R_L , przedstawionej w p. 4.1.3, wynikają zależności określające przenośnię w środku pasma (4.13), oraz dolną (4.18) i górną (4.21) częstotliwość graniczną. W tych wzorach rezystancje R_s i R_r są dane zależnościami:

$$R_s = R_g + R_g' + R_1 + n^2(R_L + R_2) \quad (4.31)$$

$$R_r = \frac{(R_g + R_g' + R_1)(R_L + R_2)n^2}{R_g + R_g' + R_1 + n^2(R_L + R_2)} \quad (4.32)$$

a wypadkowa indukcyjność rozproszenia L_s jest związana z indukcyjnościami modelu L_{r1} i L_{r2} zależnością (4.19).

Na podstawie wyników pomiarów przekładni, rezystancji uzwojeń i właściwości pasmowych transformatora telekomunikacyjnego można obliczyć wartości elementów jego schematu zastępczego. Rozdzielenie wypadkowej indukcyjności rozproszenia na składowe związane z indukcyjnościami rozproszenia każdego z uzwojeń jest możliwe przy założeniu, że w prawidłowo zaprojektowanym transformatorze udział obu składników sumy we wzorze (4.19) jest jednakowy.

4.2.6. Spis aparatury pomiarowej

1. Omomierz cyfrowy.
2. Woltomierz napięć zmiennych - 2 szt..
3. Generator funkcji.
4. Oscyloskop dwukanałowy.
5. Rezystor dekadowy $10 \times 1 \Omega$ do $10 \times 10 \text{ k}\Omega$ - 2 szt..

4.3. Zagadnienia

1. Pojęcia indukcji, natężenia pola, strumienia magnetycznego, indukcyjności uzwojeń, związki między tymi wielkościami, jednostki.
2. Podstawowe parametry i charakterystyki transformatora telekomunikacyjnego, definicje, sposoby pomiaru, układy pomiarowe, przewidywane przebiegi charakterystyk i wartości liczbowe parametrów.
3. Dopasowanie energetyczne obciążenia do generatora, jak optymalna rezystancja obciążenia jest związana z rezystancją wyjściową generatora i przekładnią napięciową transformatora, jaki jest wykres zależności mocy wydzielonej w obciążeniu od jego rezystancji.
4. Przenośnia transformatora telekomunikacyjnego, czym się różni od przekładni, jakimi zależnościami są one określone, od czego zależy wymagana liczba zwojów uzwojeń.
5. Charakterystyki częstotliwościowe (amplitudowa i fazowa) transformatora telekomunikacyjnego, typowe przebiegi, układ pomiarowy i sposób pomiaru.
6. Własności pasmowe transformatora telekomunikacyjnego, jak na podstawie charakterystyki amplitudowej określić dolną i górną częstotliwość graniczną transformatora, jak określić częstotliwości graniczne na podstawie charakterystyki fazowej.
7. Definicje parametrów charakteryzujących zniekształcenia czoła (zboczy) i grzbietu (wierzchołka) impulsu, sposób pomiaru tych parametrów, układ pomiarowy dla transformatora telekomunikacyjnego.
8. Związek dolnej częstotliwości granicznej transformatora ze zwisem grzbietu odpowiedzi impulsowej oraz górnej częstotliwości granicznej z czasem narastania odpowiedzi impulsowej transformatora.
9. Schemat zastępczy (model elektryczny) transformatora telekomunikacyjnego, sposób wyznaczania parametrów tego schematu na podstawie wyników odpowiednich pomiarów wykonanych w ćwiczeniu.

Ć w i c z e n i e 5

TRANSFORMATORY SIECIOWE

Celem ćwiczenia jest praktyczne poznanie właściwości transformatorów sieciowych. W ćwiczeniu są badane podstawowe parametry i charakterystyki (przekładnia napięciowa, rezystancje uzwojeń zimnych i gorących, charakterystyka obciążenia oraz sprawność energetyczna, a także zależność prądu biegu jałowego od napięcia) transformatorów o różnej konstrukcji. Mierzona jest również temperatura rdzenia i szybkość jej zmian podczas nagrzewania transformatora.

5.1. Wprowadzenie

Transformator sieciowy charakteryzuje się tym, że:

- przenosi moc (często dużą), z wysoką sprawnością energetyczną,
- pracuje przy jednej, określonej częstotliwości (50Hz, 60Hz, 400Hz),
- wprowadzane przez niego zniekształcenia nieliniowe mogą być znaczne.

Ważnymi cechami transformatora sieciowego są z jednej strony: cena, gabaryty, waga, a z drugiej bezpieczeństwo użytkowania.

Parametry transformatora sieciowego to:

- moc znamionowa (obliczeniowa),
- napięcia (skuteczne) i prądy (skuteczne) uzwojeń,
- prąd stanu jałowego,
- sprawność,
- oraz inne: kolejność wyprowadzeń, wymiary, masa, typ rdzenia, itp..

5.1.1. Moc znamionowa transformatora sieciowego

Moc obliczeniowa (znamionowa) jest związana z napięciami (skutecznymi) i prądami (skutecznymi) jego uzwojeń. Jest ona definiowana, jako:

$$P_{tr} = \frac{1}{2}(U_1 I_1 + U_2 I_2) \approx U_2 I_2 \approx U_1 I_1 \quad (5.1)$$

gdzie U_1 , U_2 - napięcia (skuteczne) uzwojeń: pierwotnego i wtórnego, I_1 , I_2 - prądy (skuteczne) uzwojeń: pierwotnego i wtórnego. Równości przybliżone zachodzą w poprawnie zaprojektowanych transformatorach średniej i dużej mocy; w transformatorach małej mocy (kilka VA) $U_1 \cdot I_1 > U_2 \cdot I_2$ nawet o kilkadziesiąt procent. Moc znamionowa jest podawana w oznaczeniu transformatora: np. TS40/44 oznacza transformator sieciowy o mocy 40 VA, wykonanie nr 44, TMa2500 - transformator o mocy 2500 VA.

Moc przenoszona przez transformator zależy od pola przekroju poprzecznego magnetowodu S , częstotliwości sieci energetycznej f , maksymalnej indukcji w rdzeniu B_{\max} i dopuszczalnej gęstości prądu w uzwojeniach J . Konieczny do przeniesienia mocy $U_2 I_2$ przekrój rdzenia można wyznaczyć z wzoru (5.2) [7].

$$S = \sqrt{\frac{185 U_2 I_2}{f B_{\max} J}} \quad (5.2)$$

Wartość indukcji maksymalnej zależy od materiału rdzenia i wynosi orientacyjnie:

- $B_{\max} = 1,2$ T dla blach ze stali krzemowej (około 4% krzemu) o grubości 0,5 mm lub 0,35 mm izotropowej (walcowanej na gorąco) stosowanej w transformatorach o rdzeniach składanych z kształtek typu EI, M, 2F, 2L, UI, itp.,
- $B_{\max} = 1,6 \div 1,8$ T dla blach ze stali krzemowej o grubości 0,35 mm, anizotropowej (walcowanej na zimno), stosowanej w transformatorach toroidalnych (w transformatorach z rdzeniami pierścieniowymi i uzwojeniami toroidalnymi) oraz w transformatorach z rdzeniami taśmowymi, zwijanymi, ciętymi.

Gęstość prądu J jest stosunkiem skutecznej wartości prądu w uzwojeniu I do pola przekroju poprzecznego drutu nawojowego o średnicy d : $J = \frac{I}{\pi \frac{d^2}{4}}$. Stąd średnica drutu

wynosi:

$$d = \frac{4}{\pi} \sqrt{\frac{I}{J}} \approx 1,13 \sqrt{\frac{I}{J}} \quad (5.3)$$

Dopuszczalna gęstość prądu zależy od wytrzymałości termicznej emalii izolującej druty nawojowe uzwojeń i warunków chłodzenia (szerokości okna transformatora). Typowe wartości dopuszczalnej gęstości prądu w zależności od szerokości okna podano w tabelicy 5.1 [7].

Tabela 5.1. Zależność gęstości prądu od szerokości okna transformatora

szerokość okna	[cm]	1	2	3	4
gęstość prądu	[A/mm ²]	3 ÷ 5	2 ÷ 3,5	1,5 ÷ 2,5	1 ÷ 2

Przyjmując $B_{\max} = 1,2$ T, $J = 2,5$ A/mm² i $f = 50$ Hz otrzymujemy konieczne pole przekroju poprzecznego rdzenia

$$S \approx \sqrt{U_2 I_2} \quad (5.4)$$

zaś gdy $B_{\max} = 1,65$ T, to

$$S \approx 0,85 \sqrt{U_2 I_2} \quad (5.5)$$

Uwaga: gdy $f = 400$ Hz, przekroje rdzenia są znacznie mniejsze! Ogólnie przekrój rdzenia maleje, gdy częstotliwość rośnie. W zasilaczach impulsowych, gdzie częstotliwość wynosi 30 kHz ÷ 100 kHz (a nawet 1 MHz) moce setek watów są przenoszone przez miniaturowe transformatory (ale ferrytowe, nie stalowe).

5.1.2. Napięcia uzwojeń, przekładnia napięciowa, liczby zwojów transformatora

Zmienny strumień magnetyczny indukuje w jednym zwoju SEM:

$$E(t) = -\frac{d\Phi(t)}{dt} = -\frac{d}{dt}[\Phi_m \sin(2\pi ft)] = -2\pi f\Phi_m \cos(2\pi ft)$$
. Skuteczna wartość napięcia na uzwojeniu o z zwojach jest dana wzorem (5.6).

$$U = \frac{E_m}{\sqrt{2}} z = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f\Phi_m z = 4,44 f B_{\max} S z \quad (5.6)$$

Stosunek napięć dwóch uzwojeń (przekładnia napięciowa n) jest równy stosunkowi liczb zwojów

$$n = \frac{z_1}{z_2} = \frac{U_1}{U_2} \quad (5.7)$$

Z wzoru (5.6) wynika, że stosunek $\frac{z}{U}$ jest zależny od częstotliwości, indukcji maksymalnej i przekroju rdzenia:

$$z' = \frac{z}{U} = \frac{1}{4,44 f B_{\max} S} \quad (5.8)$$

Dla $B_{\max} = 1,2$ T i $f = 50$ Hz mamy

$$z' = \frac{41}{S [\text{cm}^2]}, \quad (5.9)$$

zaś gdy $B_{\max} = 1,65$ T, to

$$z' = \frac{30}{S [\text{cm}^2]} \quad (5.10)$$

Liczbę zwojów uzwojenia łatwo jest wyznaczyć, jako

$$z = z' U \quad (5.11)$$

Np. gdy $U_1 = 230$ V, $B_{\max} = 1,2$ T, $f = 50$ Hz i $S = 4$ cm² liczba zwojów wynosi

$$z_1 = z' U_1 = \frac{41}{4} 230 = 2359$$
.

Gdy liczba zwojów jest za mała, to indukcja w rdzeniu przekracza indukcję maksymalną, materiał rdzenia pracuje nieliniowo, przenikalność magnetyczna materiału rdzenia maleje, zmniejsza się indukcyjność uzwojenia L_1 w wyniku czego rośnie prąd uzwojenia I_1 . Gdy gęstość prądu przekroczy dopuszczalną, temperatura uzwojenia przekracza maksymalną dla emalii izolującej zwoje (typowo $T_{\max} = 105$ °C, lepsze emalie - 135 °C). W wyniku tego emalia pali się, zwierają się zwoje lub/i warstwy uzwojenia,

dalej rośnie prąd, aż do przepalenia drutu. Proces ten nie następuje natychmiast (trwa minuty lub dziesiątki minut).

Aby skompensować spadki napięć na rezystancjach uzwojeń liczbę zwojów uzwojenia pierwotnego zmniejsza się do wartości

$$z_1 = z' \left(1 - \frac{\Delta U}{U} \right) U_1 \quad (5.12)$$

a liczbę zwojów uzwojenia wtórnego zwiększa się do wartości

$$z_2 = z' \left(1 + \frac{\Delta U}{U} \right) U_2 \quad (5.13)$$

Orientacyjne wartości względnych spadków napięć podano w tabelicy 5.2 [7].

Tablica 5.2. Zależność względnych spadków napięć od mocy transformatora

moc transformatora	[VA]	10	25	100	250
względny spadek napięcia	[%]	12	9	5	3

5.1.3. Sprawność transformatora

Sprawność transformatora jest stosunkiem mocy wydzielonej w obciążeniu P_{wy} do mocy dostarczonej do uzwojenia pierwotnego P_{we} :

$$\eta = \frac{P_{wy}}{P_{we}} \cdot 100\% \quad (5.14)$$

Straty mocy wynikają ze: strat w uzwojeniach (rezystancji) i strat w rdzeniu (strat na przemagnesowywanie - histereza, oraz strat na prądy wirowe). Moc strat (różnica między mocami: P_{we} i P_{wy}) zamienia się na ciepło i podnosi temperaturę transformatora powyżej temperatury otoczenia. Ograniczenie mocy strat wynika z wytrzymałości izolacji drutu nawojowego (maksymalnej temperatury uzwojenia).

Sprawność zależy od mocy znamionowej transformatora. Orientacyjne wartości uzyskiwanych w praktyce sprawności transformatorów sieciowych przytoczono w tabelicy 5.3 [7].

Tablica 5.3. Zależność sprawności od mocy transformatora

moc transformatora	[VA]	10	25	100	250
sprawność	[%]	70	78	85	90

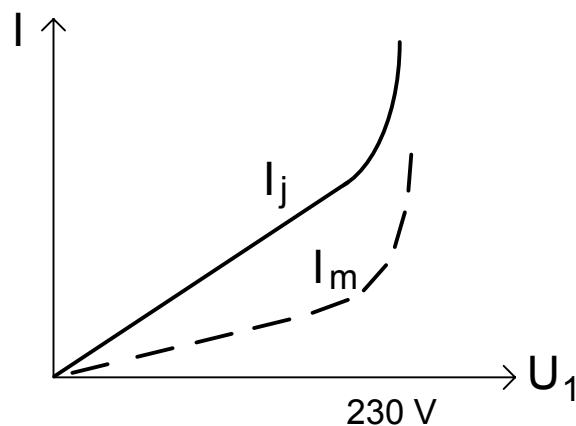
5.1.4. Prąd stanu jałowego transformatora

Prąd stanu jałowego I_j to prąd pobierany z sieci energetycznej przez uzwojenie pierwotne transformatora nieobciążonego. Prąd ten jest sumą geometryczną składowych: czynnej (rezystancyjnej) I_r i biernej (indukcyjnej, t.zw. prądu magnesującego) I_m :

$$I_j = \sqrt{I_r^2 + I_m^2} \quad (5.15)$$

Prąd I_r jest związany ze stratami energii w rdzeniu i uzwojeniu transformatora, natomiast prąd I_m zależy od indukcyjności głównej transformatora L_m . Gdy napięcie uzwojenia pierwotnego rośnie, prądy I_r , I_m i I_j zwiększają się proporcjonalnie aż do wartości, której odpowiada indukcja maksymalna B_{\max} materiału rdzenia. Po przekroczeniu tej wartości prąd I_m , a za nim I_j gwałtownie rosną (bo wskutek nieliniowej pracy materiału magnetowodu maleje względna przenikalność magnetyczna, a zatem indukcyjność uzwojenia pierwotnego transformatora).

Kształt przebiegu czasowego prądu jałowego nie przypomina sinusoidy. Występują silne zniekształcenia, pochodzące głównie od trzeciej harmonicznej częstotliwości sieci (150 Hz) - porównaj rysunek 5.4. Typową zależność prądów uzwojenia pierwotnego transformatora sieciowego od napięcia pokazano na rys. 5.1.



Rys. 5.1. Zależność prądów uzwojenia pierwotnego transformatora sieciowego od napięcia

Natężenie prądu magnesującego stanowi typowo od 10 % do 30 % prądu obciążenia $I_1 = \frac{1}{n} I_2$, a w przypadku transformatorów b.malej mocy (np. 2 VA) - może być podobnej wielkości co prąd obciążenia ($I_m \approx \frac{1}{n} I_2$). Orientacyjne wartości prądu jałowego transformatorów różnej mocy przytoczono w tabelicy 5.4 [7].

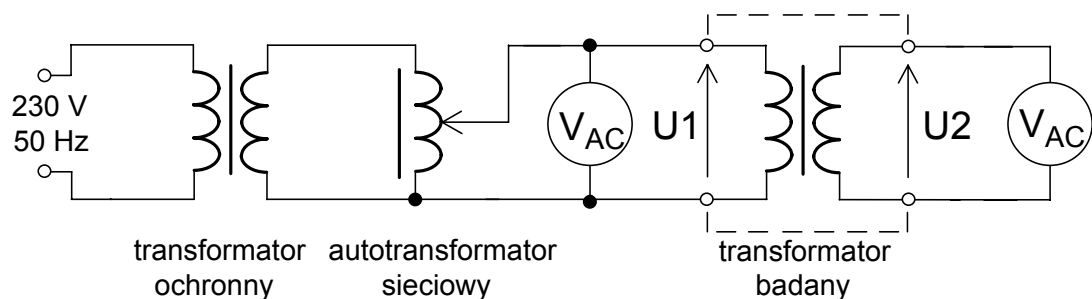
Tabela 5.4. Zależność prądu jałowego od mocy transformatora sieciowego

moc transformatora	[VA]	10	25	100	250
prąd jałowy przy $U_1 = 230$ V	[mA]	10÷14	20÷30	60÷85	120÷150

5.2. Zadania pomiarowe

5.2.1. Pomiar rezystancji uzwojeń i przekładni napięciowej transformatora

Za pomocą omomierza cyfrowego zmierzyć rezystancje uzwojeń transformatora o temperaturze pokojowej ("zimnego"). Na końcu ćwiczenia powtórzyć te pomiary dla transformatora nagrzanego mocą strat ("gorącego"). Porównać i ocenić oba wyniki.



Rys. 5.2. Schemat układu do pomiarów przekładni napięciowej transformatora sieciowego

Przekładnię napięciową transformatora sieciowego mierzyć w układzie pomiarowym pokazanym na rys. 5.2. Przekładnię wyliczyć z wzoru (5.16) dla kilku wartości napięcia U_1 (np. 230 V, 241,5 V, 207 V i 150 V).

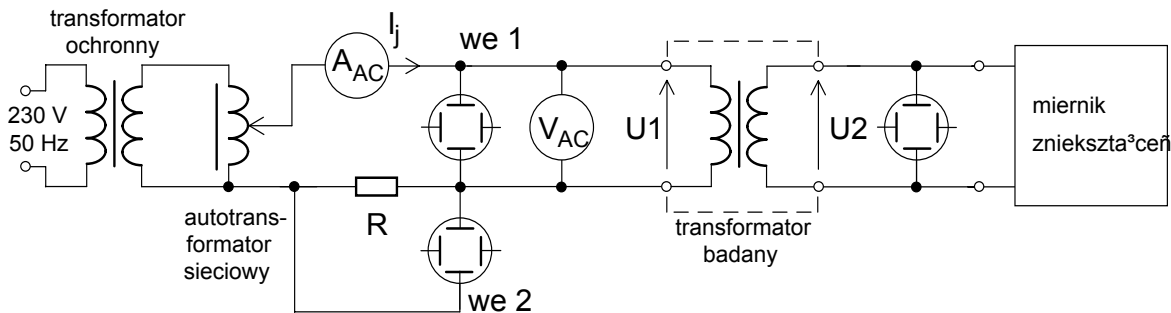
$$n = \frac{U_1}{U_2} \quad (5.16)$$

5.2.2. Pomiar zależności prądu biegu jałowego transformatora od napięcia

W układzie pokazanym na rys. 5.3 zmierzyć zależność wartości skutecznej prądu jałowego I_j od napięcia uzwojenia pierwotnego U_1 transformatora sieciowego. Jednocześnie mierzyć zależność przesunięcia fazowego φ między napięciem U_1 i prądem I_j od napięcia U_1 oraz zależność współczynnika zawartości harmonicznych napięcia uzwojenia wtórnego od napięcia uzwojenia pierwotnego $h = f(U_1)$. Napięcie U_1 zmieniać od zera do wartości większej o 10% od nominalnej (podanej przez prowadzącego zajęcia). Uwaga: maksymalna wartość prądu jałowego nie może przekroczyć dopuszczalnego prądu uzwojenia pierwotnego, wynikającego z mocy obliczeniowej P_{tr} transformatora (5.17).

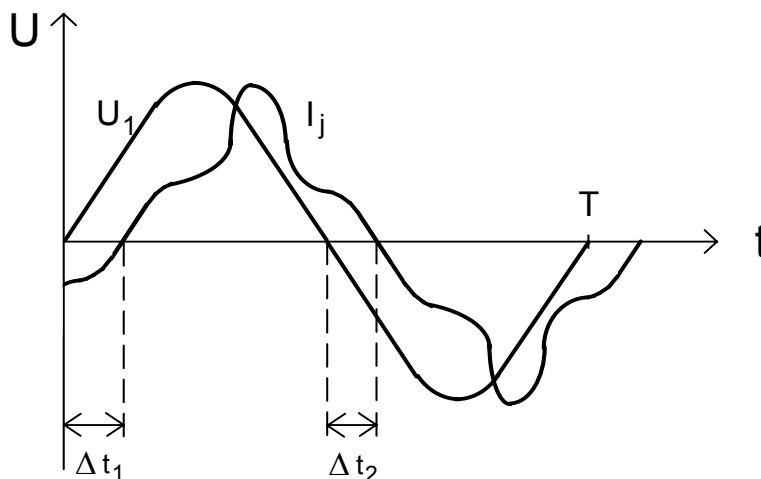
$$I_{j \max} = I_1 \approx \frac{P_{tr}}{U_1} \quad (5.17)$$

(wartość mocy obliczeniowej podaje prowadzący ćwiczenia).



Rys. 5.3. Schemat układu do pomiarów zależności prądu jałowego od napięcia uzwojenia pierwotnego transformatora sieciowego

Pomiar przesunięcia fazowego φ między napięciem U_1 i prądem I_j wykonać za pomocą oscyloskopu dwukanałowego (wejście 1 jest sterowane napięciem U_1 , zaś wejście 2 - spadkiem napięcia na rezystorze R , proporcjonalnym do prądu I_j). Rezystancję rezystora R dobrać tak, aby spadek napięcia przy maksymalnym prądzie I_j wynosił kilka woltów. Rodzaj sprzężenia ze źródłami sygnału obu wejść oscyloskopu ustawić w pozycji DC, a w kanale drugim (we 2) włączyć odwracanie fazy sygnału (opcja INVERT) (dlaczego?). Ponieważ przebiegi czasowe są silnie zniekształcone (szczególnie przebieg prądu przy większych napięciach wejściowych) metoda elipsy nie może być stosowana. Lepsze wyniki daje bezpośredni pomiar czasu opóźnienia prądu w stosunku do napięcia (rys. 5.4).



Rys. 5.4. Wyznaczanie przesunięcia fazowego między napięciem uzwojenia pierwotnego i prądem stanu jałowego transformatora

Oba przebiegi ustawić symetrycznie względem linii środkowej na ekranie oscyloskopu. Wpływ niewielkich niedokładności ustawienia symetrii przebiegów na błędy odczytu

czasu z ekranu oscyloskopu jest redukowany w wyniku przyjęcia wartości średniej $\Delta t = \frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{2}$ jako czasu opóźnienia prądu w stosunku do napięcia. Na podstawie znajomości tego czasu przesunięcie fazowe φ między napięciem U_1 i prądem I_j (w stopniach) można obliczyć z wzoru (5.18).

$$\varphi = \frac{\Delta t}{T} 360^\circ \quad (5.18)$$

(T jest okresem przebiegów, równym $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50 \text{ Hz}} = 20 \text{ ms}$).

W czasie pomiarów obserwować zmiany kształtów przebiegów czasowych prądu jałowego i napięcia uzwojenia wtórnego transformatora powodowane zmianami napięcia uzwojenia pierwotnego. Kilka charakterystycznych oscylogramów zamieścić w sprawozdaniu. Zmierzone zależności $I_j = f(U_1)$ i $h = f(U_1)$ przedstawić w formie wykresów na wspólnym rysunku (w różnych skalach).

Obliczyć składowe prądu jałowego: czynną (rezystancyjną) I_r z wzoru (5.19) i bierną (indukcyjną - prąd magnesujący) I_m , z wzoru (5.20).

$$I_r = I_j \cos(\varphi) \quad (5.19)$$

$$I_m = I_j \sin(\varphi) \quad (5.20)$$

Wykreślić na wspólnym wykresie charakterystyki $I_j = f(U_1)$, $I_r = f(U_1)$ oraz $I_m = f(U_1)$. Porównać wartości prądu jałowego, prądu rezystancyjnego i prądu magnesującego, odpowiadające znamionowemu napięciu sieci $U_1 = 230 \text{ V}$, z wartością maksymalnego prądu uzwojenia pierwotnego, daną wzorem (5.17). Wyznaczyć indukcyjność główną transformatora z wzoru (5.21).

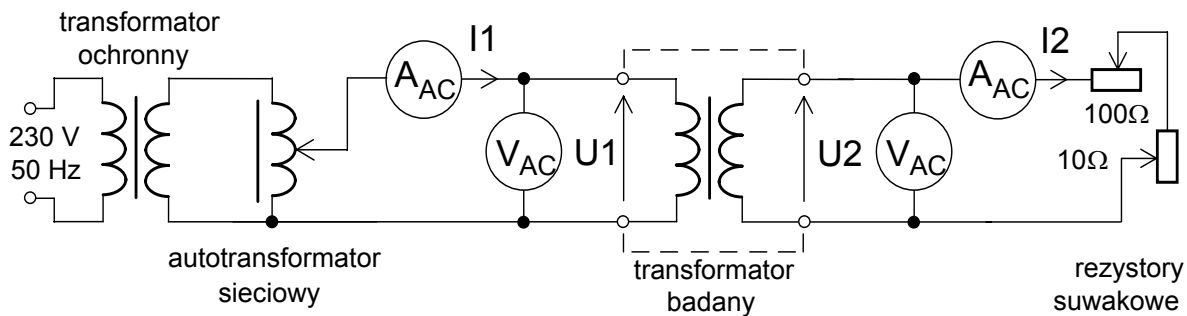
$$L_m = \frac{U_1}{2\pi f I_m(U_1)} \quad (5.21)$$

gdzie $f = 50 \text{ Hz}$ jest częstotliwością sieci energetycznej. Obliczenie wykonać dla niewielkich wartości napięcia U_1 , któremu odpowiada mała wartość indukcji, a więc liniowa praca transformatora.

5.2.3. Pomiar charakterystyki obciążenia transformatora

W układzie pomiarowym, pokazanym na rys. 5.5, zmierzyć zależność napięcia uzwojenia wtórnego U_2 i prądu uzwojenia pierwotnego I_1 od prądu uzwojenia wtórnego I_2 przy stałym napięciu uzwojenia pierwotnego $U_1 = 230 \text{ V}$. Prąd I_2 zmieniać od wartości minimalnej do wartości danej wzorem (5.22) za pomocą połączonych szeregowo rezystorów suwakowych. Wykreślić charakterystyki $U_2 = f(I_2)$ oraz $I_1 = f(I_2)$.

$$I_2 = \frac{P_{tr}}{U_2} \quad (5.22)$$



Rys. 5.5. Schemat układu do pomiarów charakterystyki obciążenia transformatora sieciowego

Wyznaczyć moc obliczeniową, rezystancję wewnętrzną i sprawność transformatora (zależności (5.23), (5.24) i (5.25)) przy maksymalnym prądzie wyjściowym.

$$P_{tr} = \frac{1}{2}(U_1 I_1 + U_2 I_2) \quad (5.23)$$

$$R_w = \frac{dU_2}{dI_2} \approx \frac{\Delta U_2}{\Delta I_2} \quad (5.24)$$

$$\eta_{tr} = \frac{P_2}{P_1} \approx \frac{U_2 I_2}{U_1 I_1} \quad (5.25)$$

We wzorach (5.17) i (5.23) pominięto wpływ prądu biegu jałowego. W przypadku transformatorów małej mocy może to prowadzić do błędów obliczeń. Błąd ten można zmniejszyć wstawiając do wzorów (5.17) i (5.23) w miejsce prądu I_1 prąd I_1' dany wzorem (5.26).

$$I_1' = \sqrt{I_1^2 - I_m^2} \quad (5.26)$$

5.2.4. Pomiar zależności temperatury rdzenia transformatora od czasu

Zmierzyć za pomocą termometru cyfrowego zależność temperatury rdzenia transformatora, obciążonego mocą znamionową, od czasu. Końcówkę sondy pomiarowej termometru cyfrowego umieścić w okolicach środka powierzchni bocznej rdzenia. W celu uzyskania większej dokładności pomiaru temperatury, w miejscu kontaktu zastosować niewielką ilość silikonowej pasty termoprzewodzącej. Wykreślić zależność temperatury od czasu i oszacować wartość cieplnej stałej czasowej transformatora.

5.2.5. Spis aparatury pomiarowej

1. Omomierz cyfrowy.

2. Woltomierz napięć zmiennych (RMS) - 2 szt..
3. Amperomierz prądów zmiennych (RMS) - 2 szt..
4. Oscyloskop dwukanałowy - 2 szt..
5. Miernik zniekształceń.
6. Termometr cyfrowy.
7. Autotransformator sieciowy.
8. Transformator ochronny.
9. Rezystory suwakowe 10Ω , 100Ω (2 A).

5.3. Zagadnienia

1. Pojęcia indukcji, natężenia pola, strumienia magnetycznego, indukcyjności uzwojeń, związki między tymi wielkościami, jednostki.
2. Podstawowe parametry i charakterystyki transformatora sieciowego, definicje, sposoby pomiaru, układy pomiarowe, przewidywane przebiegi tych charakterystyk i wartości liczbowe parametrów.
3. Moc obliczeniowa (znamionowa) transformatora sieciowego, definicja, od jakich parametrów konstrukcyjnych i materiałowych zależy jej wielkość.
4. Sprawność transformatora, przyczyny strat mocy, samonagrzewanie transformatora i jego wpływ na rezystancje uzwojeń.
5. Charakterystyka obciążenia transformatora, przewidywany przebieg tej charakterystyki i sposób wyznaczania na jej podstawie rezystancji wewnętrznej oraz sprawności transformatora, wpływ prądu jałowego na uzyskane wyniki.
6. Przekładnia napięciowa transformatora, od czego zależy wymagana liczba zwojów uzwojeń.
7. Gęstość prądu w uzwojeniach transformatora, od czego zależy konieczna średnica drutu nawojowego uzwojeń.
8. Prąd biegu jałowego, składowa czynna i prąd magnesujący, zależność od napięcia uzwojenia pierwotnego, dopuszczalne wartości, związek z parametrami materiałowymi i konstrukcyjnym.
9. Konstrukcje transformatorów sieciowych, wpływ materiału i konstrukcji magnetowodu na parametry transformatora.
10. Wpływ prądu stałego, płynącego przez uzwojenie wtórne na pracę transformatora, sposoby zmniejszania tego wpływu.

Ćwiczenie 6

CHŁODZENIE ELEMENTÓW PÓLPRZEWODNIKOWYCH

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z zagadnieniami dotyczącymi odprowadzania ciepła od elementów półprzewodnikowych, takich jak: tranzystory bipolarne średniej i dużej mocy, oraz układy scalone małej i dużej mocy. Ćwiczenie ilustruje jakościowo i ilościowo pracę takich elementów bez radiatora oraz z radiatorami z naturalnym i wymuszonym obiegiem powietrza (z wentylatorem). W ćwiczeniu została pokazana specyfika zjawisk cieplnych i sposoby ich analizy. Ćwiczenie prowadzi do ugruntowania wiedzy związanej z chłodzeniem elementów półprzewodnikowych oraz do opanowanie umiejętności wykonywania pomiarów z tego zakresu.

6.1. Wprowadzenie

Element elektroniczny (także układ, urządzenie) jest przetwornikiem energii zasilającej w energię użyteczną. Przetwarzaniu towarzyszą straty energii, powstające wskutek przepływu prądu przez rezystancje. Moc strat przy prądzie stałym wynosi $P_{str} = UI = I^2 R = \frac{U^2}{R}$, a przy przepływie prądu zmiennego $P_{str} = UI \cos \varphi$ (φ jest przesunięciem fazowym między napięciem i prądem).

Straty energii zamieniają się na ciepło $Q = P_{str} t$ (t - czas). Gdyby całe ciepło gromadziło się w elemencie to bilans cieplny można zapisać jako $Pt = mC_w \Delta T$ (m - masa elementu, C_w - ciepło właściwe, ΔT - przyrost temperatury). Przyrost temperatury $\Delta T = \frac{P}{mC_w} t$ byłby proporcjonalny do czasu i temperatura narastałaby do nieskończoności. Tak nie jest bo tylko część ciepła nagrzewa element, a reszta jest odprowadzana do otoczenia (które ma nieskończoną pojemność cieplną i dlatego stałą temperaturę):

$$Q_o = mC_w(T_e - T_a) \quad (6.1)$$

gdzie: Q_o - ciepło odprowadzane do otoczenia, T_e - temperatura elementu, T_a - temperatura otoczenia.

Konstruktor urządzeń elektronicznych musi zapewnić elementom elektronicznym (np. układom scalonym, tranzystorom, rezystorom, itp.) pracę w dopuszczalnych przedziałach temperatur, bo niezawodność ich pracy zależy od temperatury. Przyjmuje się, że średni

czas między uszkodzeniami (oznaczany jako $MTBF$) zwiększa się o połowę, gdy temperatura zmniejsza się o $10\text{ }^{\circ}\text{C}$.

W chwili włączenia zasilania temperatura elementów jest równa temperaturze otoczenia. Po dostatecznie długim czasie temperatury elementów osiągają wartości ustalone, zależne od równowagi między mocą stat a ciepłem odprowadzanym w danych warunkach chłodzenia do otoczenia. Wpływają na to: wymiary geometryczne elementu, parametry materiałowe, rodzaj ośrodka odbierającego ciepło i jego właściwości, oraz różnica temperatur.

Miniaturyzacja urządzeń elektronicznych prowadzi do zwiększenia gęstości mocy w trzeciej potęgę

$$p' = k^3 p \quad (6.2)$$

gdzie: p i p' - gęstość mocy przed i po miniaturyzacji, $k = \frac{l}{l'}$ - stopień miniaturyzacji, l i l' - wymiar liniowy przed i po miniaturyzacji.

Widać, że problemy odprowadzania ciepła od urządzeń elektronicznych (szczególnie od elementów półprzewodnikowych) mają duże znaczenie praktyczne.

6.1.1. Mechanizmy przekazywania ciepła

Przekazywanie ciepła od elementu do otoczenia odbywa się na drodze: przewodzenia, unoszenia lub promieniowania.

Przewodzenie zachodzi przede wszystkim w ciele stałym

$$P_p = -\lambda S \frac{dT}{dx} \quad (6.3)$$

gdzie: P_p - strumień ciepła, λ - przewodność cieplna, S - powierzchnia, T - temperatura, x - odległość. Przewodność cieplna (właściwa), określona jak we wzorze (6.4), przyjmuje wartości zależne od rodzaju materiału (tablica 6.1) [6].

$$\lambda = \frac{P_p}{S \frac{dT}{dx}} \quad (6.4)$$

W płaskiej, jednorodnej płytce o grubości l strumień przepływającego ciepła jest opisany zależnością $P_p = \frac{\lambda S}{l} (T_1 - T_2)$, a temperatura zmienia się wzdłuż grubości płytki zgodnie z wzorem $T(x) = (T_2 - T_1) \frac{x}{l} + T_1$.

Unoszenie (konwekcja) zachodzi w cieczy lub gazie (powietrze) wskutek przemieszczania się cząsteczek (swobodnego lub wymuszonego). Przez kontakt z gorącym elementem cząsteczki nagrzewają się, maleje ich gęstość, więc unoszą się, a w ich miejsce pojawiają się nowe, chłodne. Przepływ cząsteczek może być swobodny lub wymuszony przez wentylator, pompę itp. Gdy cząsteczki przemieszczają się z niewielką prędkością

wzdłuż chłodzonej powierzchni przepływ jest laminarny. Gdy prędkość rośnie to po przekroczeniu prędkości krytycznej przepływ staje się burzliwy (turbulentny - ruch cząsteczek jest wirowy).

Tablica 6.1. Wartości liczbowe przewodności cieplnej różnych materiałów

	λ
materiał	$\left[\frac{\text{W}}{\text{mK}} \right]$
diament	1000 ÷ 2000
srebro	406
miedź	386
krzem	128
lutowie	38
laminat	0,2 ÷ 0,3

Promieniowanie jest istotnym sposobem przekazywania ciepła, gdy temperatura źródła jest bardzo wysoka. W urządzeniach elektronicznych temperatura powierzchni elementów jest zwykle niska. Wtedy strumień ciepła promieniowanego jest proporcjonalny do różnicy temperatur:

$$P_r = \alpha S (T_e - T_a) \quad (6.5)$$

gdzie: P_r - strumień ciepła promieniowanego, α - współczynnik proporcjonalności, S - powierzchnia, T_e - temperatura elementu, T_a - temperatura otoczenia.

Współczynnik α zależy od kształtu powierzchni elementu, jej gładkości (lepszą powierzchnią szorstką) i barwy (lepszy kolor czarny). Ogólnie tylko od 1 ÷ 10 % ciepła jest odprowadzane z urządzeń elektronicznych tą drogą.

W urządzeniach elektronicznych występują kombinowane mechanizmy odprowadzania ciepła: przejmowanie (przewodzenie i unoszenie ciepła) oraz przenikanie (przejmowanie i przewodzenie).

6.1.2. Sposoby odprowadzania ciepła

Najczęściej spotykanym sposobem odprowadzania ciepła z urządzeń elektronicznych jest naturalne chłodzenie powietrzem (mechanizm swobodnego unoszenia). Skuteczność tego sposobu chłodzenia zależy od intensywności przepływu powietrza (od właściwej konstrukcji mechanicznej) i różnicy temperatur źródła ciepła i otoczenia. Chłodzenie naturalne ma liczne zalety: nie powoduje hałasu, nie wywołuje wibracji, nie wymaga nadzoru i konserwacji. Jednak jego wydajność jest mała i zwykle nie przekracza mocy

0,04 W z 1 cm² powierzchni chłodzącej. Zwiększanie rozpraszanej mocy pociąga za sobą konieczność zwiększania powierzchni odprowadzającej ciepło (stosowanie radiatorów).

Gdy gęstości mocy są większe (od około 0,04 W/cm² do 1 W/cm²), stosowane są radiatory i chłodzenie powietrzne o wymuszonym obiegu. Zwiększanie prędkości przepływu powietrza prowadzi do zmniejszenia rezystancji termicznej radiatora (choć nieproporcjonalnego).

Powyżej 1 W/cm² chłodzenie powietrzne zawodzi. Wykorzystywane jest parowanie cieczy, zwykle z użyciem ciepłowodów. W parowniku, ogrzewanym przez element chłodzony, ciecz paruje. Różnica ciśnień powoduje przepływ pary do skraplacza. Tam para się skrapla oddając ciepło radiatorowi, a ciecz dzięki włoskowatości wraca do parownika. Ciepłowód umożliwia odsunięcie parownika od skraplacza (a więc źródła ciepła od radiatora) nawet na odległość kilkudziesięciu centymetrów, zaś różnica temperatur między końcami ciepłowodu nie przekracza 1 °C przy jego średnicy wynoszącej kilkanaście milimetrów i mocy odprowadzanej 200 W [6].

6.1.3. Źródła ciepła w urządzeniach elektronicznych

Ciepło jest wydzielane we wszystkich elementach elektronicznych, w których prąd przepływa przez rezystancję: w przyrządach półprzewodnikowych (diodach, tranzystorach, tyrystorach, układach scalonych), w rezystorach, transformatorach, w połączeniach drukowanych, przewodowych, itp..

Moc strat tranzystora jest dana zależnością $P_{str} = U_{CE}I_C + U_{BE}I_B \approx U_{CE}I_C$ i wynosi typowo od kilku do kilkuset miliwatów. Jednak w zastosowaniach mocy może ona sięgać kilkudziesięciu watów. Moc strat diody wynosi $P_{str} = U_D I_D$, a diody Zenera $P_{str} = U_Z I_Z$. W typowych zastosowaniach są to moce od pojedynczych miliwatów do kilkuset miliwatów. Diody i tyrystory w zastosowaniach energoelektronicznych mogą jednak pracować z mocami strat rzędu setek watów!

Moc strat rezystora jest równa $P_{str} = UI$ lub przy prądzie zmiennym $P_{str} = U_{sk} I_{sk} \cos \varphi$ i wynosi od kilku miliwatów do kilkudziesięciu watów. W transformatorach moc strat zależy od mocy traconej w rezystancjach uzwojeń i wydzielanej w rdzeniu (histereza i prądy wirowe). Związana z nią sprawność transformatora wynosi zwykle $\eta_{tr} = 70 \div 90 \%$. Stąd moc strat można obliczyć jako: $P_{str} = (1 - \eta_{tr}) P_{tr}$.

Straty mocy w połączeniach są zwykle bardzo małe bo rezystancje okablowania, połączeń drukowanych, złącz itp. są bardzo małe. Można oszacować, że łączne straty mocy w połączeniach nie przekraczają 1 % całkowitej mocy strat w urządzeniu.

Całkowita ilość ciepła wydzielanego w urządzeniu wynika z sumy mocy strat elementów, zaś temperatura wewnątrz urządzenia zależy od całkowitej ilości ciepła, warunków chłodzenia oraz od czasu.

6.1.4. Analogia termiczno-elektryczna

Pracy elementu półprzewodnikowego towarzyszą stany mocy, które powodują jego nagrzewanie. W warunkach ustalonych ilość ciepła nagrzewającego element jest równa ilości ciepła odprowadzanego do otoczenia i temperatura elementu jest stała. Obliczenia właściwości cieplnych danej struktury fizycznej są proste jeśli jest możliwy ich opis za pomocą liniowych równań algebraicznych lub różniczkowych (z parametrami niezmiennymi w czasie). Przepływ ciepła od złącza elementu półprzewodnikowego do otoczenia można z przybliżeniem (zadowalającym w praktyce) opisać równaniami podobnymi do równań stosowanych dla prądu elektrycznego.

W tablicy 6.2 przedstawiono analogię termiczno-elektryczną [5]. Na jej podstawie jest możliwe sformułowanie praw opisujących przepływ ciepła, analogicznych do praw Ohma i Kirchhoffa:

$$\Delta T = R_{th} P_{str} \quad (6.6)$$

$$\sum_i P_i = 0 \quad (6.7)$$

$$\sum_i \Delta T_i = 0 \quad (6.8)$$

We wzorach (6.7) i (6.8) sumy dotyczą, odpowiednio, mocy cieplnych dopływających do k -tego węzła, lub spadków temperatur w k -tym oczku.

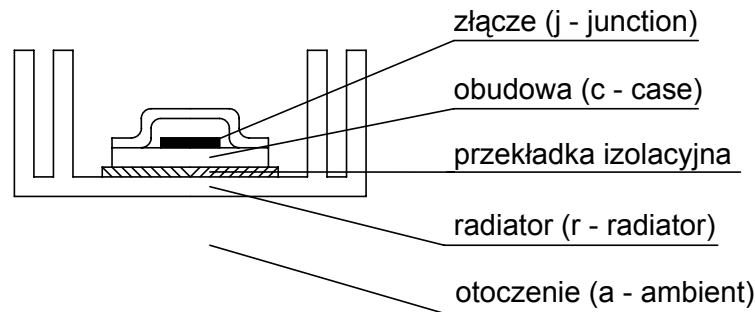
Tablica 6.2. Analogia termiczno-elektryczna

Wielkości cieplne			Wielkości elektryczne		
temperatura	T	[K], [°C]	potencjał	V	[V]
różnica temperatur	$\Delta T = T_2 - T_1$	[K], [°C]	napięcie	$U = V_2 - V_1$	[V]
moc cieplna	P	[W]	natężenie prądu	I	[A]
rezystancja termiczna	R_{th}	[K/W]	rezystancja	R	[Ω]
pojemność termiczna	C_{th}	[Ws/K]	pojemność	C	[F]

Dzięki analogii termiczno-elektrycznej model termiczny elementu można przedstawić w formie elektrycznego schematu zastępczego. Właściwości statyczne (stan ustalony) są reprezentowane w układzie zbudowanym ze źródeł autonomicznych (mocy cieplnej równej elektrycznej mocy strat) i rezystancji termicznych. Zjawiska dynamiczne modeluje obwód złożony ze źródeł mocy cieplnej, rezystancji termicznych i pojemności cieplnych. Mogą tu być używane pojęcia impedancji termicznej, czy cieplnej stałej czasowej.

6.1.5. Cieplny schemat zastępczy

Rysunek 6.1 przedstawia strukturę fizyczną elementu półprzewodnikowego, połączonego z radiatorem. Moc cieplna, równa elektrycznej mocy strat, ładuje pojemność cieplną złącza C_{thj} (bardzo małą bo mała jest masa złącza - ładowanie bardzo szybkie, stała czasowa rzędu ułamka sekundy). Temperatura T_j narasta i powoduje przepływ ciepła przez rezystancję R_{thj-c} ładując pojemność C_{thc} . Temperatura obudowy (korpusu) T_c narasta wolniej, bo masa obudowy jest większa. Dalej ciepło przepływa głównie przez radiator do otoczenia o stałej temperaturze T_a . Temperatura radiatora T_r narasta najwolniej (stała czasowa rzędu minut).



Rys. 6.1. Struktura fizyczna ilustrująca przepływ ciepła

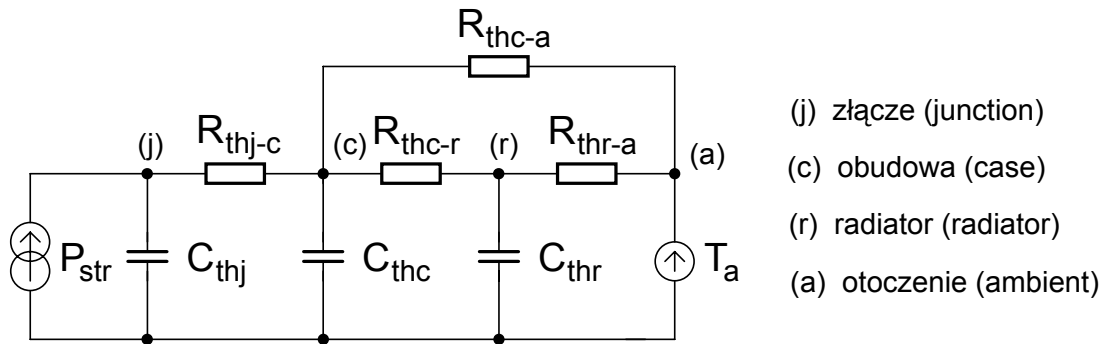
Dzięki analogii termiczno-elektrycznej model termiczny danego elementu elektronicznego można przedstawić w formie elektrycznego schematu zastępczego. Typowy cieplny schemat zastępczy elementu półprzewodnikowego (tranzystora jak i układu scalonego), przedstawiający przepływ ciepła od złącza elementu półprzewodnikowego do otoczenia, pokazano na rys. 6.2. W stanie ustalonym pojemności cieplne stanowią rozwarcie (można je pominąć). Obwód jest wtedy opisany równaniem (6.9).

$$T_j - T_a = P_{str} \left[R_{thj-c} + \frac{(R_{thc-r} + R_{thr-a})R_{thc-a}}{R_{thc-r} + R_{thr-a} + R_{thc-a}} \right] \quad (6.9)$$

W przypadku elementów, pracujących ze znacznymi mocami strat (z radiatorem), bezpośrednio odprowadzanie ciepła od korpusu elementu (od jego obudowy) do otoczenia można pominąć. Wtedy wzór (6.9) upraszcza się do postaci:

$$T_j - T_a = P_{str} (R_{thj-c} + R_{thc-r} + R_{thr-a}) \quad (6.10)$$

gdy $R_{thc-a} \gg R_{thc-r} + R_{thr-a}$.



Rys. 6.2. Ciepły schemat zastępczy elementu półprzewodnikowego

Konstruktor urządzeń elektronicznych ma wpływ na położenie hiperboli mocy admisyjnej elementu przez zmianę warunków chłodzenia, czyli zastosowanie odpowiedniego radiatora:

$$R_{thr-a} = \frac{T_{j\max} - T_{a\max}}{P_{str}} - R_{thj-c} - R_{thc-r} \quad (6.11)$$

Ta rezystancja stanowi punkt wyjścia do konstrukcji radiatora (szczegóły np. w [3]).

Zachowanie elementu w stanach przejściowych charakteryzuje przejściowa impedancja termiczna (odpowiedź termiczna elementu na pobudzenie mocą w postaci skoku jednostkowego). W przypadku rzeczywistego elementu opis analityczny przepływu ciepła jest zbyt skomplikowany do zastosowań praktycznych. Jednym ze stosowanych uproszczeń jest przedstawienie impedancji przejściowej jako sumy składników eksponencjalnych (6.12).

$$Z(t) = \sum_i k_i \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right) \right] \quad (6.12)$$

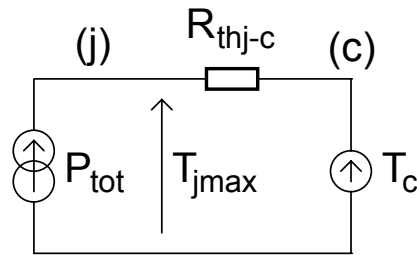
Stałe czasowe, odpowiadające poszczególnym składnikom sumy (6.12), różnią się bardzo wielkością: stała czasowa złącza jest rzędu milisekund, zaś stała czasowa radiatora może wynosić wiele minut, co wynika z różnicy mas i ciepła właściwego.

6.1.6. Parametry cieplne elementów półprzewodnikowych

W danych katalogowych są często podawane wartości $T_{j\max}$ i R_{thj-c} . Maksymalna temperatura złącza $T_{j\max}$ wynosi dla elementów krzemowych od 125 °C do 200 °C (dla germanu 85 °C do 100 °C). Wartość maksymalnej temperatury złącza wynika z badań niezawodnościowych, a nie z właściwości fizycznych materiałów. Struktura krystaliczna krzemu nie rozpada się w wyższych temperaturach. W scalonych wzmacniaczach mocy układ zabezpieczający reaguje na temperaturę złącza tranzystorów mocy dopiero powyżej 225 °C.

Rezystancja termiczna złącze-korpus R_{thj-c} przyjmuje wartości od około 1 K/W (dla tranzystora dużej mocy) do kilkuset K/W (w tranzystorach małej mocy). Informacja o tej rezystancji jest podawana w sposób jawny lub pośredni. Często zamiast R_{thj-c} można znaleźć w katalogu t.zw. moc całkowitą tranzystora P_{tot} . Jest ona równa maksymalnej

mocy strat tranzystora w warunkach, gdy temperatura obudowy (korpusu) ma określoną wartość (zwykle $T_c = 25^\circ\text{C}$). Rezystancję R_{thj-c} można łatwo wyznaczyć na podstawie obwodu pokazanego na rys. 6.3.



Rys. 6.3. Ciepły schemat zastępczy do wyznaczania rezystancji termicznej złącze-korpus

W obwodzie tym $T_{j\max} - T_c = R_{thj-c} P_{tot}(T_c)$. Stąd:

$$R_{thj-c} = \frac{T_{j\max} - T_c}{P_{tot}(T_c)} \quad (6.13)$$

Przykład. Obliczyć R_{thj-c} tranzystora 2N3055, który ma $T_{j\max} = 200^\circ\text{C}$ i $P_{tot}(25^\circ\text{C}) = 117\text{ W}$. Wyznaczyć maksymalną moc strat w warunkach rzeczywistych, gdy maksymalna temperatura otoczenia wynosi $T_{a\max} = 50^\circ\text{C}$ i łączna rezystancja termiczna korpus-radiator i radiator-otoczenie jest równa $R_{thc-r} + R_{thr-a} = 3,5\text{ [K/W]}$.

Rozwiązanie. Na podstawie wzoru (6.13) rezystancja termiczna złącze-korpus wynosi:

$$R_{thj-c} = \frac{200 - 25}{117} = 1,5 \left[\frac{\text{K}}{\text{W}} \right].$$

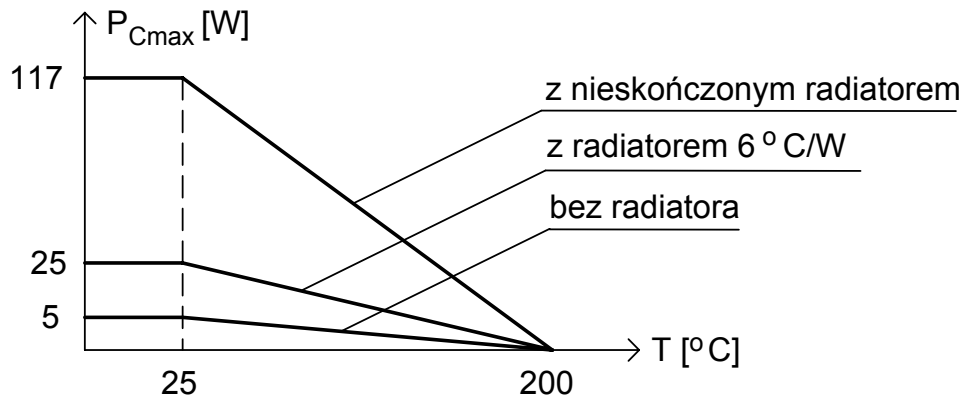
Moc strat w warunkach rzeczywistych (po pominięciu

wpływu rezystancji korpus-otoczenie) jest równa:
$$P_{str} = \frac{T_{j\max} - T_{a\max}}{R_{thj-c} + R_{thc-r} + R_{thr-a}} = \frac{200 - 50}{1,5 + 3,5} = 30\text{ W}.$$
 Widać, że w warunkach rzeczywistych (z dużym radiatorem!)

maksymalna moc strat jest wielokrotnie mniejsza od mocy całkowitej P_{tot} .

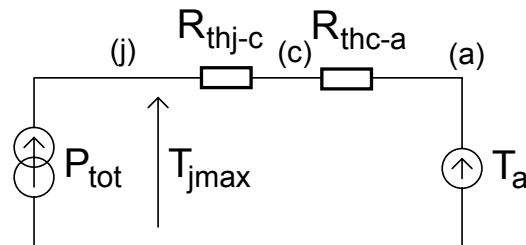
Informacja o parametrach ciepłego schematu zastępczego elementu półprzewodnikowego może być podana w formie wykresów, jak na rys. 6.4. Z rysunku wynika, że maksymalna temperatura złącza $T_{j\max} = 200^\circ\text{C}$. Przy temperaturze otoczenia $T_a = 25^\circ\text{C}$ i nieskończonym radiatorze (co oznacza, że $R_{thc-r} = R_{thr-a} = 0$) moc strat wynosi $P_{str} = 117\text{ W}$. Stąd rezystancja termiczna złącze-korpus wynosi

$$R_{thj-c} = \frac{200 - 25}{117} = 1,5 \left[\frac{\text{K}}{\text{W}} \right].$$



Rys. 6.4. Zależność maksymalnej mocy strat od temperatury

Na podstawie rysunku, takiego jak rys. 6.4 można wyznaczyć również wartość rezystancji termicznej obudowa-otoczenie. Przy pracy bez radiatora cieplny schemat zastępczy sprowadza się do obwodu, pokazanego na rys. 6.5.



Rys. 6.5. Ciepły schemat zastępczy do wyznaczania rezystancji termicznej korpus-otoczenie

Z tego rysunku wynika, że rezystancja R_{thc-a} wynosi:

$$R_{thc-a} = \frac{T_{j\max} - T_a}{P_{str}(T_a)} - R_{thj-c} \quad (6.14)$$

W przykładzie $T_{j\max} = 200$ °C, $T_a = 25$ °C, $R_{thj-c} = 1,5$ [K/W], zaś moc strat bez radiatora wynosi $P_{str}(T_a) = 5$ W. Stąd rezystancja termiczna złącze-korpus wynosi $R_{thc-a} = \frac{200 - 25}{5} - 1,5 = 33,5 \left[\frac{\text{K}}{\text{W}} \right]$. Uzyskana wartość rezystancji cieplnej jest typowa dla tranzystora w obudowie TO-3 (CE20). Wartości rezystancji cieplnych złącze-obudowa R_{thj-c} i złącze-otoczenie R_{thj-a} dla elementów o różnych obudowach podano w tabelicy 6.3 [5].

6.1.6. Zasada pośredniego pomiaru temperatury złącza

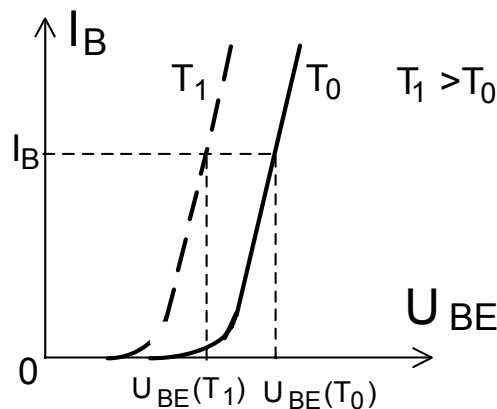
Temperatury obudowy tranzystora lub układu scalonego i radiatora w ćwiczeniu są mierzone bezpośrednio za pomocą termometru cyfrowego. Konieczny do oceny warunków pracy elementu półprzewodnikowego pomiar temperatury złącza jest wykonywany metodą pośrednią. W tranzystorze od temperatury silnie zależą: prąd zerowy złącza kolektorowego

I_{C0} , zwarciovyy współczynnik wzmocnienia prądowego w konfiguracji OE β , oraz spadek napięcia na przewodzącej diodzie baza-emiter U_{BE} .

Tablica 6.3. Wartości rezystancji cieplnych złącze-obudowa i złącze-otoczenie wybranych obudów

typ obudowy	R_{thj-c} K/W	R_{thj-a} K/W	przykładowy element
TO-3 (CE20)	0,8 ÷ 2	30 ÷ 50	2N3055, BDY25
TO-18 (CE22)	80 ÷ 150	350 ÷ 500	BC107 ÷ 109
TO-92 (CE35)	100 ÷ 200	250 ÷ 400	BC307, BF245
TO-116 (CE70)	100 ÷ 150	200 ÷ 300	UCY74, MCY74

W ćwiczeniu wykorzystano zależność napięcia U_{BE} od temperatury ze względu na jej liniowość. Typową charakterystykę diody dla dwóch temperatur pokazano na rys. 6.6.



Rys. 6.6. Wpływ temperatury na charakterystykę wejściową tranzystora

Napięcie baza-emiter zmniejsza się proporcjonalnie do wzrostu temperatury zgodnie z zależnością:

$$U_{BE}(T) = U_{BE}(T_0) - c(T - T_0) \quad (6.15)$$

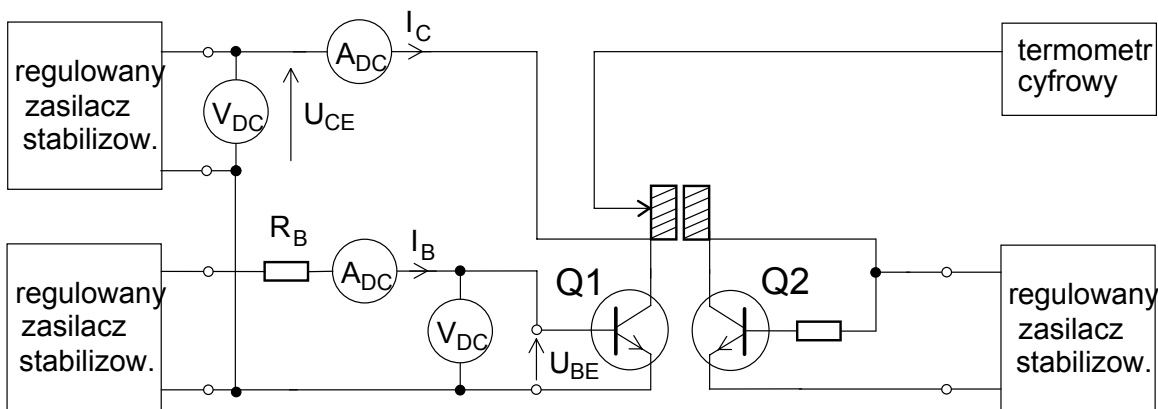
gdzie c jest współczynnikiem temperaturowych zmian U_{BE} . Współczynnik ten niemal nie zależy od prądu i jest stały w szerokim zakresie zmian temperatury. Jego wartość wynosi od $1,5 \frac{mV}{^\circ C}$ do $2,5 \frac{mV}{^\circ C}$. Charakterystyka wejściowa tranzystora nie zależy również od napięcia między kolektorem i emiterem, jeśli tylko to napięcie nie jest mniejsze od około 1 V (przy mniejszych napięciach wpływ ten może być znaczący).

6.2. Zadania pomiarowe

6.2.1. Pomiar termicznego współczynnika napięcia diody przewodzącej

W układzie pomiarowym, pokazanym na rys. 6.7, zmierzyć zależność od temperatury spadku napięcia na przewodzącej diodzie baza-emiter dyskretnego tranzystora lub tranzystora układu scalonego, wskazanego przez prowadzącego zajęcia laboratoryjne. Tranzystor badany $Q1$ jest podgrzewany przez sprzężony z nim termicznie tranzystor pomocniczy $Q2$. Napięcie kolektor-emiter tranzystora $Q1$ ustalić o wartości 1 V. Powoduje to błąd pomiaru temperatury złącza, który można oszacować na $1 \div 2 \text{ } ^\circ\text{C}$ (temperatura złącza jest wyższa od temperatury obudowy o $\Delta T = T_j - T_c = R_{thj-c} U_{CEQ1} I_{CQ1}$). Błąd ten nie zmniejsza w sposób zasadniczy dokładności pośredniego pomiaru temperatury złącza tranzystora $Q1$. Temperaturę obudowy (i złącza) tego tranzystora zmienia się w wyniku regulacji mocy strat w tranzystorze pomocniczym, uzyskiwanej przez zmianę jego napięcia zasilającego.

Uwaga: przy polaryzacji normalnej w tranzystorze $n-p-n$ baza jest zasilana napięciem dodatnim w stosunku do emitera, podobnie kolektor napięciem dodatnim w stosunku do emitera; w przypadku tranzystora $p-n-p$ polaryzacja odpowiednich elektrod jest odwrotna!



Rys. 6.7. Schemat układu do pomiaru zależności napięcia baza-emiter od temperatury

Do pomiaru temperatury obudowy (i złącza) badanego tranzystora służy termometr cyfrowy. Kolejne pomiary należy wykonywać po ustaleniu się temperatury. Jej maksymalna wartość nie powinna przekroczyć $100 \text{ } ^\circ\text{C}$ (uwaga: dotknięcie obudów tranzystorów grozi poparzeniem!). Sprzężenie termiczne obudów tranzystorów (lub tranzystora grzejnika i układu scalonego) między sobą i z sondą termometru poprawia zastosowanie silikonowej pasty termoprzewodzącej i docisk powierzchni obudów. Pomiary wykonać dla dwóch wartości prądu bazy tranzystora $Q1$, podanych przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne (dla tranzystora mocy mogą to być np. 1 mA i 5 mA). Podczas pomiarów wartość prądu bazy zachowywać stałą.

Wyniki pomiarów przedstawić w formie wykresu zależności napięcia baza-emiter tranzystora $Q1$ od temperatury $U_{BE} = f(T)$. Zależność ta może być stosunkowo

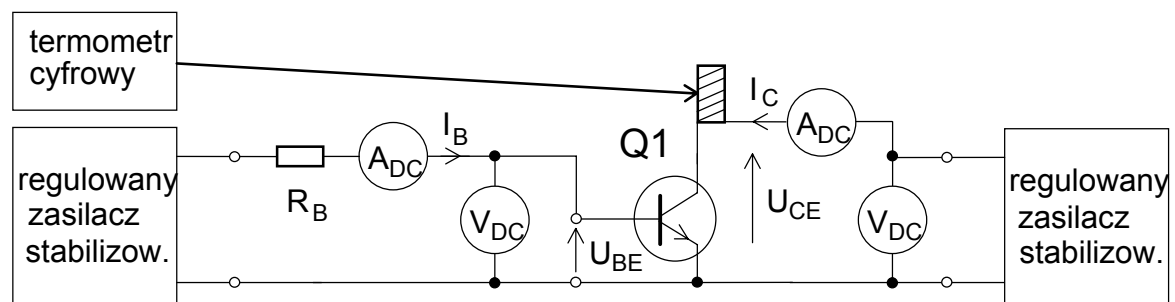
dokładnie przybliżona funkcją liniową (6.15). Na podstawie wykonanego wykresu wyznaczyć wartość termicznego współczynnika napięcia c , jako:

$$c = \frac{U_{BE}(T_2) - U_{BE}(T_1)}{T_2 - T_1} \quad (6.16)$$

Punkty $U_{BE}(T_2)$ i T_2 oraz $U_{BE}(T_1)$ i T_1 odczytać z prostej aproksymującej charakterystykę $U_{BE} = f(T)$. Wygodnie jest użyć do opracowania wyników odpowiedniego programu komputerowego, np. regresji liniowej w programie *Excel*.

6.2.2. Pomiar rezystancji termicznych złącze-obudowa i obudowa-otoczenie

Zmierzyć temperatury: otoczenia T_a i obudowy T_c (za pomocą termometru cyfrowego) oraz napięcie baza-emiter U_{BE} badanego tranzystora przy prądzie bazy takim, jak w p. 6.2.1. Schemat układu pomiarowego przedstawia rys. 6.8. Pomiarów wykonać dla kilku wartości mocy strat $P_{str} = U_{CE}I_C$. Moc strat regulować przez zmianę napięcia zasilacza dostarczającego prąd kolektora. Moc ta nie powinna przekraczać wartości, której odpowiada temperatura złącza $T_j = 100\text{ }^\circ\text{C}$ (uwaga: dotknięcie obudowy tranzystora grozi poparzeniem!).



Rys. 6.8. Schemat układu do pomiaru rezystancji termicznych złącze-obudowa i obudowa-otoczenie

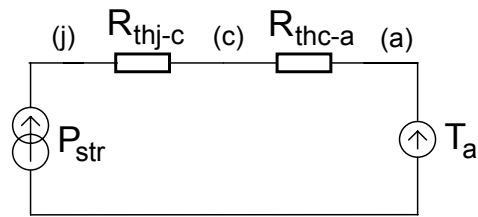
Temperatury złącza obliczać na podstawie wzoru (6.15) i termicznego współczynnika napięcia diody baza-emiter c , wyznaczonego w p. 6.2.1, jako:

$$T_j = T_0 + \frac{U_{BE}(T_0) - U_{BE}(T_j)}{c} \quad (6.17)$$

Ciepłny schemat zastępczy tranzystora pracującego bez radiatora pokazano na rys. 6.9. Na podstawie tego schematu rezystancje termiczne R_{thj-c} i R_{thc-a} są dane zależnościami (6.18) i (6.19).

$$R_{thj-c} = \frac{T_j - T_c}{P_{str}} \quad (6.18)$$

$$R_{thc-a} = \frac{T_c - T_a}{P_{str}} \quad (6.19)$$

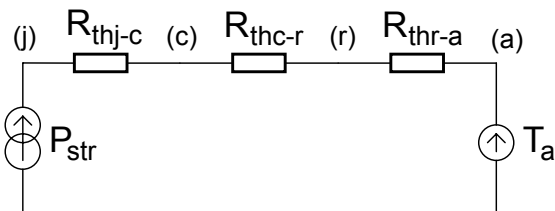


Rys. 6.9. Ciepły schemat zastępczy elementu półprzewodnikowego pracującego bez radiatora

6.2.3. Pomiar rezystancji termicznej obudowa-radiator i radiator-otoczenie

Badany tranzystor przymocować do radiatora wskazanego przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne. W układzie pomiarowym, pokazanym na rys. 6.8, zmierzyć za pomocą termometru cyfrowego temperatury: otoczenia T_a , obudowy T_c i radiatora T_r oraz napięcie baza-emiter U_{BE} badanego tranzystora przy prądzie bazy takim, jak w p. 6.2.1. Pomiarów wykonać dla kilku wartości mocy strat, regulowanej przez zmianę napięcia zasilacza w obwodzie kolektora. Moc ta nie powinna przekraczać wartości, której odpowiada temperatura złącza $T_j = 100\text{ }^\circ\text{C}$ (uwaga: dotknięcie obudowy tranzystora grozi poparzeniem!). Temperaturę złącza T_j obliczać z wzoru (6.17) tak, jak w p. 6.2.2.

Ciepły schemat zastępczy tranzystora, pracującego z radiatorem o rezystancji termicznej wielokrotnie mniejszej od rezystancji obudowa-otoczenie, pokazano na rys. 6.10.



Rys. 6.10. Ciepły schemat zastępczy elementu półprzewodnikowego z radiatorem o małej rezystancji termicznej

Na podstawie rysunku 6.10 i wyników pomiarów odpowiednich temperatur oraz mocy strat wyznaczyć rezystancje termiczne R_{thj-c} , R_{thc-r} i R_{thr-a} z zależności (6.18), (6.20) i (6.21).

$$R_{thc-r} = \frac{T_c - T_r}{P_{str}} \quad (6.20)$$

$$R_{thr-a} = \frac{T_r - T_a}{P_{str}} \quad (6.21)$$

Porównać wartości rezystancji termicznej złącze-obudowa, uzyskane w p. 6.2.2 i 6.2.3. Ocenąć dokładność obu sposobów ich wyznaczania.

Powtórzyć pomiary rezystancji termicznej radiator-otoczenie innych radiatorów, wskazanych przez prowadzącego ćwiczenia laboratoryjne. W szczególności zmierzyć

rezystancje termiczne tego samego radiatora z chłodzeniem naturalnym i z wymuszonym obiegiem powietrza (z wentylatorem). Pomiary wykonać dla różnych prędkości ruchu powietrza regulowanych przez zmianę napięcia zasilającego wentylator.

6.2.4. Spis aparatury pomiarowej

1. Termometr cyfrowy.
2. Woltomierz napięć stałych - 2 szt..
3. Amperomierz prądów stałych - 2 szt..
4. Regulowany zasilacz stabilizowany - 3 szt..

6.3. Zagadnienia

1. Źródła ciepła w urządzeniach elektronicznych. Wielkości mocy strat poszczególnych elementów elektronicznych. Sposoby odprowadzania ciepła.
2. Analogia termiczno-elektryczna. Wielkości analogiczne i związki między parametrami termicznymi, równania opisujące przepływ ciepła.
3. Ciepłny schemat zastępczy elementu półprzewodnikowego. Praca w stanie ustalonym i nieustalonym. Impedancja przejściowa, stałe czasowe (typowe wartości liczbowe).
4. Parametry elementu półprzewodnikowego, związane z ciepłym schematem zastępczym. Sposoby podawania tych parametrów w katalogach elementów. Typowe wartości parametrów.
5. Termiczny współczynnik napięcia diody przewodzącej. Definicja, sposób pomiaru, typowa wartość.
6. Pomiar rezystancji termicznych: złącze-obudowa, obudowa-otoczenie, obudowa-radiator. Schemat układu i sposób pomiaru. Spodziewane wartości.
7. Rezystancja termiczna radiator-otoczenie. Schemat układu i sposób pomiaru. Wpływ konstrukcji i wielkości radiatora na tę rezystancję. Wpływ wymuszonego obiegu powietrza. Typowe wartości rezystancji.

Literatura

1. Borczyński J., Mliczewski A.: *Podzespoły elektroniczne. Elementy bierne. Poradnik.* WKŁ, Warszawa, 1993

2. Dzierżanowski A., Fojcik Z., Markowicz W., Mliczewski A.: *Elementy elektroniczne indukcyjne*. Ofic. Wyd. A&Z, Warszawa, 1997
3. Feszczuk M.: *Wzmacniacze elektroakustyczne*. WKŁ, Warszawa, 1986
4. Jakubowska T., Matacz J., Stanisławski J.: *Teoria obwodów, ćwiczenia laboratoryjne*. Wyd. PWr, Wrocław, 1980
5. Janke W.: *Zjawiska termiczne w elementach i układach elektronicznych*. WNT, Warszawa, 1992
6. Kisiel R., Bajera A.: *Podstawy konstruowania urządzeń elektronicznych*. Ofic. Wyd. PW, Warszawa, 1999
7. Konopiński T., Pac R.: *Transformatory i dławiki elektronicznych urządzeń zasilających*. WNT, Warszawa, 1979
8. Książkiewicz A.: *Elementy i podzespoły elektroniczne. Poradnik warsztatowy*. WNT, Warszawa, 1987
9. Kuliszewski T.: *Transformatory telekomunikacyjne*. WNT, Warszawa, 1967
10. Kuta S. (red.): *Elementy i układy elektroniczne, cz. I*. Wyd. AGH, Kraków, 2000
11. *Materiały i rdzenie ferrytowe*. Wyd. WEMA, Warszawa, 1979
12. Nowaczyk E., Nowaczyk J.: *Podstawy elektroniki, materiały do ćwiczeń projektowo-laboratoryjnych*. Ofic. Wyd. PWr, Wrocław, 1995
13. Rusek M., Pasierbiński J.: *Elementy i układy elektroniczne w pytaniach i odpowiedziach*. WNT, Warszawa, 1991
14. Strużak R., Żarko R.: *Podstawy elektroniki, cz. I, Modele przyrządów elektronicznych*. Wyd. PWr, Wrocław, 1982

**Kolegium Karkonoskie
w Jeleniej Górze**

59839



001-059839-00-0