

ELEKTRYKA z. 39

P.3847/73

WILIBALD WINKLER

**WPŁYW PROCESÓW PRZEJŚCIOWYCH
NA DZIAŁANIE ZABEZPIECZEŃ ELEKTROENERGETYCZNYCH
Z KOMPparatorami AMPLITUDY**

P O L I T E C H N I K A Ś L ą S K A
ZESZYT NAUKOWY Nr 373 – GLIWICE 1973

POLITECHNIKA ŚLĄSKA

ZESZYTY NAUKOWE

Nr 373



P. 3347 H3

WILIBALD WINKLER

**WPLYW PROCESÓW PRZEJŚCIOWYCH
NA DZIAŁANIE ZABEZPIECZEŃ ELEKTROENERGETYCZNYCH
Z KOMPARATORAMI AMPLITUDY**

Praca habilitacyjna nr 126

GLIWICE 1973

REDAKTOR NACZELNY ZESZYTÓW NAUKOWYCH
POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ

Iwo Pollo

REDAKTOR DZIAŁU

Zofia Cichowska

SEKRETARZ REDAKCJI

Helena Ogrodnik

Dział Wydawnictw Politechniki Śląskiej
Gliwice, ul. Kujawska 2

Nakł. 50+175 Ark. wyd. 5 Ark. druk. 5,8 Papier offsetowy kl. III, 70x100, 80 g
Oddano do druku 27. 5. 1973 Podpis. do druku 11. 4. 1973 Druk ukoń. w kwietniu 1973
Zam. 774 25. 5. 1973 M-22 Cena zł 6,-

Skład, fotokopie, druk i oprawę
wykonano w Zakładzie Graficznym Politechniki Śląskiej w Gliwicach

PJ 164/73

SPIS TREŚCI

	Str.
1. WSTĘP	5
2. ROLA KOMPARATORÓW AMPLITUDY W PRZEKAŹNIKACH ELEKTROENERGETYCZNYCH	7
3. SKŁADOWE SWOBODNE W WEJŚCIOWYCH SYGNAŁACH KOMPARATORÓW AMPLITUDY	12
3.1. Charakter składowych swobodnych w sygnałach prądowych i napięciowych	12
3.2. Pierwotne sygnały zakłócające	13
3.3. Wtórne sygnały zakłócające	15
3.3.1. Sygnały zakłócające w prądzie	15
3.3.2. Sygnały zakłócające w napięciu	16
3.3.2.1. Procesy przejściowe w indukcyjnych przekładnikach napięciowych	17
3.3.2.2. Procesy przejściowe w pojemnościowych przekładnikach napięciowych	20
3.4. Wpływ składowej nieokresowej pierwotnej na przebieg napięcia na impedancji odwzorowującej przekaźników odległościowych ..	22
4. WPŁYW PIERWOTNYCH SKŁADOWYCH NIEOKRESOWYCH NA KSZTAŁT CHARAKTERYSTYK ROZRUCHOWYCH PRZEKAŹNIKÓW ODLEGŁOŚCIOWYCH Z KOMPARATORAMI AMPLITUDY	24
4.1. Komparatory reagujące na średnie wartości porównywanych napięć	24
4.1.1. Komparatory o stacjonarnych charakterystykach pełnoimpedancyjnych	24
4.1.2. Komparatory o charakterystykach stacjonarnych impedancyjno-kierunkowych	31
4.1.3. Komparatory członów kierunkowych	39
4.2. Komparatory całkujące	43
4.2.1. Komparatory o stacjonarnych charakterystykach pełnoimpedancyjnych	43
4.2.2. Komparatory o stacjonarnych charakterystykach impedancyjno-kierunkowych	47
4.2.3. Komparatory członów kierunkowych	51

4.3. Komparatory reagujące na szczytowe wartości porównywanych napięć	53
4.3.1. Komparatory o charakterystykach stacjonarnych pełnoimpedancyjnych	53
4.3.2. Komparatory o charakterystykach stacjonarnych impedancyjno-kierunkowych	56
4.3.3. Komparatory członów kierunkowych	60
4.4. Porównanie dynamicznych własności analizowanych komparatorów	63
5. WPŁYW WTÓRNYCH SYGNAŁÓW ZAKŁÓCAJĄCYCH NA DZIAŁANIE KOMPARATORÓW AMPLITUDY	64
5.1. Komparatory zabezpieczeń różnicowo-prądowych	64
5.1.1. Składowe nieokresowe w sygnałach wejściowych komparatora podczas zwarć zewnętrznych	64
5.1.2. Dynamiczne własności komparatora	70
5.2. Komparatory członów impedancyjnych i kierunkowych	79
6. WNIOSKI	88
LITERATURA	90

1. WSTĘP

Wzrost mocy zwarciovych w układach elektroenergetycznych stał się główną przyczyną poważnego skrócenia podstawowych czasów działania przełączników automatyki zabezpieczeniowej takich elementów jak: generatory i transformatory dużej mocy, szyny zbiorcze stacji rozdzielczych, linie przesyłowe bardzo wysokich napięć.

Redukcja czasów działania zabezpieczeń z kilkudziesięciu do kilku- lub kilkunastu milisekund była możliwa m.in. dzięki ograniczeniu czasokresu dokonywania pomiaru kontrolowanych wielkości elektrycznych w członach pomiarowych automatyki zabezpieczeniowej. Stosowane obecnie są elementy pomiarowe w postaci komparatorów amplitudy względnie fazy, w których czas pomiaru ogranicza się do pierwszego ćwierć- lub półokresu bezpośrednio po wystąpieniu zakłócenia w zabezpieczanym obiekcie.

Tak krótkie czasy pomiaru spowodowały powstanie problemu nie dotyczącego wolno działających zabezpieczeń, a mającego bezpośredni wpływ na selektywność działania automatyki zabezpieczeniowej. Problemem tym są procesy przejściowe pochodzenia zwarciovego, którym towarzyszy zjawisko występowania składowych swobodnych w wielkościach pomiarowych, doprowadzanych do komparatorów. Składowe swobodne mogą przy tym mieć charakter nieokresowy lub oscylacyjny, a źródłem ich powstawania może być zarówno układ elektroenergetyczny [10, 22], jak i przekładniki pomiarowe wraz z ich obwodami wtórnymi [1, 2, 5, 6, 19, 21].

Tematyce wpływu procesów przejściowych, a zwłaszcza składowej nieokresowej pierwotnego prądu zwarciovego, na działanie członów przełącznikowych lub zabezpieczeń poświęcono kilka prac [3, 8, 11, 23], w tym również komparatorom amplitudy.

Zdaniem autora problematyka wpływu stanów nieustalonych na komparatory amplitudy została dotychczas potraktowana w sposób ogólnikowy, zarysowujący jedynie możliwości błędnego ich działania.

W niniejszej pracy starano się ująć całokształt zagadnień związanych z procesami przejściowymi w powiązaniu z dwuwęściowymi komparatorami amplitudy, stosowanymi w zabezpieczeniach impedancyjnych, kierunkowych i różnicowo-prądowych. Poza wpływem składowej nieokresowej obwodu pierwotnego na charakterystyki rozruchowe tych zabezpieczeń w stanach nieustalo-

nych, przeanalizowano wpływ wtórnych składowych swobodnych na zachowanie się komparatorów.

Badania teoretyczne dotyczące komparatorów stosowanych w członach impedancyjnych i kierunkowych obejmują trzy rodzaje komparatorów: całkujące oraz reagujące na wartości średnie i szczytowe dwóch porównywanych napięć wyprostowanych.

Jako napięcia doprowadzone do komparatora przyjęto do rozważań napięcie u_1 z pętli zwarciowej obwodu pierwotnego oraz napięcie u_M na impedancji odwzorowującej impedancję zwarciową, względnie kombinacje liniowe z tych dwóch napięć. Analizę teoretyczną przeprowadzono przy założeniu liniowości komparatorów.

2. ROLA KOMPARATORÓW AMPLITUDY W PRZEKAŹNIKACH ELEKTROENERGETYCZNYCH

Komparatory stanowią podstawowy element każdego przekaźnika pomiarowego, w których następuje porównywanie określonych wielkości elektrycznych. Tymi wielkościami mogą być prądy lub napięcia, ilorazy lub iloczyny prądów lub napięć względnie ich kombinacje liniowe.

W zależności od ilości porównywanych wielkości rozróżnia się komparatory dwu- lub wielowejściowe. Jednoczesna kontrola co najmniej dwóch wielkości elektrycznych zabezpieczanego obiektu elektroenergetycznego (linii, transformatora, generatora synchronicznego, itp.) zwiększa bowiem selektywność działania układów zabezpieczających w stosunku do przekaźników jednowejściowych (np. nadprądowych, pod lub nadnapięciowych).

Wielkości elektryczne, doprowadzone do komparatorów, mogą być porównywane pod względem amplitud lub faz, stąd przyjęte i stosowane nazwy: komparatorów amplitudy i komparatorów fazy. Działanie zabezpieczenia w warunkach zakłóceń jest uzależnione od zmian amplitud względnie argumentów porównywanych wielkości elektrycznych.

Dwuwejściowe komparatory amplitudy reagują na średnie względnie szczytowe wartości wyprostowanych wielkości porównywanych, przy czym bardziej znany jest ten pierwszy sposób porównywania napięć lub prądów. Praktyczna realizacja odbywa się w układach prostownikowych.

Ogólne równanie równowagi dwuwejściowego komparatora amplitudy, do którego doprowadzono sygnały S_1 i S_2 , można zapisać w postaci:

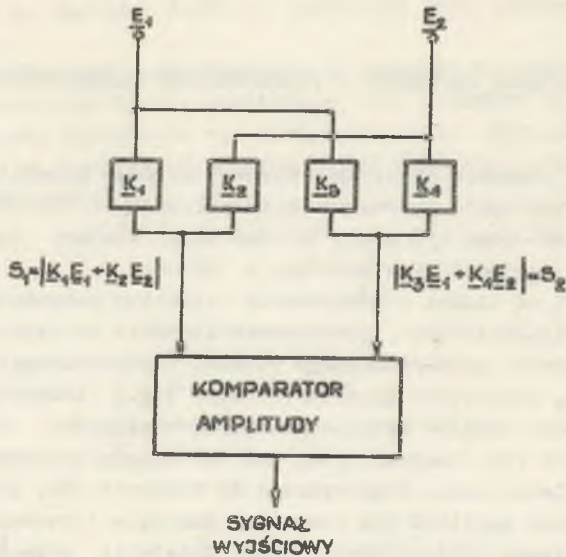
$$|S_1| = |S_2| \quad (2.1)$$

W dwuwejściowych komparatorach sygnały S_1 i S_2 są w ogólnym przypadku kombinacjami liniowymi dwóch wielkości elektrycznych. Jeśli oznaczyć te wielkości przez E_1 i E_2 , sygnały wejściowe komparatora można zapisać w postaci

$$S_1 = K_1 E_1 + K_2 E_2 \quad (2.2)$$

$$S_2 = K_3 E_1 + K_4 E_2 \quad (2.3)$$

Współczynniki $K_1 \dots K_4$ są stałymi konstrukcyjnymi komparatora zależnymi m.in. od przekładni przekładników wejściowych komparatora. Schemat blokowy takiego komparatora podano na rys. 2.1.



Rys. 2.1. Schemat blokowy dwuwejściowego komparatora amplitudy

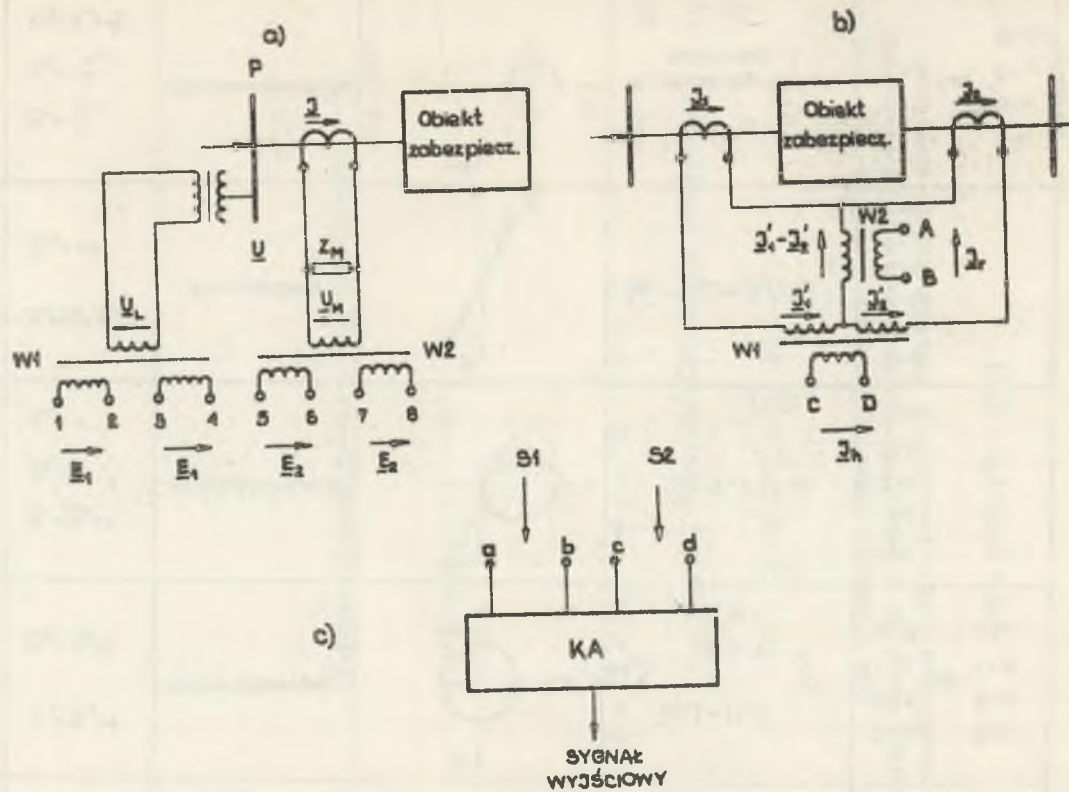
Przez wprowadzenie równań (2.2) i (2.3) do związku (2.1) otrzymuje się następujące wyrażenie opisujące warunek równowagi komparatora amplitudy:

$$|K_1 E_1 + K_2 E_2| = |K_3 E_1 + K_4 E_2| \quad (2.4)$$

Równanie (2.4) wyznacza równocześnie charakterystykę rozruchową komparatora w stanach ustalonych.

W zależności od wartości współczynników konstrukcyjnych $K_1 \dots K_4$ oraz od sposobu połączenia obwodów wejściowych komparatora, stacjonarne charakterystyki rozruchowe komparatora, przedstawione na płaszczyźnie zespolonej, są okręgami względnie liniami prostymi odpowiednio położonymi na tej płaszczyźnie.

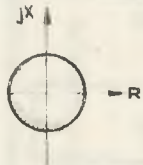
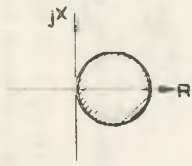

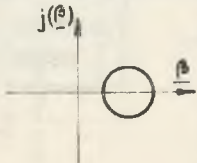
Na rys. 2.2 podano schemat ilustrujący sposób skojarzenia obwodów wtórnych przekładników pomiarowych głównych z zaciskami wejściowymi komparatora amplitudy według rys. 2.1. Łącząc odpowiednio zaciski 1-8 lub A-D przekładników wejściowych W_1 i W_2 z zaciskami a-d komparatora KA, można uzyskać różne kształty charakterystyk rozruchowych komparatora zestawione w tabelicy 2.1.



Rys. 2.2. Schemat ilustrujący sposób skojarzenia obwodów wtórnych zasilających komparator amplitudy

a) obwody wtórne dla członów impedancyjnych i kierunkowych, b) obwody wtórne dla przekładników różnicowo-prądowych

Typowe komparatory amplitudy i sposoby ich połączenia z przekładnikami

Nr układu	Wartości współczynników	Rodzaj charakterystyki lub przekładnika	Kształt charakterystyki	Równanie charakterystyk	Połączenie komparatora z przekładnikami
1	$\underline{K}_1 = \underline{K}_4 = 1$ $\underline{K}_2 = \underline{K}_3 = 0$	Pełnoimpedancyjny		$ \underline{E}_1 = \underline{E}_2 $ gdzie: $\underline{E}_2 \approx \underline{J}$ $\underline{E}_1 \approx \underline{U}$	5-a 5-b 6-b 6-a 1-c 1-d 2-d 2-c
2	$\underline{K}_1 = \underline{K}_4 = 1$ $\underline{K}_2 = 0$ $\underline{K}_3 = -1$	Konduktancyjna		$ \underline{E}_1 - \underline{E}_2 = \underline{E}_2 $	2-6 4-a 5-b 7-c 8-d
3	$\underline{K}_1 = \underline{K}_2 = \underline{K}_4 = 1$ $\underline{K}_3 = -1$	Kierunkowa		$ \underline{E}_1 + \underline{E}_2 = \underline{E}_2 - \underline{E}_1 $	6-2 5-a 1-b 8-4 7-c 3-d
4	$\underline{K}_1 = \frac{1}{\underline{K}_2}$ $\underline{K}_2 = -\frac{1}{\underline{K}_4}$ $\underline{K}_3 = \underline{K}_4 = \frac{1}{2}$	Różnicowo-prądowy		$\frac{1}{\underline{K}_4} \underline{\beta} - 1 = \frac{1}{2} \underline{\beta} + 1 $ \underline{K}_4 - współczynnik stabilizacji $\underline{\beta} = \underline{J}_1 : \underline{J}_2$	A-a A-b B-b B-a C-d C-c D-c D-d

Kształt charakterystyk układów nr 1 ... 3 uzyskuje się przy założeniu, że wielkość \underline{E}_2 jest proporcjonalna do prądu pierwotnego \underline{I}_1 , a \underline{E}_1 do napięcia \underline{U} w punkcie zabezpieczeniowym P (rys. 2.2a). Wprowadzając te wielkości do równania (2.4) otrzymuje się wyrażenie umożliwiające przedstawienie charakterystyk rozruchowych komparatora na płaszczyźnie impedancji zespolonej. Dzieliąc obydwie strony wymienionego równania przez \underline{E}_2 otrzymuje się

$$|\underline{K}_1 \underline{Z} + \underline{K}_2| = |\underline{K}_3 \underline{Z} + \underline{K}_4|. \quad (2.5)$$

Równanie charakterystyki rozruchowej układu różnicowego stabilizowanego (układ nr 4) uzyskuje się z wyrażenia (2.4) przez podstawienie $\underline{E}_1 = \underline{I}_1$ oraz $\underline{E}_2 = \underline{I}_2$, stąd po uporządkowaniu otrzymuje się

$$\left| \underline{K}_1 \frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2} + \underline{K}_2 \right| = \left| \underline{K}_3 \frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2} + \underline{K}_4 \right|. \quad (2.6)$$

Wprowadzając następujące wartości i określenia

$$\underline{K}_1 = \frac{1}{\underline{K}_H}; \quad \underline{K}_2 = -\frac{1}{\underline{K}_H}; \quad \underline{K}_3 = \underline{K}_4 = \frac{1}{2}$$

otrzymuje się

$$|\beta - 1| = \frac{\underline{K}_H}{2} |\beta + 1|, \quad (2.7)$$

przy czym

\underline{K}_H - współczynnik stabilizacji zabezpieczenia;

$$\beta = \frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2}.$$

3. SKŁADOWE SWOBODNE W WEJŚCIOWYCH SYGNAŁACH KOMPARATORÓW AMPLITUDY

3.1. Charakter składowych swobodnych w sygnałach prądowych i napięciowych

Istnienie indukcyjności i pojemności w pierwotnych obwodach układu elektroenergetycznego powoduje, że podczas zwarcia w prądzie i napięciu poza składowymi wymuszonymi występują składowe swobodne zanikające w czasie. Charakter składowych swobodnych i czas występowania są zależne od charakteru i parametrów obwodu pierwotnego. W najogólniejszym wypadku, gdy obwód zwarcia zawiera zarówno indukcyjności, jak i pojemności, w prądzie i napięciu pierwotnym występują składowe nieokresowe i oscylacyjne. Składowe te wraz ze składowymi wymuszonymi prądu czy napięcia mogą zostać przeniesione do obwodów wtórnych przezładników pomiarowych zabezpieczanego obiektu. W przypadku przeniesienia składowych swobodnych do obwodów wtórnych stanowią one dodatkowe sygnały zakłócające dla komparatorów amplitudy, mogą przyczynić się do niewłaściwego ich działania. Zakłócenie polega przy tym na zmianie obszaru działania zabezpieczenia.

Pierwotne sygnały zakłócające wraz z sygnałami użytecznymi przechodzą do komparatorów poprzez elementy pośrednie pomiędzy układem elektroenergetycznym a komparatorem. Takimi elementami są główne i pośredniczące przezładniki pomiarowe, sumowniki prądowe, filtry składowych symetrycznych, człony wejściowe przekaźników, itp. Przechodząc przez wymienione elementy pierwotne sygnały zakłócające mogą ulec deformacji, spowodowanej nałożeniem się nań dodatkowych składowych swobodnych, powstałych wskutek dynamicznych zmian napięcia lub prądu w obwodach R , L , C . Deformacja sygnału zakłócającego polega przy tym na zmianie kształtu przebiegu sygnału, wzmocnieniu lub tłumieniu amplitudy sygnału, zmianie częstotliwości w przypadku przebiegów oscylacyjnych, skróceniu lub wydłużeniu czasu występowania sygnału zakłócającego. Te dodatkowe sygnały zakłócające będą w dalszym ciągu nazwane wtórnymi sygnałami zakłócającymi.

Obydwa rodzaje sygnałów zakłócających: pierwotne i wtórne, zostaną kolejno omówione.

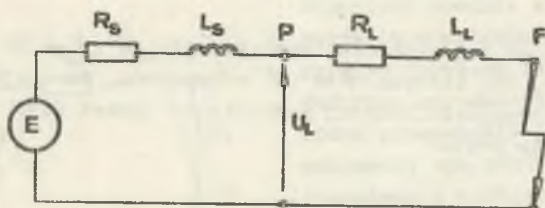
3.2. Pierwotne sygnały zakłócające

W najogólniejszym wypadku, gdy obwód pierwotny zawiera rezystancję, indukcyjność i pojemność, wielkości swobodne W_s napięcia czy prądu stanowią sumę składowych swobodnych, co można ująć za pomocą równania

$$W_s = \sum_{m=1}^n W_{smaxm} e^{-\frac{t}{T_m}} + \sum_{p=1}^l W_{smaxp} \sin(\omega_p t + \psi_p) e^{-\frac{t}{T_p}}, \quad (3.1)$$

w którym

- T_m, T_p - stałe czasowe zanikania m-tej względnie p-tej składowej swobodnej;
- ω_p - częstotliwość oscylacji p-tej składowej swobodnej oscylacyjnej;
- ψ_p - kąt określający chwilę występowania zwarcia;
- W_{smaxm}, W_{smaxp} - początkowa wartość szczytowa m-tej lub p-tej składowej swobodnej.



Rys. 3.1. Schemat zastępczy układu zwarciewego

Z chwilą, gdy pojemność układu pierwotnego jest pomijalna, najprostszy obwód zwarciewy pierwotny składa się tylko z szeregowo połączonych rezystancji i indukcyjności, co przedstawiono na rys. 3.1. Zakładając, że w chwili $t = 0$ do obwodu zwartego w punkcie F, zostaje włączona sem określona przez $e = E_m \sin(\omega t + \psi)$, wartość chwilowa prądu płynącego w obwodzie jest dana równaniem

$$i_1 = I_{1max} \left[\sin(\omega t + \psi - \varphi) - \sin(\psi - \varphi) e^{-\frac{t}{T_n}} \right], \quad (3.2)$$

przy czym

- I_{1max} - amplituda składowej okresowej prądu zwarciewego;
- φ - kąt fazowy opóźnienia prądu względem napięcia źródłowego E;

ψ - kąt fazowy charakteryzujący chwilę zamknięcia obwodu;
 T_n - stała czasowa zanikania składowej nieokresowej prądu zwarciovego
 wyrażona wzorem

$$T_n = \frac{L_S + L_L}{R_S + R_L},$$

w którym

L_S, L_L - indukcyjność systemu i linii;

R_S, R_L - rezystancje systemu i linii.

Drugi człon we wzorze (3.2) jest składową swobodną nieokresową prądu zwarciovego. Oznaczając

$$\varphi = \psi = \delta \quad (3.3)$$

otrzymuje się następujące wyrażenie na składową swobodną nieokresową

$$i_{1n} = I_{1max} \sin \delta e^{-\frac{t}{T_n}}. \quad (3.4)$$

Maksymalna wartość tej składowej wystąpi, gdy $\psi = \varphi = 90^\circ$. W sieciach najwyższych napięć, dla których $\varphi \approx 90^\circ$ oznacza to, że największa wartość wystąpi przy przejściu krzywej napięcia e przez zero. Wtedy wyrażenie (3.2) przyjmie postać

$$i_1 = I_{1max} (e^{-\frac{t}{T_n}} - \cos \omega t). \quad (3.5)$$

Napięcie w punkcie zabezpieczeniowym P można wyznaczyć z zależności

$$u_L = R_L i_1 + L_L \frac{di_1}{dt}. \quad (3.6)$$

Po wprowadzeniu wyrażenia (3.2) do ostatniego związku otrzymuje się

$$u_L = I_{1max} Z_L \left[\sin(\omega t + \varphi_L - \delta) + \sin \delta \frac{\sin(\varphi - \varphi_L)}{\sin \varphi} e^{-\frac{t}{T_n}} \right], \quad (3.7)$$

przy czym

φ_L - kąt fazowy impedancji linii;

φ - kąt fazowy impedancji całego obwodu zwarciovego.

Gdy $\delta = 90^\circ$ składowa swobodna nieokresowa napięcia w punkcie zabezpieczeniowym jest określona związkiem

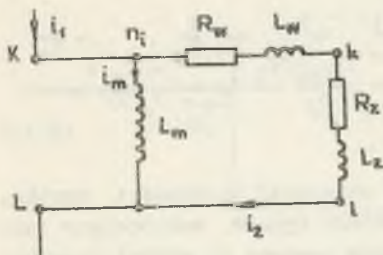
$$u_{Ln} = I_{1\max} Z_L \frac{\sin(\varphi - \varphi_L)}{\sin\varphi} e^{-\frac{t}{T_n}} \quad (3.8)$$

Z ostatniego wyrażenia wynika, że maksymalna wartość składowej nieokresowej w napięciu wystąpi przy największej różnicy między kątem fazowym całego obwodu zwarciovego a kątem fazowym linii. Ze szczegółowej analizy kształtowania się wartości składowej nieokresowej napięcia w punkcie zabezpieczeniowym wynika [16], że stosunkowo duże wartości tych składowych wystąpią podczas zwarc pośrednich zlokalizowanych na początku linii elektroenergetycznej.

3.3. Wtórne sygnały zakłócające

3.3.1. Sygnały zakłócające w prądzie

Głównymi elementami pośredniczącymi w przekazywaniu sygnału prądowego z układu elektroenergetycznego do komparatora jest przekładnik prądowy. Większość obecnie stosowanych przekładników to przekładniki klasyczne z zamkniętym rdzeniem ferromagnetycznym, dla których uproszczony schemat zastępczy można przedstawić jak na rys. 3.2. W schemacie tym pominięto indukcyjność i rezystancję uzwojenia pierwotnego oraz straty czynne w rdzeniu, które są tak niewielkie, że nie mają istotnego wpływu na wynik rozważań.



Rys. 3.2. Uproszczony schemat zastępczy przekładnika prądowego

W oparciu o podany schemat można wypisać równanie różniczkowe

$$L_m \left(\frac{1}{n_1} \frac{di_1}{dt} - \frac{di_2}{dt} \right) = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (3.9)$$

w którym

- L_m - indukcyjność magnesowania rdzenia;
- i_1, i_2 - wartości chwilowe prądów: pierwotnego i wtórnego;
- n_1 - przekładnia przekładnika;
- $R_2 = R_w + R_z$ - suma rezystancji uzwojenia wtórnego przekładnika i odbiornika zewnętrznego;
- $L_2 = L_w + L_z$ - suma indukcyjności rozproszenia uzwojenia wtórnego przekładnika i odbiornika zewnętrznego.

Jeśli założyć, że w prądzie pierwotnym poza składową okresową występuje tylko składowa swobodna nieokresowa, której początkowa wartość jest maksymalna dla danego obwodu zwarciovego, to przez wprowadzenie zależności (3.5) do równania (3.9) i zróżniczkowaniu tego ostatniego związku otrzymuje się następujące wyrażenie na wtórny sygnał prądowy

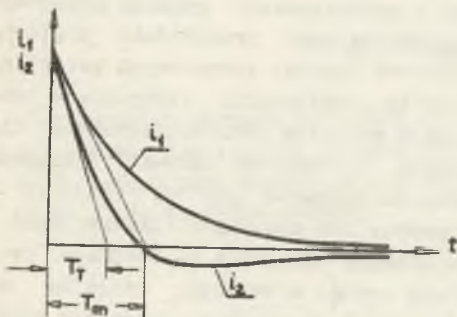
$$i_2 = \frac{I_{1\max}}{n_1} \left(\frac{T_T e^{-\frac{t}{T_n}} - T_n e^{-\frac{t}{T_T}}}{T_T - T_n} - \cos\omega t + \frac{1}{\omega T_T} \sin\omega t \right), \quad (3.10)$$

w którym

$$T_T = \frac{L_m + L_2}{R_2} \quad (3.11)$$

jest stałą czasową przekładnika.

Sygnał zakłócający w tym wypadku stanowi składowa nieokresowa prądu wtórnego wyrażona zależnością



Rys. 3.3. Przebiegi nieokresowe prądu pierwotnego i_1 i wtórnego i_2

$$i_{2n} = \frac{I_{1\max}}{n_1} \frac{T_T e^{-\frac{t}{T_n}} - T_n e^{-\frac{t}{T_T}}}{T_T - T_n} \quad (3.12)$$

Z ostatniej zależności wynika, że wtórny sygnał zakłócający jest zależny zarówno od stałej czasowej T_n obwodu pierwotnego, jak i stałej czasowej T_T przekładnika. Na

ogół wtórny sygnał nieokresowy charakteryzuje się większym stopniem tłumienia od pierwotnego sygnału nieokresowego, co obrazuje rys. 3.3.

Powyższe rozważania dokonane zostały przy założeniu, że przekładnik pracuje na prostoliniowej części swojej charakterystyki napięciowo-prądowej.

3.3.2. Sygnały zakłócające w napięciu

Zasadniczym członem pośredniczącym w przekazywaniu sygnału napięciowego z układu elektroenergetycznego do komparatorów impedancyjnych lub kierunkowych jest główny przekładnik napięciowy. Aktualnie stosowane są dwa zasadnicze rodzaje przekładników napięciowych: indukcyjne oraz pojemno-

ściowe, zwane również kondensatorowymi. Charakter i poziom wtórnego sygnału zakłócającego zależy zarówno od rodzaju zastosowanego przekładnika jak również od charakteru jego obciążenia wtórnego. Stąd wydaje się celowe rozpatrywanie procesów przejściowych oddzielnie dla obydwu rodzajów przekładników.

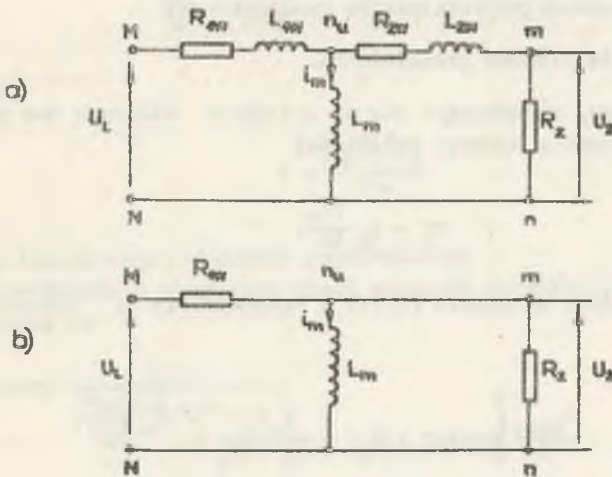
3.3.2.1. Procesy przejściowe w indukcyjnych przekładnikach napięciowych

W pierwszej kolejności zostanie przeanalizowany przypadek, gdy bezpośrednio po wystąpieniu zwarcia w układzie elektroenergetycznym sygnał wejściowy przekładnika jest opisany równaniem (3.7). Jeśli ponadto założymy, że zwarcie nastąpiło w chwili kiedy wielkość $\delta = 90^\circ$, to równanie to można uprościć do postaci

$$u_L = I_{1\max} Z_L \left[\cos(\omega t + \phi_L) + K_u e^{-\frac{t}{T_n}} \right], \quad (3.13)$$

przy czym

$$K_u = \frac{\sin(\phi - \phi_L)}{\sin\phi}$$



Rys. 3.4. Schematy zastępcze przekładników napięciowych indukcyjnych
a) schemat dokładny, b) schemat uproszczony

Uwzględniając, że w indukcyjnych przekładnikach napięciowych zawsze spełnione są warunki

$$R_{2w} \ll R_z;$$

$$L_{2w} \ll R_z;$$

$$L_{1w} \ll L_m;$$

wtedy schemat zastępczy z rys. 3.4a może zostać uproszczony do schematu podanego na rys. 3.4b.

Pod wpływem przyłożonego sygnału opisanego równaniem (3.13), przez indukcyjność główną L_m przekładnika płynie prąd magnesujący określony zależnością:

$$i_m = \frac{U_{1max} Z_T}{n_u \omega L_m} \left[\sin(\omega t + \varphi_L) + K_u \frac{(e^{-\frac{t}{T_T}} - e^{-\frac{t}{T_N}})}{\frac{1}{T_T} - \frac{1}{T_N}} + \frac{E}{n_u \omega L_m} (\sin\varphi - \frac{X_L}{Z}) e^{-\frac{t}{T_T}} \right], \quad (3.14)$$

w której

n_u - przekładnia przekładnika napięciowego;

$T_T = \frac{L_m}{R_{1w}}$ - stała czasowa przekładnika.

Sygnał wyjściowy, pojawiający się na zaciskach wtórnych m-n przekładnika, można wyznaczyć z prostej zależności

$$u_2 = L_m \frac{di_m}{dt}. \quad (3.15)$$

Po zróżniczkowaniu wyrażenia (3.14) i wprowadzeniu do równania (3.15) otrzymuje się

$$u_2 = \frac{U_{1max}}{n_u} \left[\cos(\omega t + \varphi_L) + \frac{K_u T_T}{T_T - T_N} e^{-\frac{t}{T_N}} - \frac{1}{n_u} \left[K_u U_{1max} \frac{T_N}{T_T - T_N} + E \frac{R_{1w}}{\omega L_m} (\sin\varphi - \frac{X_L}{Z}) \right] e^{-\frac{t}{T_T}} \right]. \quad (3.16)$$

Z ostatniego związku wynika, że sygnał wtórny poza sygnałem użytecznym zawiera dwa sygnały zakłócające; jeden z nich zanika ze stałą czasową obrotu pierwotnego T_N , drugi ze stałą czasową przekładnika.

Załóżmy obecnie, że do zacisków pierwotnych przekładnika doprowadzony zostaje sygnał zakłócający oscylacyjny określony związkiem

$$u_{10} = U_{10} e^{-\phi_1 t} \cos \omega_{10} t, \quad (3.17)$$

w którym

U_{10} - amplituda sygnału oscylacyjnego;

$\phi_1 = \frac{1}{T_0}$ - współczynnik tłumienia pierwotnego sygnału oscylacyjnego;

ω_{10} - pulsacja sygnału oscylacyjnego pierwotnego.

Odpowiedź przekładnika indukcyjnego na sygnał wejściowy opisany równaniem (3.17) zależy w poważnym stopniu od drgań własnych przekładnika. Z rozważań wynika [1], że sygnał wyjściowy można opisać zależnością

$$u_{20} = U_{10} \left\{ \frac{\sqrt{1 + D^2} e^{-\phi_T t} \cos(\omega_T t + \lambda_1 + \lambda_2) + \frac{e^{-\phi_1 t} \cos(\omega_{10} t - \lambda_3)}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega_{10}}{\omega_T}\right)^2 + D^2\right]^2 + 4D^2 \left(\frac{\omega_{10}}{\omega_T}\right)^2}}}{\sqrt{\left[\left(\frac{\omega_{10}}{\omega_T}\right)^2 + D^2 + 1\right]^2 + 4D^2}} \right\}, \quad (3.18)$$

przy czym

$$D = \frac{\phi_T - \phi_1}{\omega_T};$$

ω_T - pulsacja drgań własnych przekładnika;

ϕ_T - współczynnik tłumienia drgań własnych przekładnika;

$\lambda_1 = \arctg D$;

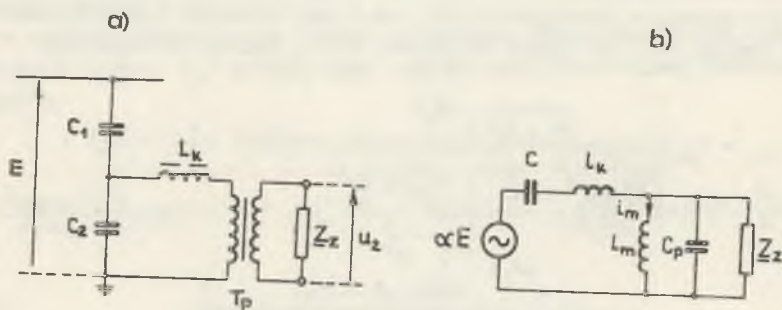
$$\lambda_2 = \arctg \frac{2D}{\left(\frac{\omega_{10}}{\omega_T}\right)^2 + D^2 - 1};$$

$$\lambda_3 = \arctg \frac{2D \frac{\omega_{10}}{\omega_T}}{1 - \left(\frac{\omega_{10}}{\omega_T}\right)^2 + D^2}.$$

Z wyrażenia (3.18) wynika, że na sygnał zakłócający pierwotny nakłada się sygnał zakłócający powstający w przekładniku, drgający z częstotliwością własną przekładnika, którego czas występowania jest uzależniony od parametrów przekładnika.

3.3.2.2. Procesy przejściowe w pojemnościowych przekładnikach napięciowych

Wtórne sygnały zakłócające, mogące powstawać w pojemnościowych przekładnikach napięciowych, mają charakter oscylacyjny tłumiony [1, 6, 16, 17]. Decyduje o tym struktura obwodu elektrycznego przekładnika, złożona z elementów R , L , C .



Rys. 3.5. Schemat ideowy (a) i zastępczy, (b) pojemnościowego przekładnika napięciowego

Na rys. 3.5 przedstawiono schemat ideowy przekładnika (a) oraz jego schemat zastępczy (b), na podstawie którego można przeprowadzić analizę przebiegu wtórnego sygnału zakłócającego.

Zakładając, że obciążenie wtórne przekładnika ma charakter rezystancyjny a przebieg napięcia na dzielniku pojemnościowym przed wystąpieniem zwarcia jest dany zależnością $e = E_{\max} \sin(\omega t + \psi)$, wtórny sygnał zakłócający można opisać zależnością

$$u_{20} = U_{2w} + U_{2N}, \quad (3.19)$$

w której

U_{2w} - wtórny sygnał oscylacyjny o wysokiej częstotliwości;

U_{2N} - wtórny sygnał oscylacyjny o niskiej częstotliwości.

Wtórny sygnał oscylacyjny o wysokiej częstotliwości jest określony równaniem

$$u_{2W} = \frac{1}{n_u} \left[\left(\frac{E_{\max}}{R_Z C_T} \sin \psi + \omega E \cos \psi \right) \frac{e^{-\xi t}}{\omega} \sin \omega t + \right. \\ \left. + E_{\max} \frac{\omega T}{\omega} e^{-\xi t} \sin \psi \sin(\omega t - \mu) \right], \quad (3.20)$$

przy czym

$$\xi = \frac{1}{2R_Z C}; \quad \omega_T = \frac{1}{\sqrt{L_m C}}; \quad \mu = \arctg \frac{\omega}{\xi}; \quad \omega = \sqrt{\omega_T^2 - \xi^2}.$$

Gdy zwarcie występuje bezpośrednio na zaciskach pojemnościowego dzielnika napięciowego w chwili odpowiadającej $\psi = 0$, wyrażenie (3.20) sprowadza się do prostej postaci

$$u_{2W} = \frac{E_{\max}}{n_u} e^{-\xi t} \sin \omega t. \quad (3.21a)$$

Z chwilą wystąpienia zwarcia przy $\psi = 90^\circ$, sygnał zakłócający jest opisany zależnością

$$u_{2W} = \frac{E_{\max}}{n_u} \left[\frac{2\xi}{\omega} e^{-\xi t} \sin \omega t + e^{-\xi t} \sin(\omega t - \mu) \right]. \quad (3.21b)$$

Wtórny sygnał oscylacyjny o niskiej częstotliwości podany jest zależnością

$$u_{2N} = \frac{E_{\max}}{n_u C} \left\{ \left[\frac{\sin \psi}{R_Z} - \frac{\sin(\psi - \phi)}{Z_T} \right] e^{-\xi t} \sin \omega t + \right. \\ \left. - \frac{1}{\omega_{10} Z_T} e^{-\xi t} \cos(\psi - \phi) \sin(\omega t - \mu) \right\}. \quad (3.22)$$

w której

$$Z_T = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R_Z^2} + \frac{1}{\omega_{10}^2 L_m^2}}}; \\ \phi = \arctg \frac{R_Z}{\omega_{10} L_m}.$$

Jeśli zwarcie wystąpi w chwili gdy $\psi = 0$, wyrażenie (3.22) przyjmie postać

$$u_{2N} = \frac{E_{\max}}{n_u \omega_{10}} \left[\sin \omega t - 2\epsilon \sin(\omega t - \mu) \right] e^{-\epsilon t}. \quad (3.23a)$$

W przypadku, kiedy zwarcie wystąpi przy $\psi = 90^\circ$, wtórny sygnał oscylacyjny przebiega zgodnie z zależnością:

$$u_{2N} = - \frac{E_{\max}}{n_u} \left(\frac{\omega}{\omega_{10}} \right)^2 e^{-\epsilon t} \sin(\omega t - \mu). \quad (3.23b)$$

W praktyce częstotliwości niskie zawarte są w paśmie 6-25 Hz, wysokie częstotliwości na ogół są większe od 200 Hz [11].

Z chwilą pojawienia się na wejściu pojemnościowego przekładnika napięciowego sygnału o charakterze nieokresowym opisanego równaniem (3.13), na wyjściu przekładnika wystąpi sygnał, który będzie sumą przebiegów opisanych równaniami: (3.19), (3.20) oraz (3.22) [16].

Gdy sygnał pierwotny ma charakter oscylacyjny opisany równaniem (3.17) odpowiedź przekładnika zależy od stosunku pulsacji tego sygnału do pulsacji własnej przekładnika. Przekładnik w tych warunkach zachowuje się jak człon drugiego rzędu, tzn. sygnały o częstotliwościach zbliżonych do częstotliwości własnej przekładnika zostają wzmocnione, inne natomiast ulegają wytłumieniu [1, 16].

3.4. Wpływ składowej nieokresowej pierwotnej na przebieg napięcia na impedancji odwzorowującej przekaźników odległościowych

W obwodach wejściowych komparatorów stosowanych w przekaźnikach odległościowych, znajduje się tzw. model linii, wykonany w postaci impedancji Z_{Li} (rys. 2.2a). Zadaniem tego modelu jest odwzorowywanie impedancji obwodu zwarciovego w warunkach zakłóceń. Spadek napięcia U_{Li} , wywołany przepływem prądu zwarciovego przez impedancję odwzorowującą, zostaje doprowadzony do komparatora, w którym następuje porównanie otrzymanego napięcia U_{Li} z napięciem U_L na impedancji Z_L obwodu zwarciovego (por. rys. 3.1).

Przebieg napięcia na impedancji obwodu zwarciovego został opisany równaniem (3.7). Wyznaczony w analogiczny sposób przebieg napięcia na impedancji odwzorowującej, przy założeniu wiernej transformacji prądu zwarcio-

wego przez przekładniki prądowe, można przedstawić za pomocą następującej zależności

$$u_M = I_{1\max} Z_M \left[\sin(\omega t + \varphi_M - \delta) + \sin\delta \frac{\sin(\varphi - \varphi_M)}{\sin\varphi} e^{-\frac{t}{T}} \right], \quad (3.24)$$

w której φ_M jest kątem fazowym impedancji odwzorowującej Z_M .

Dostosowując równania (3.7) i (3.24) do najostroższych warunków pracy komparatorów, otrzymuje się następujące związki opisujące przebiegi napięć wejściowych komparatorów:

$$u_M = I_{1\max} Z_M \left[\sin(\omega t + \varphi_M - \delta) + \sin\delta \cos\varphi_M \right] \quad (3.25)$$

$$u_L = I_{1\max} Z_L \left[\sin(\omega t + \varphi_L - \delta) + \sin\delta \cos\varphi_L \right]. \quad (3.26)$$

Założono przy tym, że źródło zasilające układ elektroenergetyczny ma charakter indukcyjny (stąd $\varphi = 90^\circ$) i składowa nieokresowa nie zanika w czasie ($T = \infty$). To ostatnie założenie umotywowane jest stosunkowo dużymi wartościami pierwotnych stałych czasowych [18, 23].

4. WPŁYW PIERWOTNYCH SKŁADOWYCH NIEOKRESOWYCH
 NA KSZTAŁT CHARAKTERYSTYK ROZRUCHOWYCH PRZEKAŹNIKÓW ODLEGŁOŚCIOWYCH
 Z KOMPARATORAMI AMPLITUDY

4.1. Komparatory reagujące na średnie wartości porównywanych napięć

4.1.1. Komparatory o stacjonarnych charakterystykach pełnoimpedancyjnych

Charakterystykę pełnoimpedancyjną (układ nr 1 w tabelicy 2.1) otrzymuje się, doprowadzając do komparatora z rys. 2.2 napięcia wyprostowane \underline{U}_L i \underline{U}_M .

W analizowanych warunkach nieustalonych, napięcia doprowadzone do komparatora są określone równaniami (3.25) i (3.26).

Wprowadzając oznaczenia

$$I_{1\max} Z_L = U_{L\max}$$

oraz

$$I_{1\max} Z_M = U_{M\max}$$

i określając stosunek wartości szczytowych $U_{L\max}$ do $U_{M\max}$ za pomocą współczynnika q , tzn.

$$q = \frac{U_{L\max}}{U_{M\max}}, \quad (4.1)$$

napięcia porównywane w komparatorze można zapisać w postaci

$$u_M = U_{M\max} [\sin(\omega t + \varphi_M - \delta) + \sin\delta \cos\varphi_M] \quad (4.2)$$

$$u_L = q U_{M\max} [\sin(\omega t + \varphi_L - \delta) + \sin\delta \cos\varphi_L]. \quad (4.3)$$

Charakterystyka rozruchowa komparatora reagującego na średnie wartości porównywalnych napięć jest określona związkiem

$$\bar{U}_M = \bar{U}_L, \quad (4.4)$$

gdzie \bar{U}_M i \bar{U}_L są wartościami średnimi porównywanych napięć wyprostowanych. Związek (4.4) za cały okres można również przedstawić w postaci

$$\int_0^{2\pi} |u_M| d\omega t = \int_0^{2\pi} |u_L| d\omega t, \quad (4.5)$$

przy czym u_M i u_L są określone równaniami (4.2) i (4.3).

Z porównania wzorów (4.2) i (4.3) wynika, że dla określonego kąta δ średnie wartości porównywanych napięć są sobie równe zawsze, gdy spełniony jest warunek $\varphi_M = \varphi_L$. Taki przypadek zachodzi jednak tylko przy zwarciach bezpośrednich. Podczas zwarcia pośrednich argument impedancji obwodu zwarciovego φ_L ulega zmniejszeniu; wskazuje to na możliwość odkształcenia charakterystyki rozruchowej komparatora w stanach nieustalonych.

Sposób analitycznego wyznaczenia średnich wartości wyprostowanych napięć u_M i u_L zależy od przebiegu tych napięć w przedziale $0 < \omega t < 2\pi$. Poniżej zostaną podane odpowiednie równania obejmujące cztery możliwe przypadki:

a) gdy w przedziale $0 < \omega t < \omega t'_0$ funkcja jest dodatnia a w przedziale $\omega t'_0 < \omega t < 2\pi$ przyjmuje wartości ujemne (rys. 4.1a); wtedy

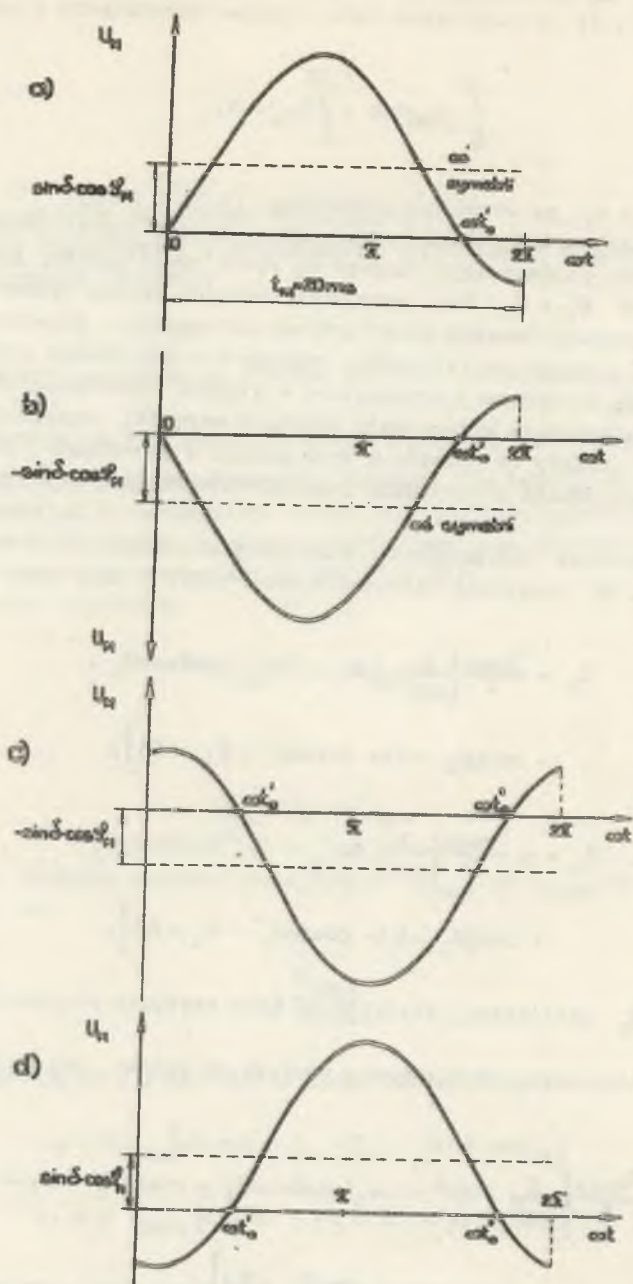
$$\begin{aligned} \bar{U}_M = & \frac{U_{Mmax}}{\pi} \left[\frac{\pi}{180^\circ} (\omega t'_0 - 180^\circ) \sin\delta \cos\varphi_M + \right. \\ & \left. + \cos(\varphi_M - \delta) - \cos(\omega t'_0 + \varphi_M - \delta) \right]; \end{aligned} \quad (4.6a)$$

$$\begin{aligned} \bar{U}_L = & q \frac{U_{Mmax}}{\pi} \left[\frac{\pi}{180^\circ} (\omega t'_0 - 180^\circ) \sin\delta \cos\varphi_L + \right. \\ & \left. + \cos(\varphi_L - \delta) - \cos(\omega t'_0 + \varphi_L - \delta) \right], \end{aligned} \quad (4.6b)$$

gdzie $\omega t'_0$ jest kątem, dla którego dane napięcie przyjmuje wartość zerową.

b) gdy przebieg napięcia w okresie pomiaru ma postać jak na rys. 5.1b; wtedy

$$\begin{aligned} \bar{U}_M = & \frac{U_{Mmax}}{\pi} \left[\frac{\pi}{180^\circ} (180^\circ - \omega t'_0) \sin\delta \cos\varphi_M + \cos(\omega t'_0 + \varphi_M - \delta) + \right. \\ & \left. - \cos(\varphi_M - \delta) \right], \end{aligned} \quad (4.7a)$$



Rys. 4.1. Możliwe przebiegi napięć na impedancji odwzorowującej Z_M

$$\begin{aligned} \bar{U}_L = q \frac{U_{Mmax}}{\pi} \left[\frac{\pi}{180^\circ} (180^\circ - \omega t'_0) \sin \delta \cos \varphi_L + \right. \\ \left. - \cos(\omega t'_0 + \varphi_L - \delta) - \cos(\varphi_L - \delta) \right]. \end{aligned} \quad (4.7b)$$

c) gdy napięcia przebiegają jak na rys. 4.1c:

$$\begin{aligned} \bar{U}_M = \frac{U_{Mmax}}{\pi} \left[\frac{\pi}{180^\circ} (\omega t'_0 - \omega t''_0 + 180^\circ) \sin \delta \cos \varphi_M + \right. \\ \left. - \cos(\omega t'_0 + \varphi_M - \delta) + \cos(\omega t''_0 + \varphi_M - \delta) \right], \end{aligned} \quad (4.8a)$$

i analogicznie dla napięcia \bar{U}_L

$$\begin{aligned} \bar{U}_L = q \frac{U_{Mmax}}{\pi} \left[\frac{\pi}{180^\circ} (\omega t'_0 - \omega t''_0 + 180^\circ) \sin \delta \cos \varphi_L + \right. \\ \left. - \cos(\omega t'_0 + \varphi_L - \delta) + \cos(\omega t''_0 + \varphi_L - \delta) \right]. \end{aligned} \quad (4.8b)$$

W obydwu ostatnich wzorach argumenty $\omega t'_0$ i $\omega t''_0$ odpowiadają kątom, dla których dane napięcie kolejno przyjmuje wartości zerowe.

d) gdy napięcia przebiegają jak na rys. 4.1d:

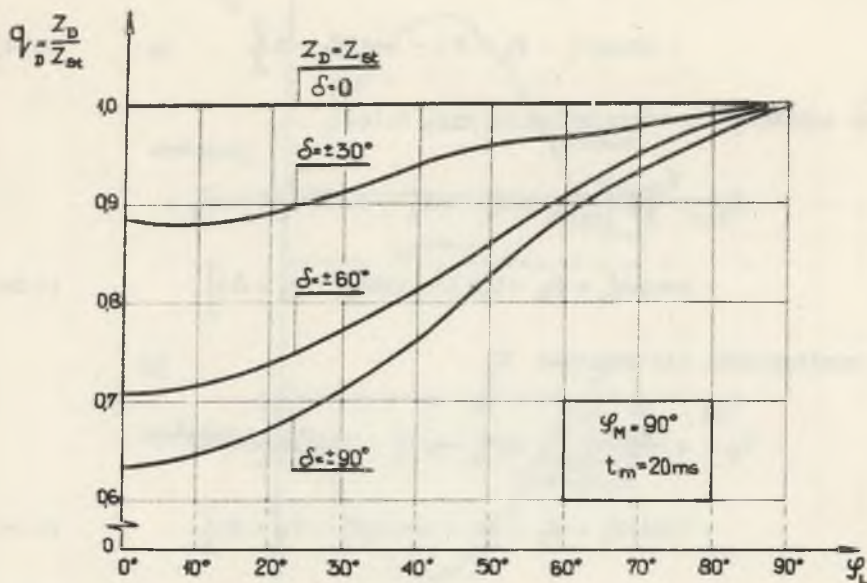
$$\begin{aligned} \bar{U}_M = \frac{U_{Mmax}}{\pi} \left[\frac{\pi}{180^\circ} (\omega t''_0 - \omega t'_0 - 180^\circ) \sin \delta \cos \varphi_M + \right. \\ \left. + \cos(\omega t'_0 + \varphi_M - \delta) - \cos(\omega t''_0 + \varphi_M - \delta) \right], \end{aligned} \quad (4.9a)$$

$$\begin{aligned} \bar{U}_L = q \frac{U_{Mmax}}{\pi} \left[\frac{\pi}{180^\circ} (\omega t''_0 - \omega t'_0 - 180^\circ) \sin \delta \cos \varphi_L + \right. \\ \left. + \cos(\omega t'_0 + \varphi_L - \delta) - \cos(\omega t''_0 + \varphi_L - \delta) \right]. \end{aligned} \quad (4.9b)$$

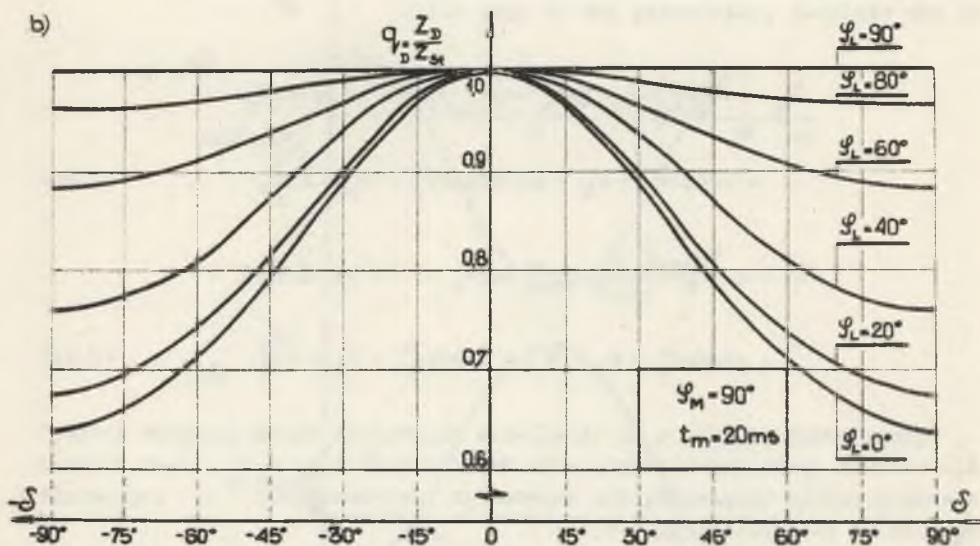
Podane wzory pozwalają na określenie zależności współczynników $q = f(\varphi_L)$ dla których spełniona zostanie równość (4.5). Na rys. 4.2a podano rodzinę charakterystyk, wyznaczoną dla impedancji odwzorowującej o argumentie $\varphi_M = 90^\circ$ i różnych wartości δ .

Korzystając z tych samych związków (4.6-4.9) można wyznaczyć charakterystyki $q = f(\delta)$. Z charakterystyk tych, podanych dla wyżej przyjętego argumentu $\varphi_M = 90^\circ$ na rys. 4.2b wynika, że wartość współczynnika q dla

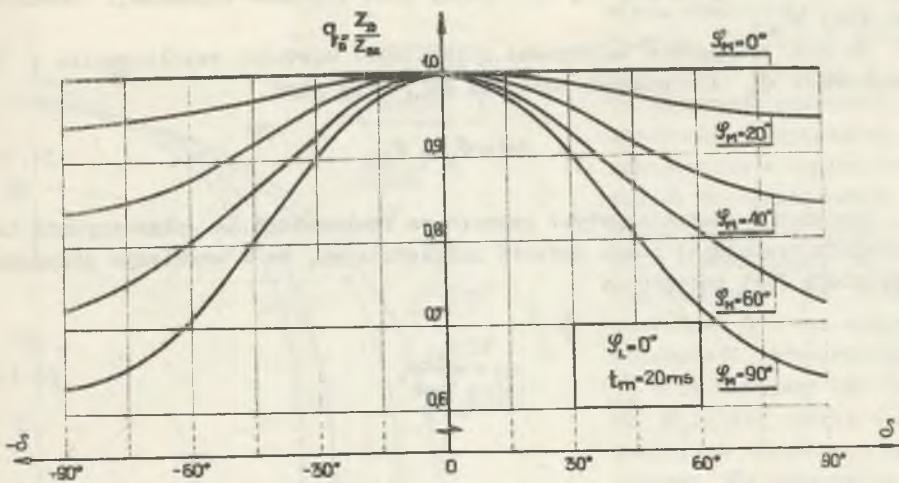
a)



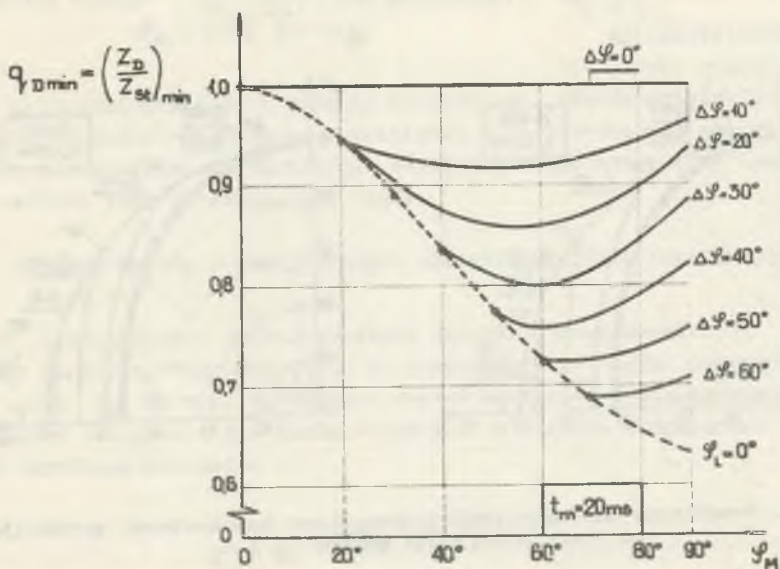
b)



Rys. 4.2. Charakterystyki $q_D = f(\varphi_L)$ (rys. a) i $q_D = f(\delta)$ (rys. b) komparatora porównującego średnie wartości napięć u_M i u_L



Rys. 4.3. Rodzina charakterystyk $q_D = f(\delta)$ komparatora porównującego średnie wartości napięć u_M i u_L



Rys. 4.4. Charakterystyki $q_{\min} = f(\varphi_M)$ komparatora porównującego średnie wartości napięć u_M i u_L , w zależności od wartości $\Delta\varphi$

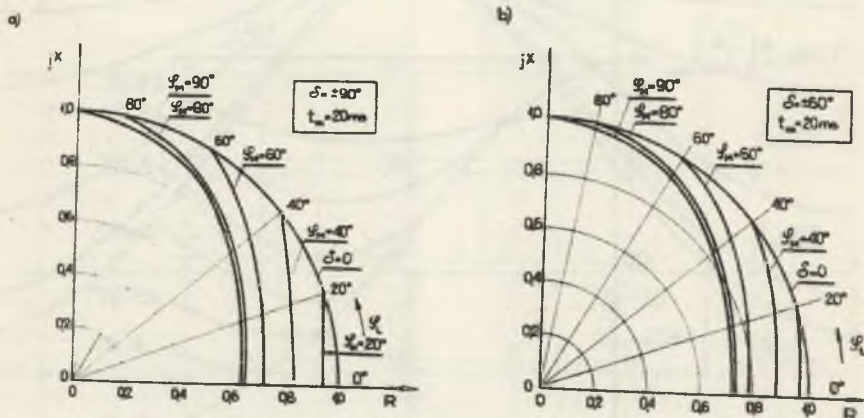
danego argumentu φ_M zależy głównie od wartości argumentu impedancji zwarciowej φ_L oraz od chwili wystąpienia zwarcia, określonej argumentem δ . Najmniejszą wartość przyjmuje współczynnik q przy $\delta = \pm 90^\circ$ i $\varphi_L = 0$. Przedstawione na rys. 4.3 charakterystyki $q = f(\delta)$, opracowane dla argumentu $\varphi_L = 0$ oraz dla różnych wartości argumentu φ_M wskazują, że wartość q jest tym mniejsza, im większy jest argument impedancji odwzorowującej φ_M .

Na rys. 4.4 podano zależności minimalnych wartości współczynnika q od argumentu φ_M dla różnych wartości $\Delta\varphi$, przy czym

$$\Delta\varphi = \varphi_M - \varphi_L. \quad (4.10)$$

Dynamiczne charakterystyki rozruchowe komparatora na płaszczyźnie impedancji zespolonej można uzyskać uwzględniając, że w omawianym przypadku spełniona jest zależność:

$$q_D = \frac{Z_{rD}}{Z_{rst}}, \quad (4.11)$$

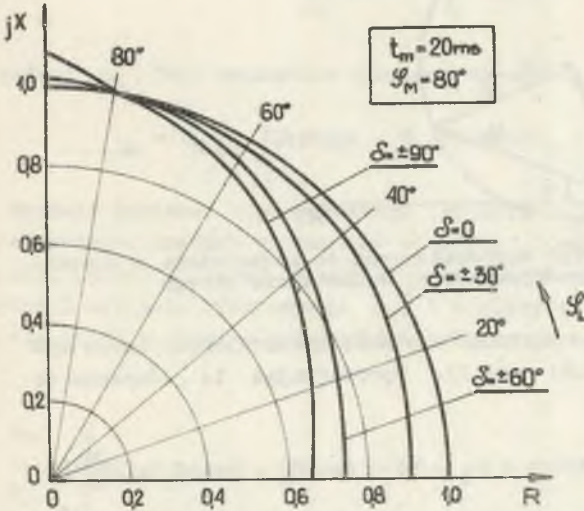


Rys. 4.5. Dynamiczne charakterystyki rozruchowe komparatora, porównujące go średnie wartości napięć u_M i u_L .

gdzie

Z_{rD} - impedancja rozruchowa w stanie przejściowym, zwana dalej impedancją dynamiczną;

Z_{rst} - impedancja rozruchowa dla stanu stacjonarnego.



Rys. 4.6. Dynamiczne charakterystyki rozruchowe komparatora, porównującego średnie wartości napięć u_M i u_L dla przypadku:

$$\varphi_M = 80^\circ; \delta = \text{var.}$$

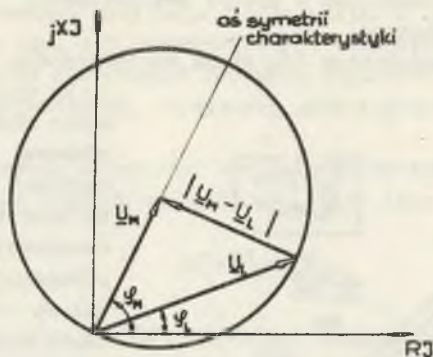
Na rys. 4.5 podano omawiane charakterystyki rozruchowe dla dwóch różnych wartości δ . Wynika z nich, że zawartość składowej nieokresowej w napięciach porównywanych w komparatorze wpływa na ograniczenie obszaru działania komparatora. Ograniczenie to jest tym większe, im większy jest kąt δ oraz argument impedancji odwzorowującej φ_M i im mniejszy kąt fazy φ_L . Jak wynika z rys. 4.6, przy określonym kącie fazowym φ_M maksymalne zniekształcenie charakterystyki rozruchowej komparatora wystąpi dla $\delta = \pm 90^\circ$ i $\varphi_L = 0$.

Zniekształcenie charakterystyki rozruchowej może być przyczyną błędnego działania komparatora. Błędne działanie będzie polegało na pewnym opóźnieniu w działaniu zabezpieczenia odległościowego. Prawdopodobieństwo niewłaściwego działania komparatora jest tym większe, im krótsza jest zabezpieczona linia.

4.1.2. Komparatory o stacjonarnych charakterystykach impedancyjno-kierunkowych

W celu uzyskania charakterystyki impedancyjno-kierunkowej, złożonej z łuków kołowych, doprowadza się do komparatora napięcia wyprostowane U_M - U_L oraz U_M . Na rys. 4.7 podano wykres wektorowy wymienionych napięć dla warunków stacjonarnych. Charakterystyka rozruchowa komparatora jest przy tym określona równaniem

$$|U_M - U_L| = |U_M|. \quad (4.12)$$



Rys. 4.7. Wykres wektorowy napięć doprowadzanych do komparatora o charakterystyce impedancyjno-kierunkowej w kształcie okręgu

Napięcia, doprowadzone do komparatora w stanie nieustalonym, można wyznaczyć na podstawie równań (4.2) i (4.3). Wprowadzając te równania do wyrażenia (4.12) otrzymuje się

$$\begin{aligned}
 U_{Mmax} \left| \left[\sin(\omega t + \varphi_M - \delta) - q \sin(\omega t + \varphi_L - \delta) + (\cos \varphi_M - q \cos \varphi_L) \sin \delta \right] \right| = \\
 = U_{Mmax} \left| \left[\sin(\omega t + \varphi_M - \delta) + \sin \delta \cos \varphi_M \right] \right|. \quad (4.13)
 \end{aligned}$$

Korzystając z zależności

$$\sin(\omega t + \varphi_M - \delta) - q \sin(\omega t + \varphi_L - \delta) = Q \sin(\omega t + \varphi_1), \quad (4.14)$$

w której

$$Q = \sqrt{1 + q^2 - 2q \cos(\varphi_M - \varphi_L)}, \quad (4.15a)$$

$$\varphi_1 = \arctg \frac{\sin(\varphi_M - \delta) - q \sin(\varphi_L - \delta)}{\cos(\varphi_M - \delta) - q \cos(\varphi_L - \delta)}, \quad (4.15b)$$

równość (4.13) można przedstawić w następującej postaci:

$$\begin{aligned}
 U_{Mmax} \left| \left[Q \sin(\omega t + \varphi_1) + (\cos \varphi_M - q \cos \varphi_L) \sin \delta \right] \right| = \\
 = U_{Mmax} \left| \left[\sin(\omega t + \varphi_M - \delta) + \sin \delta \cos \varphi_M \right] \right|. \quad (4.16)
 \end{aligned}$$

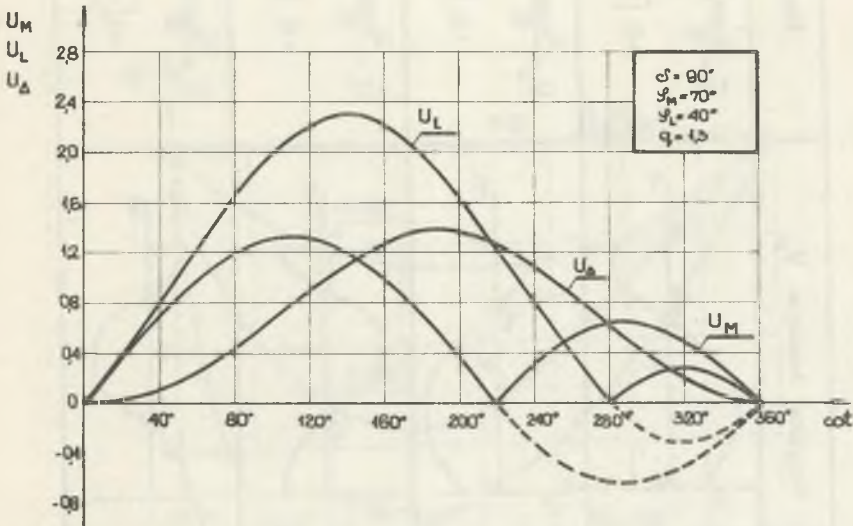
Równanie (4.16) stanowi podstawę do wyznaczania dynamicznych charakterystyk analizowanego komparatora. Dla komparatora reagującego na średnie wartości wyprostowanych napięć porównywanych, dynamiczne charakterystyki otrzymuje się z równości

$$\int_0^{2\pi} |u_{\Delta}| d\omega t = \int_0^{2\pi} |u_M| d\omega t, \quad (4.17)$$

w której u_{Δ} jest napięciem różnicowym, określonym zależnością

$$u_{\Delta} = U_{Mmax} [Q \sin(\omega t + \varphi_1) + (\cos \varphi_M - q \cos \varphi_L) \sin \delta]. \quad (4.18)$$

Średnie wartości wyprostowanego napięcia u_M , w zależności od przebiegu czasowego, zostały wyznaczone wcześniej i opisane równaniami (4.6a), (4.7a), (4.8a) i (4.9a). W analogiczny sposób mogą być wyznaczone średnie wartości napięcia różnicowego u_{Δ} . W tabelicy 4.1 zestawiono omawiane wzory dla kilku możliwych przypadków praktycznych.

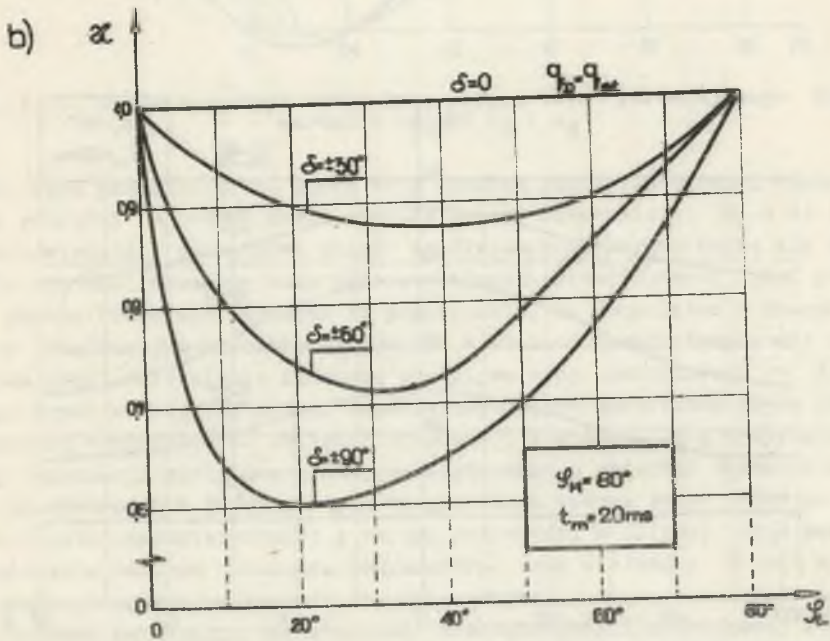
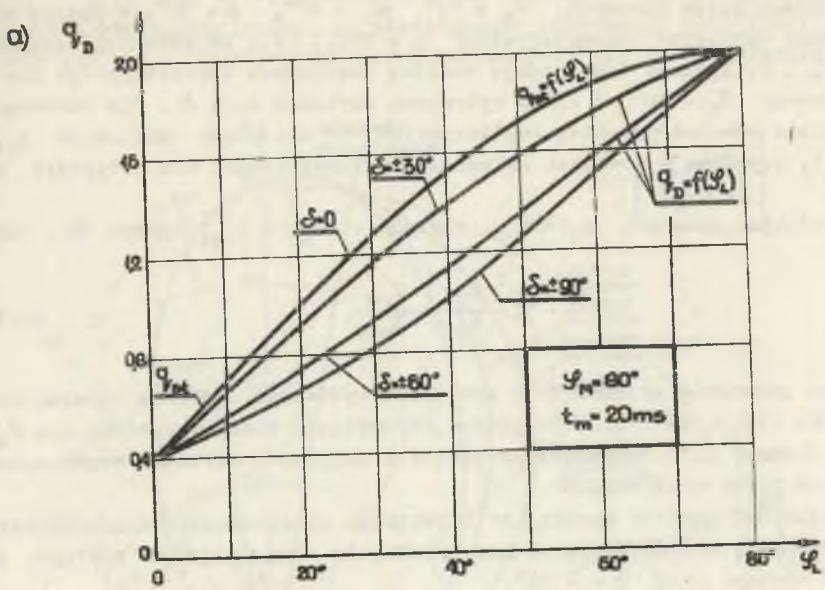


Rys. 4.8. Przebiegi napięć doprowadzonych do komparatora w stanie równowagi

Na podstawie otrzymanych wzorów można znaleźć taką wartość współczynnika q , dla którego wartości średnie porównywanych napięć u_{Δ} i u_M dla określonych wielkości φ_M , φ_L i δ będą sobie równe. Na rys. 4.8 zilustrowano taki przypadek, gdy spełniona jest równość (4.17) dla $q = 1,3$, przy

Równania opisujące średnie wartości wyprostowanego napięcia różnicowego u_{Δ}

Wariant nr	Przebieg napięcia U_{Δ}	Średnia wartość napięcia U_{Δ}
1		$\bar{U}_{\Delta} = \frac{U_{N,max}}{\pi} \left\{ \pi \left(\frac{\omega t_0}{180^\circ} - 1 \right) (\cos \varphi_M - q \cdot \cos \varphi_L) \cdot \sin \theta + \right. \\ \left. + Q [\cos \varphi_1 - \cos (\omega t_0 + \varphi_1)] \right\}$
2		$\bar{U}_{\Delta} = \frac{U_{N,max}}{\pi} \left\{ \pi \left(1 - \frac{\omega t_0}{180^\circ} \right) (\cos \varphi_M - q \cdot \cos \varphi_L) \cdot \sin \theta + \right. \\ \left. + Q [\cos (\omega t_0 + \varphi_1) - \cos \varphi_1] \right\}$
3		$\bar{U}_{\Delta} = \frac{U_{N,max}}{\pi} \left\{ \pi \left(\frac{\omega t_0 - \omega t_0'}{180^\circ} - 1 \right) (\cos \varphi_M - q \cdot \cos \varphi_L) \cdot \sin \theta + \right. \\ \left. + Q [\cos (\omega t_0 + \varphi_1) - \cos (\omega t_0' + \varphi_1)] \right\}$
4		$\bar{U}_{\Delta} = \frac{U_{N,max}}{\pi} \left\{ \pi \left(\frac{\omega t_0 - \omega t_0'}{180^\circ} + 1 \right) (\cos \varphi_M - q \cdot \cos \varphi_L) \cdot \sin \theta + \right. \\ \left. + Q [\cos (\omega t_0' + \varphi_1) - \cos (\omega t_0 + \varphi_1)] \right\}$



Rys. 4.9. Charakterystyki $q = f(\varphi_L)$ (rys. a) i $\alpha = f(\varphi_L)$ (rys. b) komparatora, porównującego średnie wartości napięć U_Δ i U_M

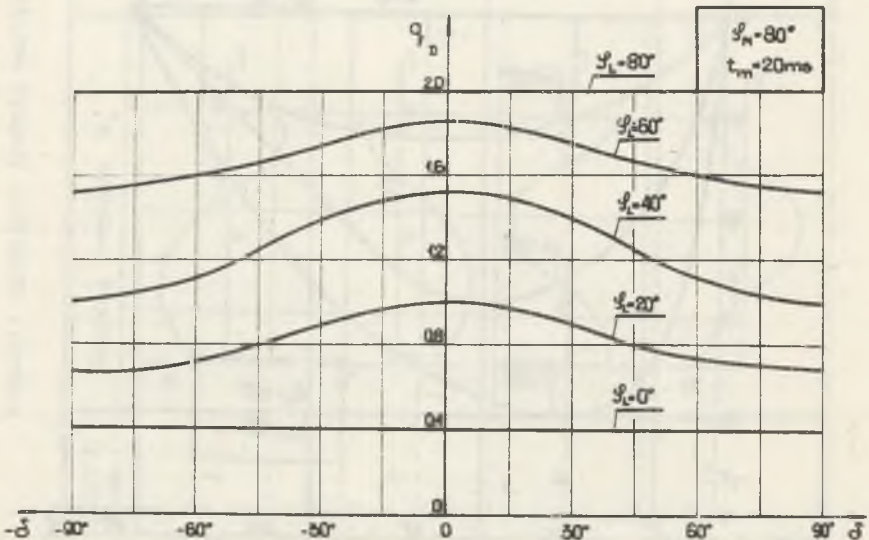
wartościach kątów fazowych: $\varphi_M = 70^\circ$, $\varphi_L = 40^\circ$, $\delta = 90^\circ$; w podany sposób można wyznaczyć charakterystyki $q = f(\varphi_L)$ dla określonych argumentów φ_M i δ . Rysunek 4.9a podaje rodzinę omawianych charakterystyk dla kąta fazowego $\varphi_M = 80^\circ$ i kilku wybranych wartości kąta δ . Dla porównania naniesiono również przebieg współczynnika q dla stanu ustalonego $q_{st} = f(\varphi_L)$, uzyskaną z podanych zależności matematycznych dla przypadku, gdy $\delta = 0$.

Określając stosunek $q_D : q_{st}$, względnie $Z_{rD} : Z_{rst}$ przez \mathcal{X} , tzn.

$$\mathcal{X} = \frac{q_D}{q_{st}} = \frac{Z_{rD}}{Z_{rst}}, \quad (4.19)$$

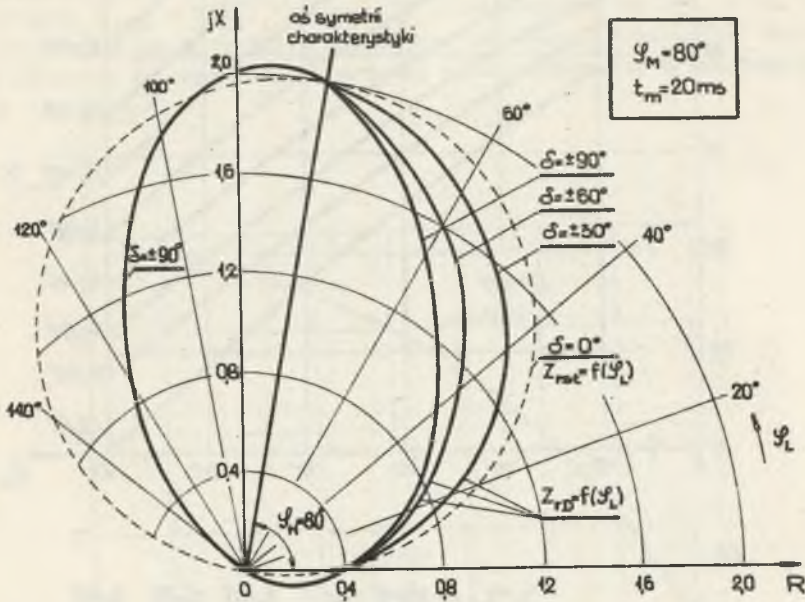
można na podstawie przebiegów z rys. 4.9a wyznaczyć rodzinę charakterystyk $\mathcal{X} = f(\varphi_L)$. Na rys. 4.9b podano odpowiednie charakterystyki dla $\varphi_M = 80^\circ$. Rysunek 4.10 natomiast przedstawia zależność wartości współczynnika q od zmian wielkości δ .

Z dokonanej analizy wynika, że największe odkształcenie charakterystyki rozruchowej w interesującym nas przedziale $0 < \varphi_L < \varphi_M$ wystąpi, gdy zwarcie wystąpi przy $\delta = \pm 90^\circ$.



Rys. 4.10. Rodzina charakterystyk $q_D = f(\delta)$ komparatora, porównującego średnie wartości napięć u_Δ i u_M

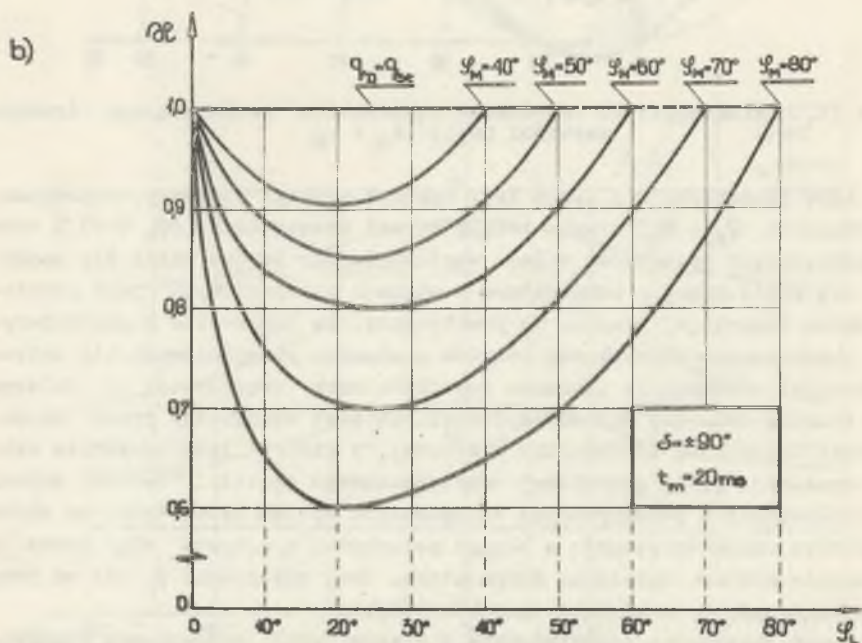
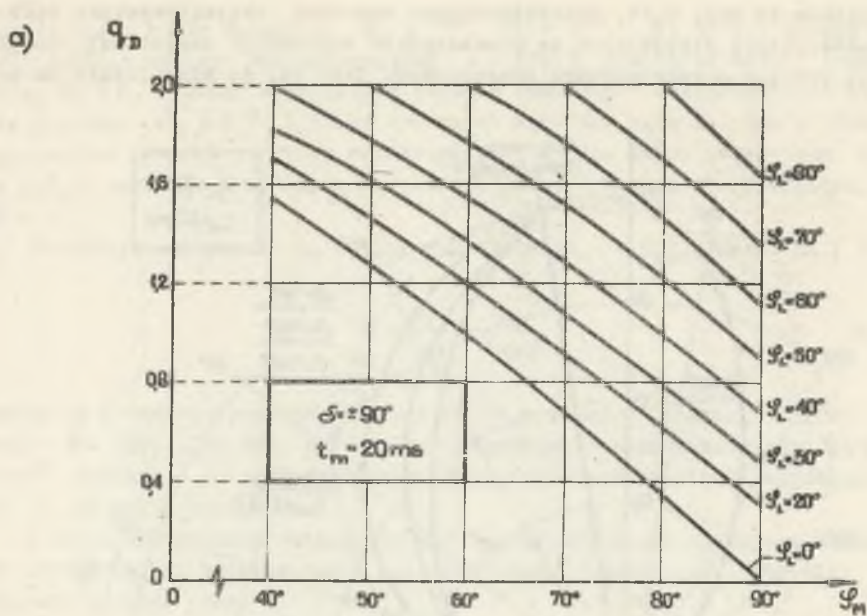
Uwidacznia to rys. 4.11, przedstawiający omawiane charakterystyki wraz z charakterystyką stacjonarną na płaszczyźnie impedancji zespolonej. Osobliwością rodziny charakterystyk rozruchowych jest to, że niezależnie od wam-



Rys. 4.11. Charakterystyki rozruchowe komparatora porównującego średnie wartości napięć u_{Δ} i u_M

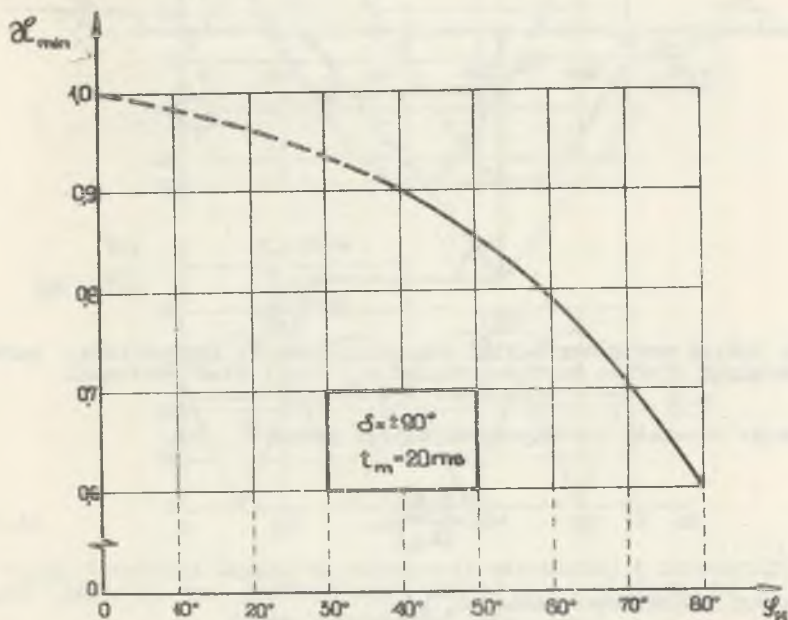
tości kąta przechodzą one przez trzy wspólne punkty: pierwszy, odpowiadający równości $\varphi_M = \varphi_L$, drugi, leżący na osi rzeczywistej ($\varphi_L = 0$) i trzeci odpowiadający początkowi układu współrzędnych. Bardzo ważne dla zachowania się analizowanego komparatora w stanach przejściowych jest położenie punktu trzeciego. Oznacza to praktycznie, że komparator o charakterystyce impedancyjno-kierunkowej również w stanach przejściowych nie traci zdolności odróżnienia kierunku przepływu mocy zwarciowej; w dalszym ciągu trzecia ćwiartka układu współrzędnych jest oddzielona przez charakterystykę rozruchową od ćwiartki pierwszej, w której leżą wszystkie wektory impedancji pętli zwarciowej zabezpieczanego obiektu. Obecność składowej nieokresowej w porównywanych wielkościach wpływa zatem tylko na zmianę kształtu charakterystyki: z okręgu przechodzi w elipsę, stąd pewne ograniczenie obszaru działania komparatora. Znak wielkości δ nie ma przy tym żadnego wpływu na kształt charakterystyki.

Ponieważ maksymalne odkształcenie charakterystyki rozruchowej komparatora występuje dla $\delta = \pm 90^\circ$, dla tego szczególnego przypadku opracowano charakterystyki $q_D = f(\varphi_M)$ i $\chi = f(\varphi_L)$, obejmujące wszystkie możliwe



Rys. 4.12. Charakterystyki $q_D = f(\varphi_M)$ (rys. a) i $\% = f(\varphi_L)$ (rys. b) komparatora porównującego średnie wartości napięć u_D i u_M

wartości argumentów φ_M i φ_L w przedziale $0 \leq \varphi_L < \varphi_M$. Charakterystyki te podano na rys. 4.12. Na ich podstawie można wyznaczyć dynamiczne charakterystyki rozruchowe komparatora na płaszczyźnie impedancji zespolonej dla dowolnego argumentu impedancji odwzorowującej φ_M . Z przebiegu charakterystyki $\mathcal{X}_{\min} = f(\varphi_M)$ natomiast, przedstawionej na rys. 4.13, można określić maksymalne odchylenie w pomiarze impedancji w warunkach dynamicznych w stosunku do impedancji mierzonej przez komparator w ustalonych warunkach zwarciovych.



Rys. 4.13. Charakterystyka $\mathcal{X}_{\min} = f(\varphi_M)$ komparatora porównującego średnie wartości napięć u_{Δ} i u_M

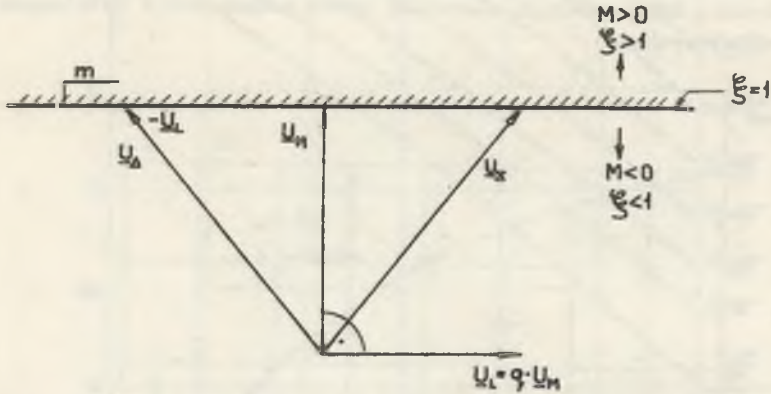
4.1.3. Komparatory członów kierunkowych

Charakterystykę kierunkową w postaci prostej uzyskuje się w komparatorze amplitudy, doprowadzając do niego napięcie różnicowe \underline{U}_{Δ} i napięcie sumaryczne \underline{U}_{Σ} (por. tabl. 2.1 - układ nr 3). W stanie równowagi komparatora spełniony jest warunek

$$|\underline{U}_{\Sigma}| = |\underline{U}_{\Delta}|. \quad (4.20)$$

W stanie ustalonym równość (4.20) jest spełniona tylko wtedy, gdy argument pomiędzy napięciami \underline{U}_M i \underline{U}_L wynosi 90° . Taki stan równowagi ilustruje rys. 4.14, na którym przedstawiono wykres wektorowy napięć dopro-

wadzonych do komparatora. Z wykresu wynika, że zmiany modułu napięcia U_I nie mają żadnego wpływu na zachwianie stanu równowagi komparatora. Prosta "m" na rys. 4.13 jest więc miejscem geometrycznym punktów, dla których spełniona jest równość (4.20) przy różnych wartościach współczynnika q .



Rys. 4.14. Wykres wektorowy napięć doprowadzonych do komparatora, porównującego średnie wartości napięć u_Σ i u_Δ ; stan równowagi

Oznaczając stosunek porównywanych napięć przez ξ , tzn.

$$\xi = \frac{|U_\Sigma|}{|U_\Delta|}, \quad (4.21)$$

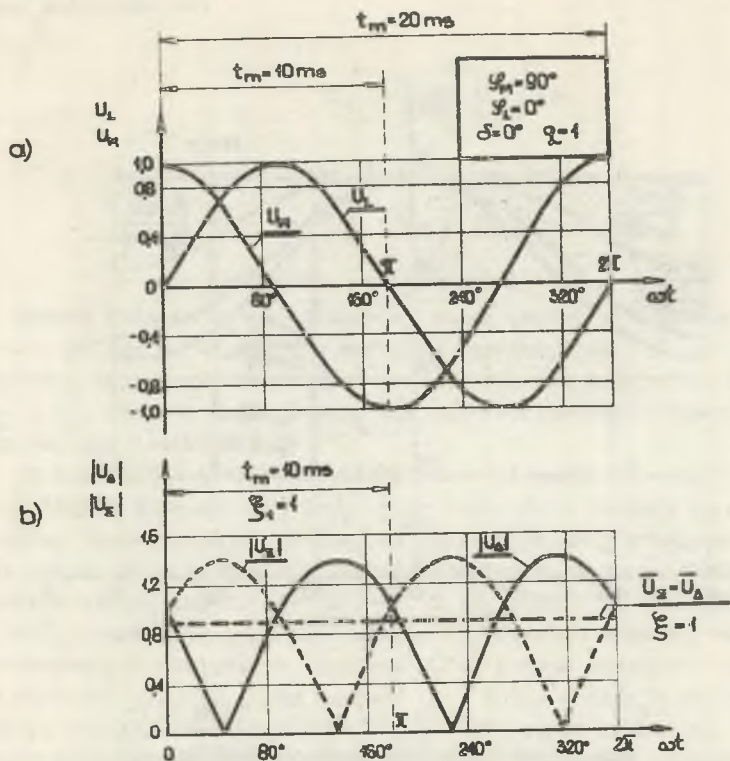
stan równowagi komparatora zachodzi, gdy

$$\xi = 1. \quad (4.22)$$

W komparatorach porównujących średnie wartości napięć stan równowagi jest wyznaczony zależnością (4.22) pod warunkiem, że pomiar zostaje przeprowadzony co najmniej w ciągu półokresu. Stan taki ilustruje rys. 4.15, przedstawiający przebiegi napięć w komparatorze dla przypadku nie występowania składowej nieokresowej w napięciach.

Właściwości dynamiczne komparatora można wyznaczyć na podstawie równości

$$|u_\Sigma| = |u_\Delta|. \quad (4.23)$$



Rys. 4.15. Przebiegi napięć na impedancji zwarciowej i impedancji odwzorowującej (rys. a) oraz porównywanych napięć u_{Σ} i u_Δ (rys. b) w komparatorze kierunkowym, gdy $\xi = 1$

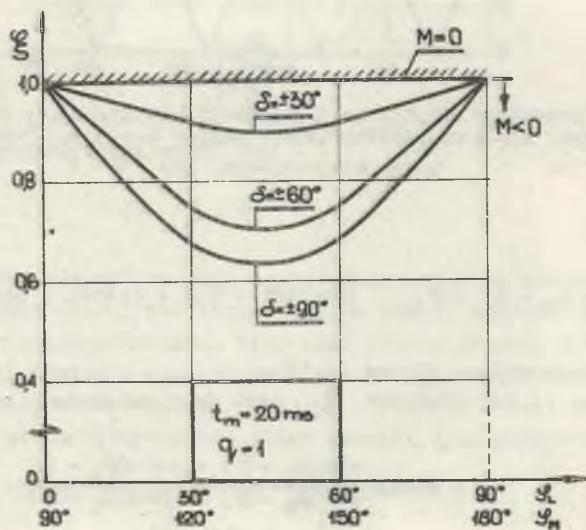
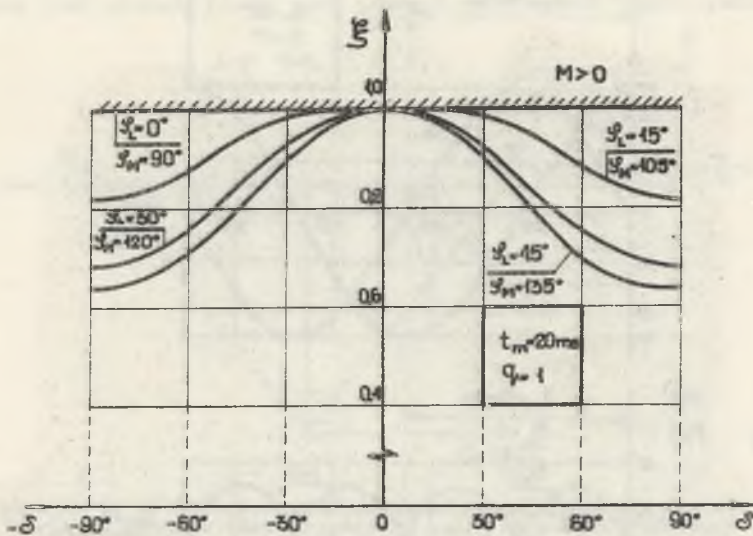
w której

$$u_{\Sigma} = u_M + u_L = U_{M\max} \left[q \sin(\omega t + \varphi_2) + (\cos \varphi_M - q \cos \varphi_L) \sin \delta \right] \quad (4.24)$$

a u_Δ jest określone wzorem (4.18).

We wzorze (4.24) wielkość φ_2 jest dana związkiem

$$\varphi_2 = \arctg \frac{\sin(\varphi_M - \delta) + q \sin(\varphi_L - \delta)}{\cos(\varphi_M - \delta) + q \cos(\varphi_L - \delta)} \quad (4.25)$$



Rys. 4.16. Charakterystyki $\bar{S} = f(\delta)$ i $\bar{S} = f(\varphi_L; \varphi_M)$ komparatora porównującego średnie wartości napięć u_{Σ} i u_{Δ}

Srednie wartosci napięć: różnicowego i sumarycznego za okres są okreś-
lone zależnościami

$$U_{\Sigma} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |u_{\Sigma}| d\omega t, \quad (4.26a)$$

$$U_{\Delta} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |u_{\Delta}| d\omega t. \quad (4.26b)$$

Metoda badania wpływu składowej nieokresowej na zachowanie się kompa-
ratora polega na określeniu wartości współczynnika ξ w zależności od
wartości δ i q . Wielkość ξ , wyznaczona w tym przypadku ze stosunku
 $U_{\Sigma} : U_{\Delta}$, stanowi zatem pewien miernik wrażliwości komparatora na sygnał
zakłócający nieokresowy.

Na rys. 4.16a podano przebiegi charakterystyk $\xi = f(\delta)$ dla kilku war-
tości kątów fazowych φ_M i φ_L przy zachowaniu warunku $\varphi_M - \varphi_L = 90^\circ$. Z
analizy charakterystyk wynika, że wpływ składowej nieokresowej na działa-
nie komparatora wyraża się jego działaniem w kierunku blokowania. W przy-
padkach szczególnych, gdy $\varphi_L = 0$ i $\varphi_M = 90^\circ$ lub kiedy $\varphi_L = 90^\circ$ a $\varphi_M =$
 $= 180^\circ$, komparator jest niewrażliwy na obecność sygnału nieokresowego w
porównywanych napięciach. Rysunek 4.16b podaje zależność współczynnika ξ
od wartości φ_M i φ_L , gdy wartość $q = 1$ i $\delta = \text{var}$. Z przebiegu charakte-
rystyk wynika, że znak wielkości δ nie wpływa na zmianę kierunku działa-
nia komparatora (zawsze $\xi \leq 1$ i moment rozruchowy komparatora $M_r \leq 0$).
Zmiana wartości współczynnika q , ze względu na dużą czułość tego typu
komparatorów, nie wpływa na zmianę decyzji komparatora.

4.2. Komparatory całkujące

4.2.1. Komparatory o stacjonarnych charakterystykach pełnoimpedancyjnych

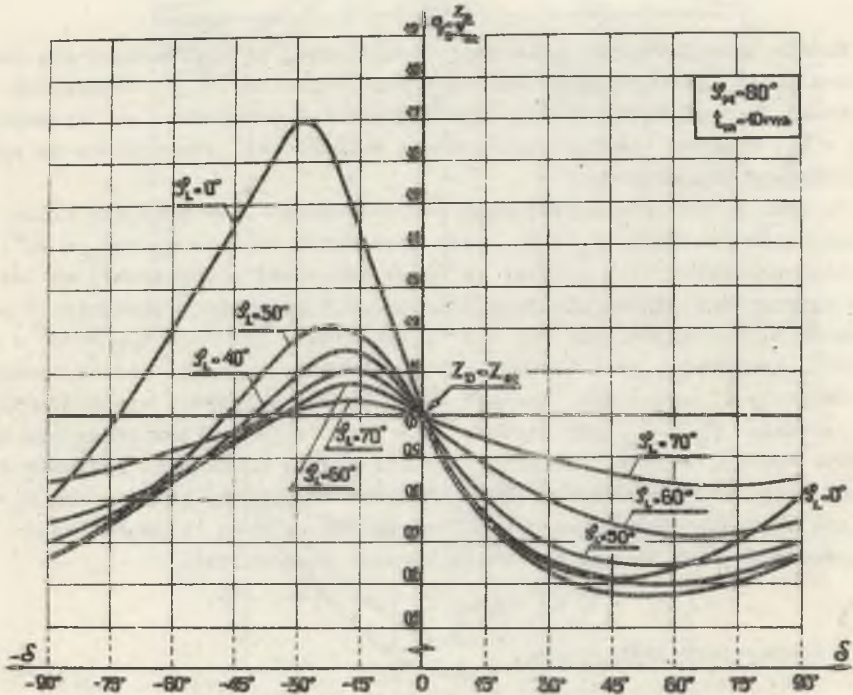
Charakterystyka rozruchowa komparatora w danym przypadku jest wyznaczona
równością

$$\int_0^{t_m} |u_M| dt = \int_0^{t_m} |u_L| dt, \quad (4.27)$$

w której wielkości u_M i u_L są określone jak poprzednio równaniami (4.2)
i (4.3) a t_m jest czasem całkowania, licząc od momentu wystąpienia za-
kłócenia. W praktyce czas t_m nie może być krótszy od czasu, odpowia-
da-

jącego połowie okresu sygnału sinusoidalnego, co przy częstotliwości sieciowej 50 Hz jest równoznaczne z minimalnym czasem całkowania $t_{\text{min}} = 10$ ms.

Jak wykazała analiza teoretyczna, maksymalne rozszerzenie obszaru działania komparatora występuje właśnie przy czasie $t_m = 10$ ms. Dlatego też ten przypadek z uzasadnionych względów zostanie omówiony szczegółowo.

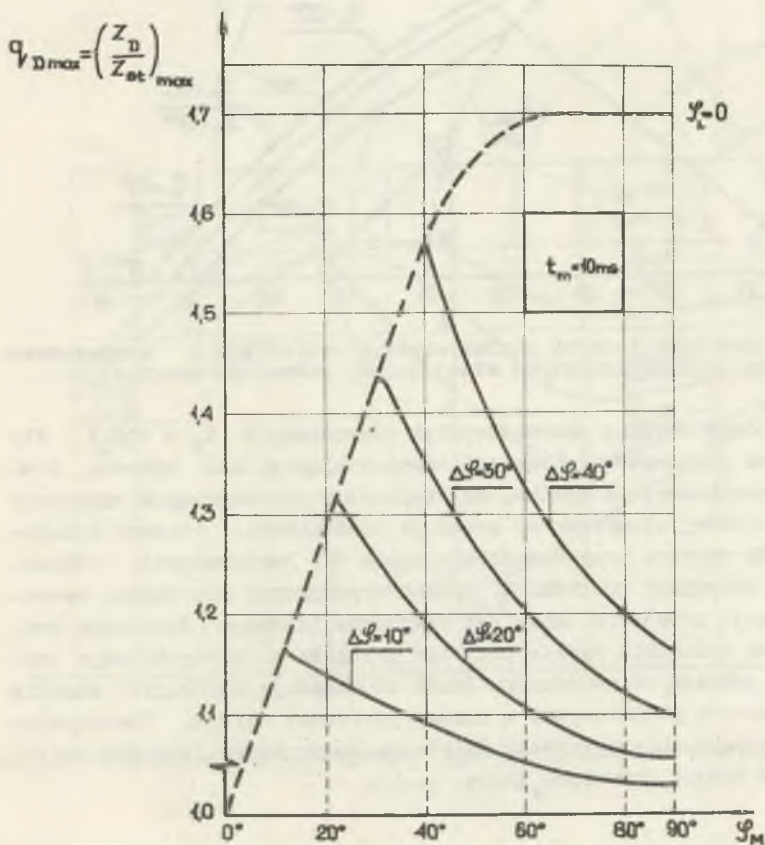


Rys. 4.17. Przebiegi charakterystyk $q_p = f(\delta)$ komparatora całkującego o charakterystyce stacjonarnej pełnoimpedancyjnej

Wprowadzając do równania (4.27) zależności (4.2) i (4.3) można określić współczynnik q , pozwalający wyznaczyć następnie dynamiczne charakterystyki rozruchowe komparatora; otrzymujemy

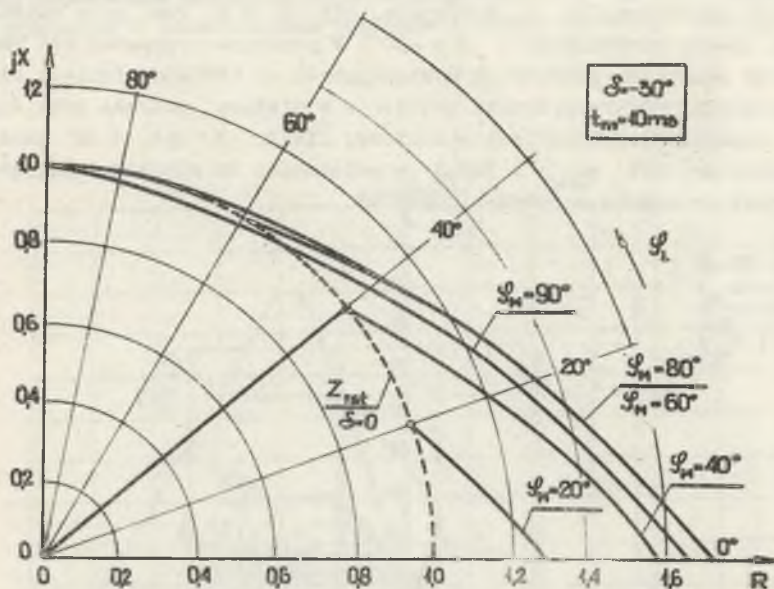
$$q = \frac{\int_0^{t_m} |\sin(\omega t + \varphi_M - \delta) + \sin\delta \cos\varphi_M| dt}{\int_0^{t_m} |\sin(\omega t + \varphi_L - \delta) + \sin\delta \cos\varphi_L| dt} \quad (4.28)$$

Na podstawie ostatniej zależności otrzymano dla czasu $t_m = 10$ ms charakterystyki $q_D = f(\delta)$ dla określonego argumentu φ_M i różnych wartości φ_L . Na rys. 4.17 podano wspomniane charakterystyki dla przykładowo wybranego argumentu $\varphi_M = 80^\circ$. Z analizy charakterystyk wynika, że maksymalna wartość współczynnika q występuje, gdy $\varphi_L = 0$, tzn. przy czystej rezystancji obwodu zwarciego i $\delta = -30^\circ$. W praktyce przypadek ten może wystąpić przy zwarciach pośrednich występujących na krótkich liniach elektroenergetycznych, gdy rezystancja przejścia w miejscu zwarcia jest dużo większa od reaktancji indukcyjnej chronionej linii. Na rys. 4.18 podano rodzinę charakterystyk $q_{Dmax} = f(\varphi_M)$ w zależności od wielkości $\Delta\varphi$, przy czym $\Delta\varphi$ jest określone zależnością (4.10).



Rys. 4.18. Charakterystyki $q_{Dmax} = f(\varphi_M)$ komparatora całkującego o charakterystyce stacjonarnej pełnoimpedancyjnej

Korzystając z zależności (4.11) można wyznaczyć dynamiczne charakterystyki rozruchowe komparatora na płaszczyźnie impedancji zespolonej. Jak już wspomniano, maksymalny rozrzut charakterystyk otrzymuje się dla przypadku, gdy $\delta = -30^\circ$.



Rys. 4.19. Rodzina dynamicznych charakterystyk rozruchowych komparatora całkującego o charakterystyce stacjonarnej pełnoimpedancyjnej

Na rys. 4.19 podano rodzinę charakterystyk rozruchowych $Z_r = f(\varphi_L)$ dla różnych wartości argumentów impedancji odwzorowującej, dla zakresu $0 \leq \varphi_L < \varphi_M$. Z charakterystyk wynika, że obecność w porównywanych sygnałach komparatora składowej nieokresowej powoduje powiększenie obszaru działania, gdy zwarcie wystąpi przy określonym kącie δ . Powiększenie obszaru działania przy zwarciach pośrednich, charakteryzujących się dużymi wartościami rezystancji przejścia, może być przyczyną błędnego działania komparatora. Błędne działanie będzie przy tym polegało na niewybiórczym wyłączeniu zwarców położonych na odcinku linii odpowiadającej drugiej strefie (w przypadku członów pomiarowych) z czasem pierwszej strefy. Prawdopodobieństwo występowania niewłaściwego działania komparatora jest tym większe, im krótsza będzie chroniona linia.

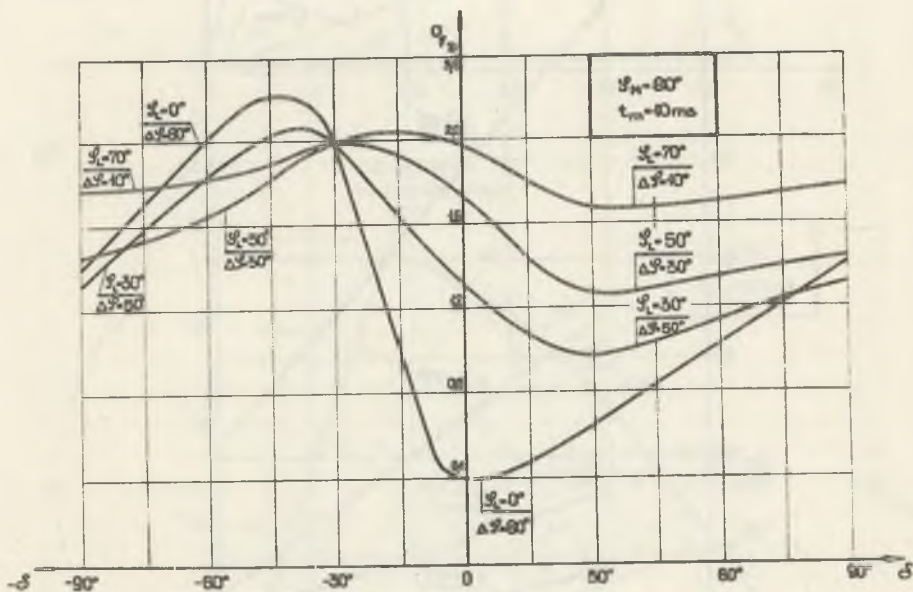
4.2.2. Komparatory o stacjonarnych charakterystykach impedancyjno-kierunkowych

W tym przypadku charakterystyka rozruchowa komparatora jest określona równością

$$\int_0^{t_m} |u_{\Delta}| dt = \int_0^{t_m} |u_M| dt, \quad (4.29)$$

gdzie sygnał u_{Δ} jest opisany równaniem (4.18).

Z ilościowej analizy wynika, że i w tym przypadku maksymalne powiększenie obszaru działania występuje, gdy $t_m = 10$ ms. Ten też przypadek zostanie omówiony szczegółowo.

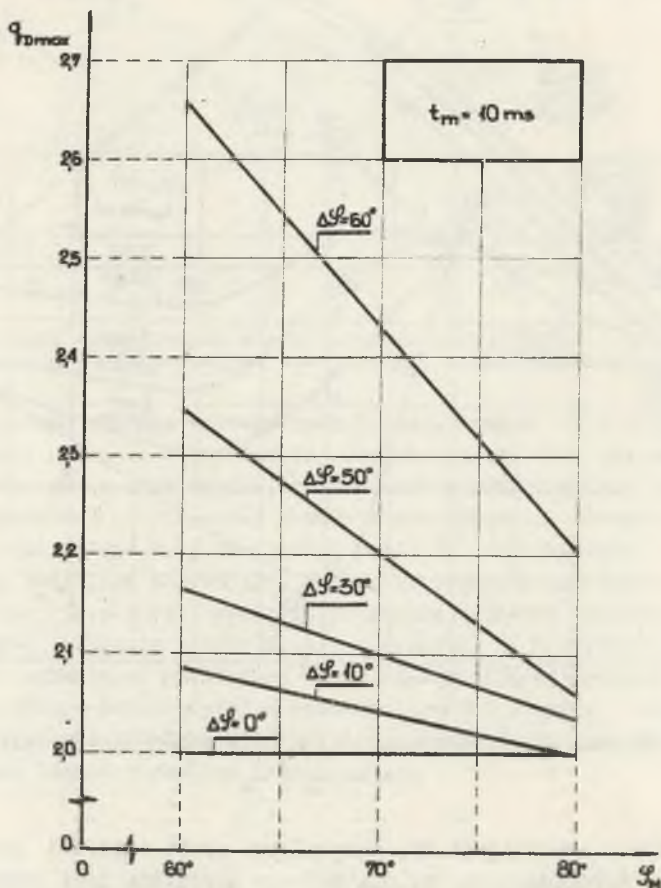


Rys. 4.20. Rodzina charakterystyk $q_D = f(\delta)$ komparatora całkującego napięcia u_{Δ} i u_M

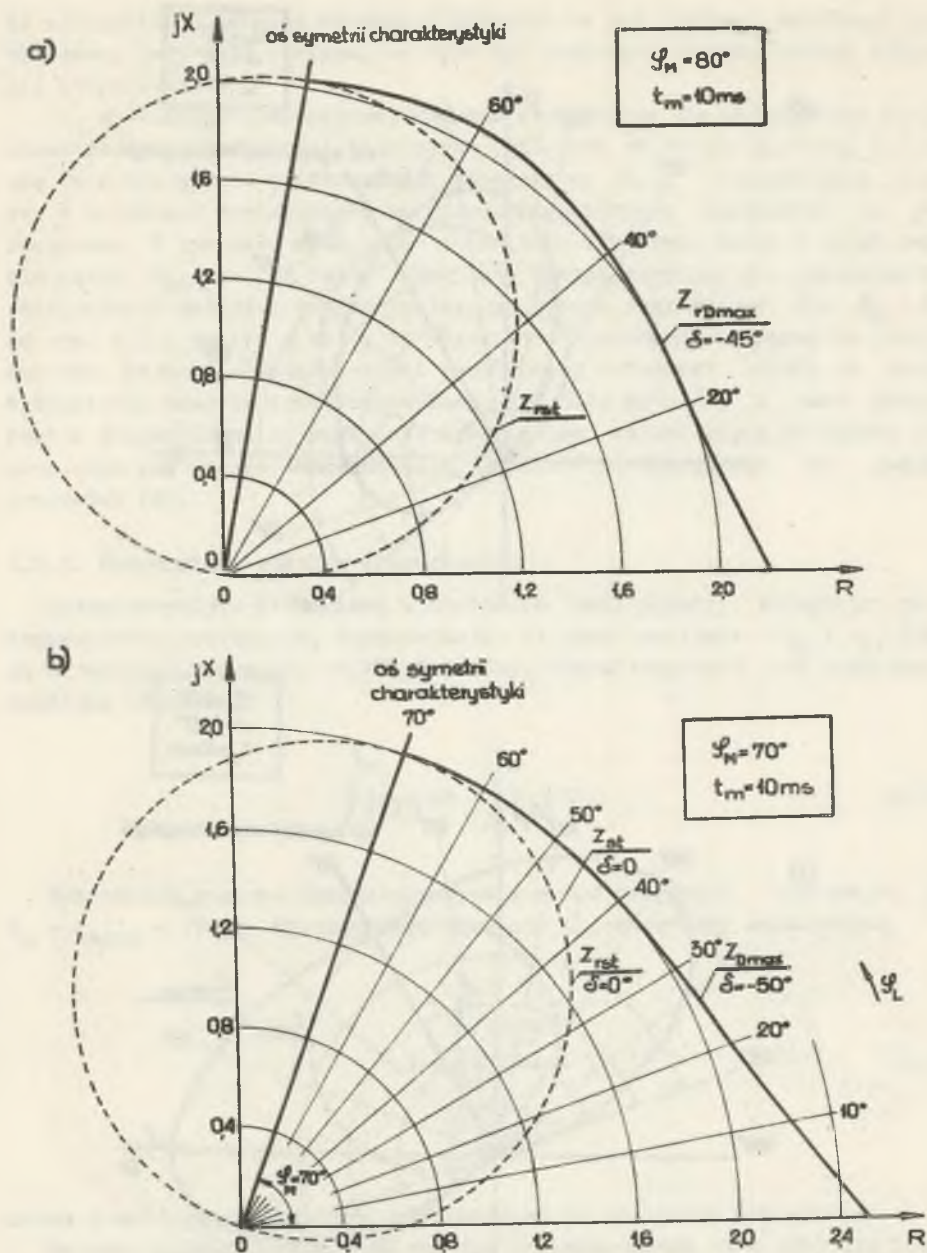
Na podstawie równania (4.29) oraz równań (4.2) i (4.18) można wyznaczyć wartość współczynnika q , dla którego spełniona jest równość (4.28) przy danych wielkościach: φ_M , φ_L i δ . Rysunek 4.20 poćaje rodzinę charakterystyk $q_D = f(\delta)$ dla przykładowo wybranego argumentu impedancji $o\delta$

wzorowującej $\varphi_M = 80^\circ$. Z charakterystyk wynika, że maksymalna wartość współczynnika q występuje, gdy zwarcie ma miejsce przy $\delta = -45^\circ$ a $\varphi_L = 0$. Ponieważ i w tym przypadku interesujący jest maksymalny obszar działania komparatora, określono wartość $q_{Dmax} = f(\varphi_M)$ w zależności od wartości $\Delta\varphi$. Odpowiednie charakterystyki przedstawiono na rys. 4.21 dla najbardziej interesującego zakresu argumentów impedancji odwzorowującej: $60^\circ < \varphi_M < 80^\circ$. Z charakterystyk wynika, że współczynnik q_{Dmax} jest tym większy, im mniejszy jest kąt fazowy φ_M i im większa jest różnica pomiędzy kątami φ_M i φ_L .

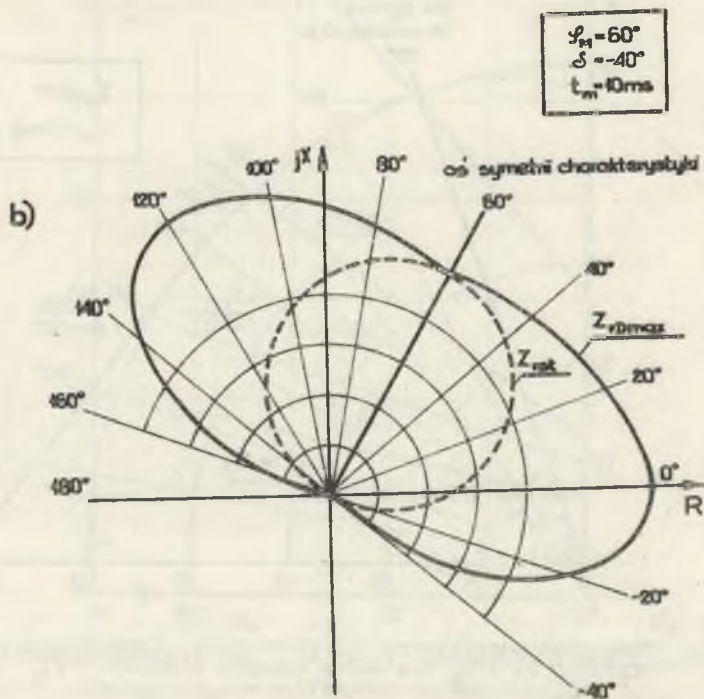
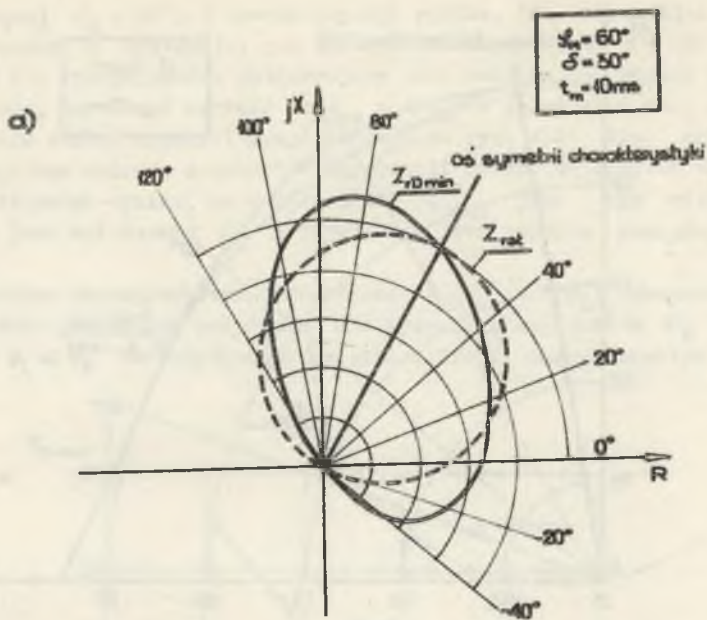
Dynamiczne charakterystyki rozruchowe $Z_{rDmax} = f(\varphi_L)$ komparatora na płaszczyźnie impedancji zespolonej dla wybranych argumentów φ_M w zakresie $0 < \varphi_L < \varphi_M$ zostały podane na rys. 4.22. Z charakterystyk wynika,



Rys. 4.21. Charakterystyki $q_{Dmax} = f(\varphi_M)$ komparatora całkującego napięcia u_Δ i u_M , w zależności od wartości $\Delta\varphi$



Rys. 4.22. Dynamiczne charakterystyki rozruchowe komparatora całkującego napięcia u_Δ i u_M dla dwóch różnych argumentów φ_M



Rys. 4.23. Dynamiczne charakterystyki rozruchowe komparatora całkującego napięcia u_Δ i u_M dla dwóch wartości kąta δ

że rozszerzenie zakresu działania komparatora pod wpływem składowej nieokresowej jest dość znaczne, co może być przyczyną niewyborczego działania komparatora.

Dla omawianego komparatora, którego stacjonarna charakterystyka rozruchowa posiada właściwości kierunkowe (oddziela od siebie pierwszą i trzecią ćwiartkę układu współrzędnych płaszczyzny jX, R) interesujące jest, czy w warunkach występowania składowej nieokresowej właściwość ta jest zachowana. W tym celu wyznaczono charakterystyki dynamiczne w całym zakresie kątów φ_L , tzn. od $0-360^\circ$. Omawiane charakterystyki dla minimalnych i maksymalnych wartości współczynnika q podano przykładowo dla $\varphi_M = 60^\circ$ na rys. 4.23; wynika z nich, że właściwość kierunkowa komparatora jest zachowana. Kształt charakterystyki rozruchowej natomiast zależy od chwili wystąpienia zwarcia (zdeteminowanej wartością kąta δ) i może przyjąć postać elipsy (rys. a) względnie dwóch elips nachodzących na siebie (b), przy czym praktyczne znaczenie dla komparatora całkowitego ma jedynie przypadek (b).

4.2.3. Komparatory członów kierunkowych

Charakterystykę kierunkową w kształcie linii prostej otrzymuje się w komparatorze całkowitym, doprowadzając do niego napięcia u_Σ i u_Δ , które są określone równaniami (4.18) i (4.24). Charakterystyka jest przy tym określona równością

$$\int_0^{t_m} |u_\Sigma| dt = \int_0^{t_m} |u_\Delta| dt. \quad (4.30)$$

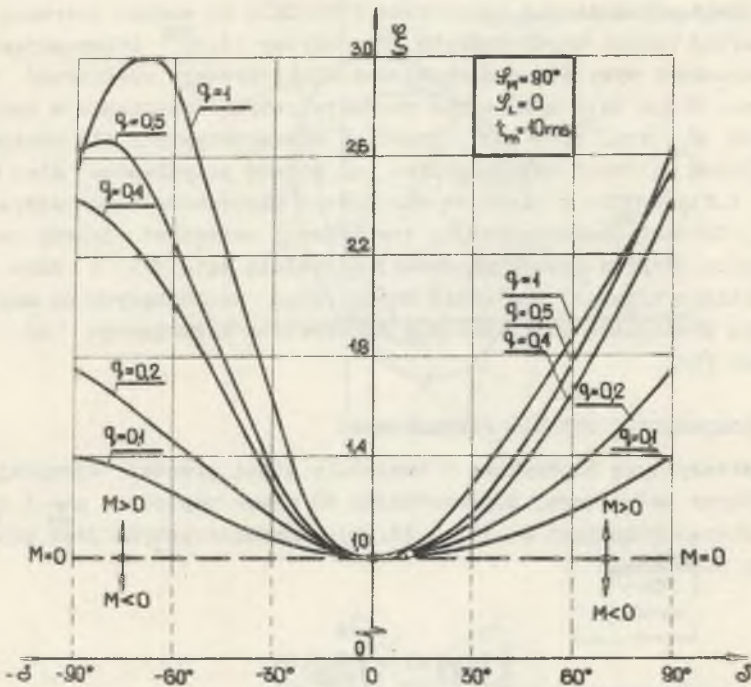
Maksymalny rozrzut charakterystyki i w tym przypadku występuje, gdy $t_m = t_{\min} = 10$ ms. Wprowadzając wskaźnik ξ , określony zależnością

$$\xi = \frac{\int_0^{t_m} |u_\Sigma| dt}{\int_0^{t_m} |u_\Delta| dt}, \quad (4.31)$$

można ocenić wpływ składowej nieokresowej na działanie komparatora.

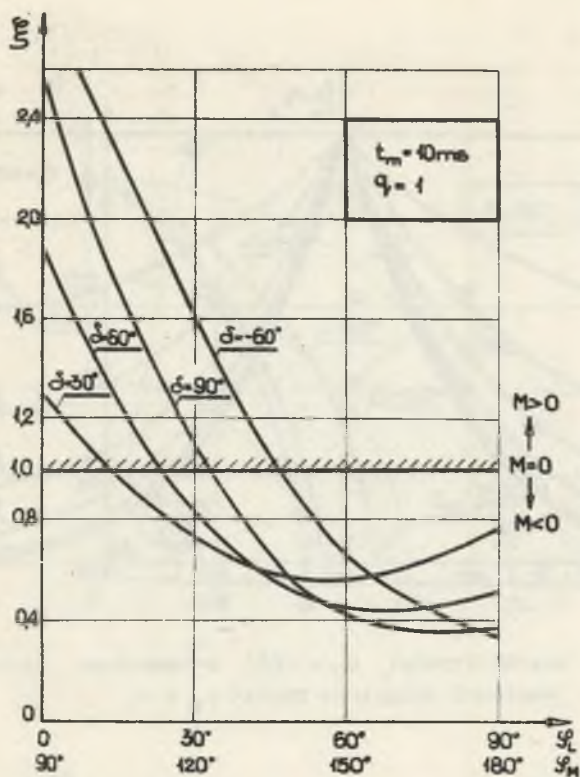
Na rys. 4.24 przedstawiono rodzinę charakterystyk $\xi = f(\delta)$ dla komparatora, w którym kąty fazowe φ_M i φ_L wynoszą: $\varphi_M = 90^\circ$ i $\varphi_L = 0^\circ$. Z analizy tych charakterystyk wynika, że wrażliwość komparatora na sygnały nieokresowe zależy w poważnym stopniu od wartości kąta δ . Maksymalne odchylenie od stanu równowagi komparatora występuje przy wartościach $\delta = \pm 90^\circ$.

Kierunek działania jest przy tym niezależny od wartości kąta δ . Taki stan jest jednak przypadkiem szczególnym, gdyż dla innych wartości argumentu φ_L (przy zachowaniu warunku $\varphi_M - \varphi_L = 90^\circ$) wartości współczynnika ξ mo-



Rys. 4.24. Charakterystyki $\xi = f(\delta)$ komparatora całkującego napięcia u_Σ i u_Δ w zależności od wartości q

gą być większe lub mniejsze od jedności, zależnie od wartości δ . Wynika to z charakterystyk $\xi = f(\varphi_L, \varphi_M)$, otrzymanych dla różnych wartości argumentów δ przedstawionych na rys. 4.25. Z analizy charakterystyk wynika, że komparator w warunkach przejściowych może działać zarówno w kierunku rozruchu ($M_T > 0$), jak i w kierunku blokowania ($M_T < 0$).



Rys. 4.25. Charakterystyki $\hat{S} = f(\varphi_L; \varphi_M)$ komparatora całkującego napięcia u_{Σ} i u_{Δ}

4.3. Komparatory reagujące na szczytowe wartości porównywanych napięć

4.3.1. Komparatory o charakterystykach stacjonarnych pełnoimpedancyjnych

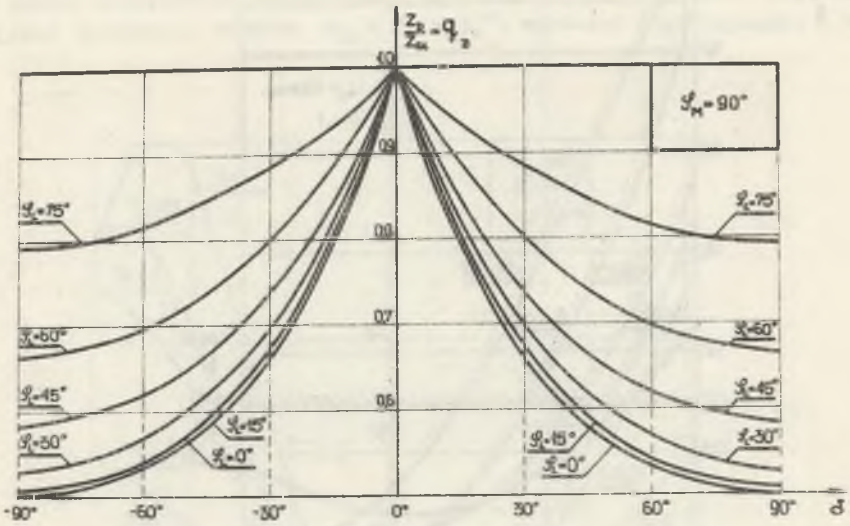
Charakterystyka rozruchowa komparatora jest określona równością

$$|U_{Ms}| = |U_{Ls}|, \quad (4.32)$$

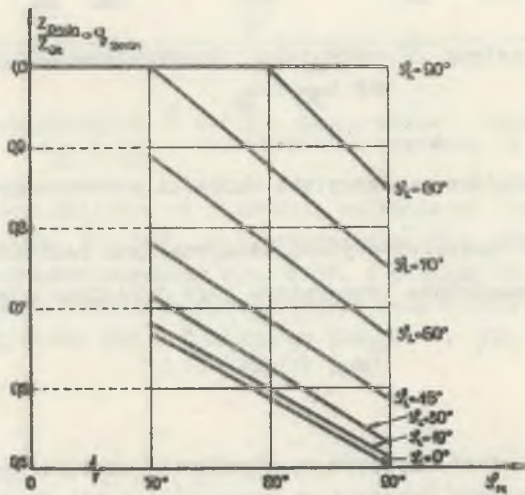
w której

U_{Ms} - szczytowa wartość napięcia na impedancji odwzorowującej Z_M ;

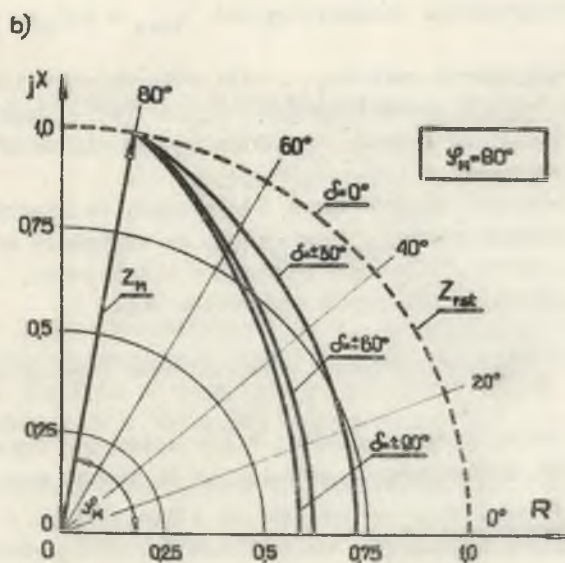
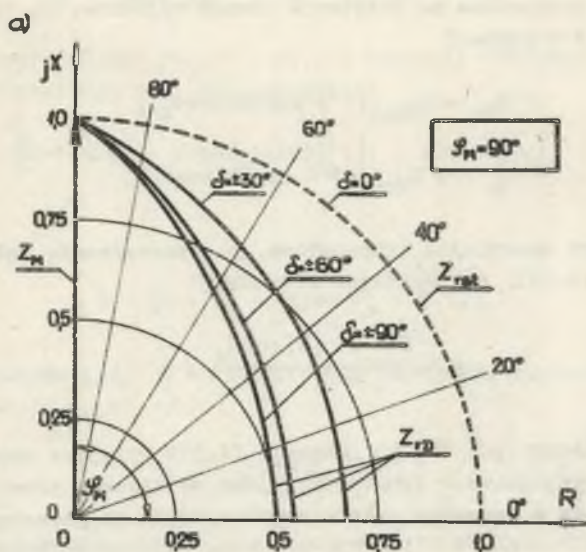
U_{Ls} - szczytowa wartość napięcia na impedancji pętli zwarciowej Z_L .



Rys. 4.26. Rodzina charakterystyk $q_D = f(\delta)$ komparatora porównującego wartości szczytowe napięć u_M i u_L



Rys. 4.27. Charakterystyki $q_{Dmin} = f(\phi_M)$ komparatora porównującego wartości szczytowe napięć u_M i u_L



Rys. 4.28. Charakterystyki rozruchowe komparatora porównującego wartości szczytowe napięć u_M i u_L dla dwóch różnych argumentów φ_M

Szczytowe wartości porównywanych napięć w stanach dynamicznych w ciągu jednego okresu, wyznaczone na podstawie równań wyjściowych (4.2) i (4.3) można przedstawić w postaci

$$U_{Ms} = U_{Mmax}(1 + \sin|\delta| \cos\varphi_M), \quad (4.33)$$

$$U_{Ls} = q U_{Mmax}(1 \pm \sin|\delta| \cos\varphi_L). \quad (4.34)$$

Charakterystyki dynamiczne komparatora, po wprowadzeniu ostatnich związków do równania (4.32), są określone równością

$$q = \frac{1 + \sin|\delta| \cos\varphi_M}{1 + \sin|\delta| \cos\varphi_L}. \quad (4.35)$$

W stanie ustalonym (gdy $\delta = 0$) równanie (4.35) przyjmie postać: $q = 1$. Charakterystyka rozruchowa w tym wypadku jest okręgiem o promieniu $r = 1$, którego środek leży w początku układu współrzędnych na płaszczyźnie R, jX .

Na podstawie równości (4.35) można wyznaczyć charakterystyki $q = f(\delta)$ dla $\varphi_M = \text{const.}$ i $\varphi_L = \text{const.}$ Omówione charakterystyki podano na rys. 4.26 dla argumentu $\varphi_M = 90^\circ$. Z przedstawionych charakterystyk wynika, że najmniejsze wartości współczynnika q występują dla $\delta = \pm 90^\circ$ i małych wartości φ_L .

Na rys. 4.27 przedstawiono charakterystyki $q_{\min} = f(\varphi_M)$ dla różnych kątów fazowych φ_L .

Korzystając z otrzymanych wartości q dla różnych wartości φ_M, φ_L i δ można wyznaczyć dynamiczne charakterystyki $Z_{rD} = f(\varphi_L)$ komparatora na płaszczyźnie impedancji zespolonej. Przedstawiono je dla dwóch różnych argumentów φ_M na rys. 4.28.

Na podstawie uzyskanych wyników można stwierdzić, że niewłaściwe działanie komparatora jednookresowego, reagującego na wartości szczytowe porównywanych napięć, polega na pewnym opóźnieniu w działaniu, gdyż zawsze $q < 1$ (tzn. dla wszystkich możliwych argumentów δ).

4.3.2. Komparatory o charakterystykach stacjonarnych impedancyjno-kierunkowych

Charakterystykę rozruchową w kształcie łuków kołowych uzyskuje się w komparatorze wartości szczytowych doprowadzając do niego napięcia $U_{\Delta s}$ i U_{Ms} .

Stan równowagi komparatora jest wyznaczony równością:

$$|U_{\Delta s}| = |U_{Ms}|, \quad (4.36)$$

przy czym

$$U_{\Delta B} = U_{Mmax} \left| \left[Q - (\cos\varphi_M - q\cos\varphi_L)\sin\delta \right] \right|. \quad (4.37)$$

Po uwzględnieniu równań (4.33) i (4.37) równanie równowagi komparatora w stanie nieustalonym jest dane związkami

$$\left| \left[Q - (\cos\varphi_M - q\cos\varphi_L)\sin\delta \right] \right| = \left| 1 + \sin\delta\cos\varphi_L \right| \quad (4.38)$$

Ponieważ

$$Q = \sqrt{1 + q^2 - 2q\cos(\varphi_M - \varphi_L)},$$

dla stanu ustalonego (gdy $Q = 1$ i $\delta = 0$) otrzymuje się następujące wyrażenie na wartość q_{st} :

$$q_{st} = 2\cos(\varphi_M - \varphi_L). \quad (4.39)$$

Na podstawie równania (4.38) można znaleźć zależność pozwalającą na wyznaczenie q_D ; otrzymujemy

$$q_D = \frac{b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, \quad (4.40)$$

gdzie

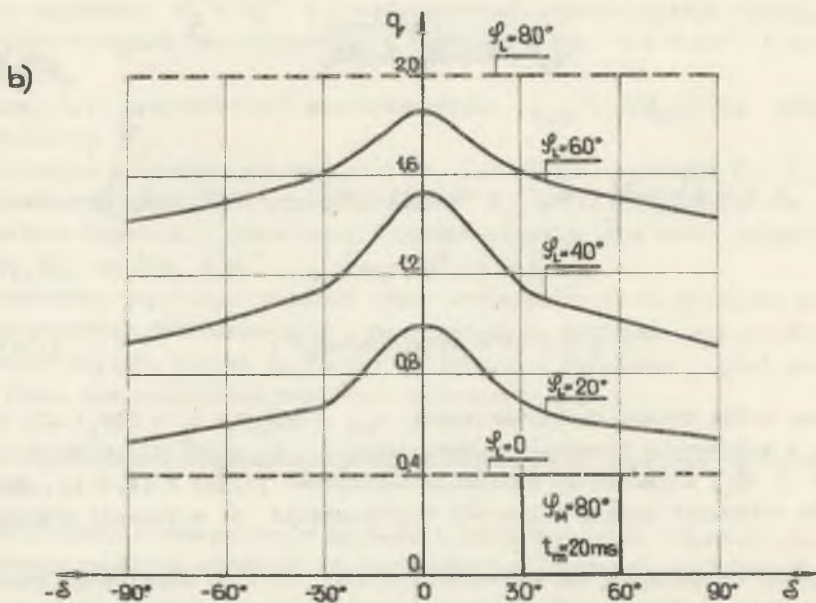
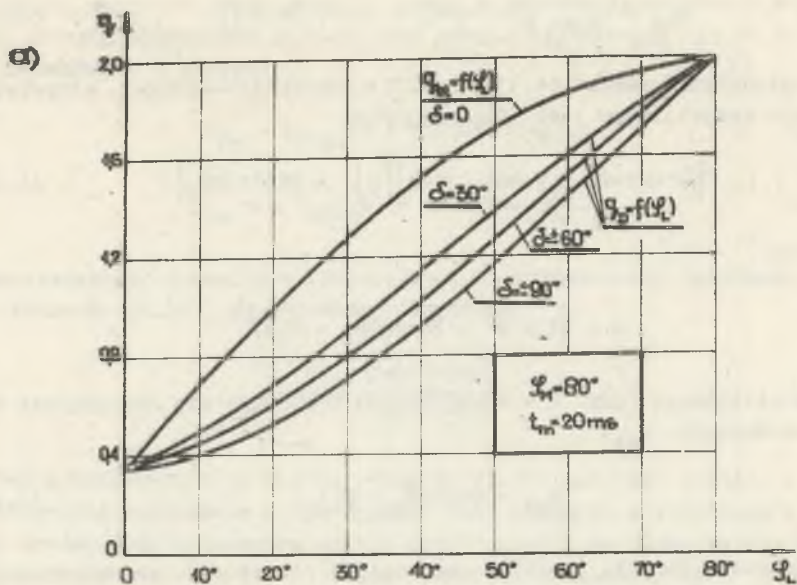
$$b = -2 \left[\sin|\delta| \cos\varphi_L (1 + 2\sin|\delta| \cos\varphi_M) - \cos(\varphi_M - \varphi_L) \right]; \quad (4.41a)$$

$$a = 1 - \sin^2|\delta| \cos^2\varphi_L; \quad (4.41b)$$

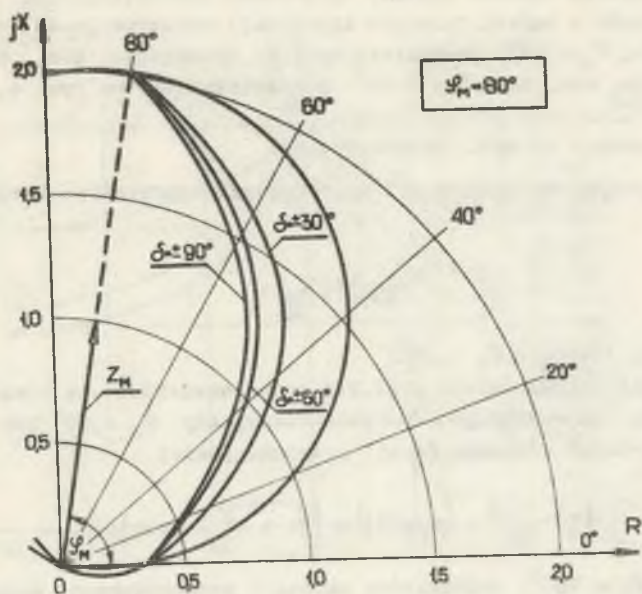
$$c = 1 - (1 + 2\sin|\delta| \cos\varphi_M)^2. \quad (4.41c)$$

Na rys. 4.29a podano charakterystyki $q_{st} = f(\varphi_L)$ i $q_D = f(\varphi_L)$ dla komparatora o argumentie impedancji odwzorowującej $\varphi_M = 80^\circ$ dla różnych wartości δ i φ_L , uzyskane na podstawie zależności (4.39) i (4.40). Rysunek 4.29b natomiast podaje zależność współczynnika q w funkcji argumentu δ .

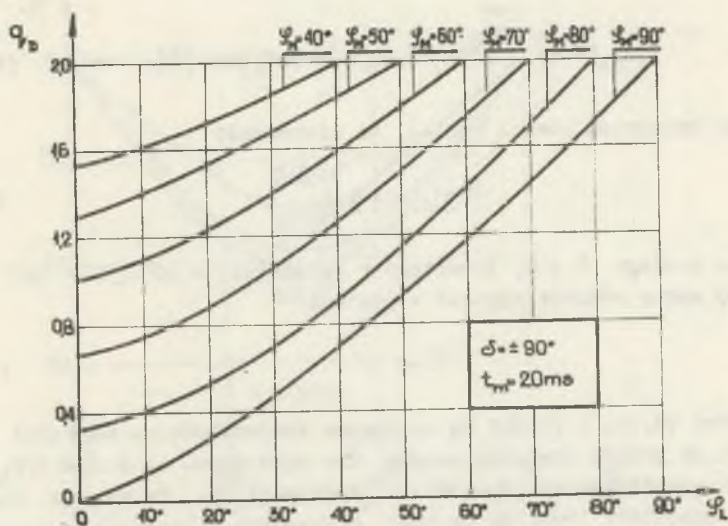
Z analizy otrzymanych charakterystyk wynika, że dla omawianego komparatora największe odkształcenie charakterystyk rozruchowych wystąpi przy zwarciach pośrednich o dużych wartościach rezystancji przejścia. Widać to szczególnie wyraźnie z dynamicznych charakterystyk rozruchowych $Z_{rn} = f(\varphi_L)$.



Rys. 4.29. Charakterystyki $q = f(\varphi_L)$ (rys. a) i $q = f(\delta)$ (rys. b) komparatora porównującego wartości szczytowe napięć u_Δ i u_M



Rys. 4.30. Charakterystyki rozruchowe komparatora porównującego wartości szczytowe napięć u_{Δ} i u_M



Rys. 4.31. Rodzina charakterystyk $q_D = f(\varphi_L)$ komparatora porównującego szczytowe wartości napięć u_{Δ} i u_M

przedstawionych na rys. 4.30. Na podkreślenie zasługuje fakt zachowania właściwości kierunkowych również podczas procesów przejściowych.

Dla uogólnienia wyników analizy opracowano charakterystyki $q_D = f(\varphi_L)$ dla komparatorów o kątach fazowych impedancji odwzorowującej zawartych w zakresie $40^\circ \leq \varphi_M \leq 90^\circ$. Charakterystyki te wyznaczono dla najostrożniejszych warunków, tzn. dla $\delta = \pm 90^\circ$ i przedstawiono na rys. 4.31.

4.3.3. Komparatory członów kierunkowych

Charakterystykę rozruchową i stan równowagi komparatora określa równanie

$$|U_{\Sigma S}| = |U_{\Delta S}|, \quad (4.42)$$

pod warunkiem, że $\varphi_M - \varphi_L = 90^\circ$.

Na podstawie równań (4.18) i (4.24) można stwierdzić, że równość (4.42) jest spełniona dla dowolnego δ tylko wtedy, gdy $\varphi_M = 90^\circ$ lub 180° . Dla tych dwóch wartości równanie (4.41) przyjmie postać

$$\left| \sqrt{1 + q^2} + q \sin |\delta| \right| = \left| \sqrt{1 + q^2} + q \sin |\delta| \right|. \quad (4.43)$$

Gdy $90^\circ < \varphi_M < 180^\circ$, bezwzględne wartości porównywanych napięć są określone równaniami

$$|U_{\Sigma S}| = \sqrt{1 + q^2} + |q \cos \varphi_L - \sin \varphi_L| \sin |\delta| \quad (4.44a)$$

$$|U_{\Delta S}| = \sqrt{1 + q^2} + |\sin \varphi_L + q \cos \varphi_L| \sin |\delta|. \quad (4.44b)$$

Z analizy ostatnich równań wynika, że nierówność

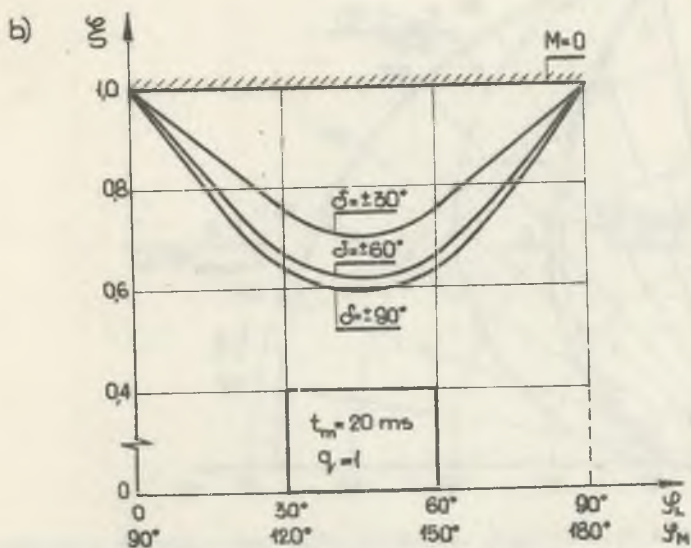
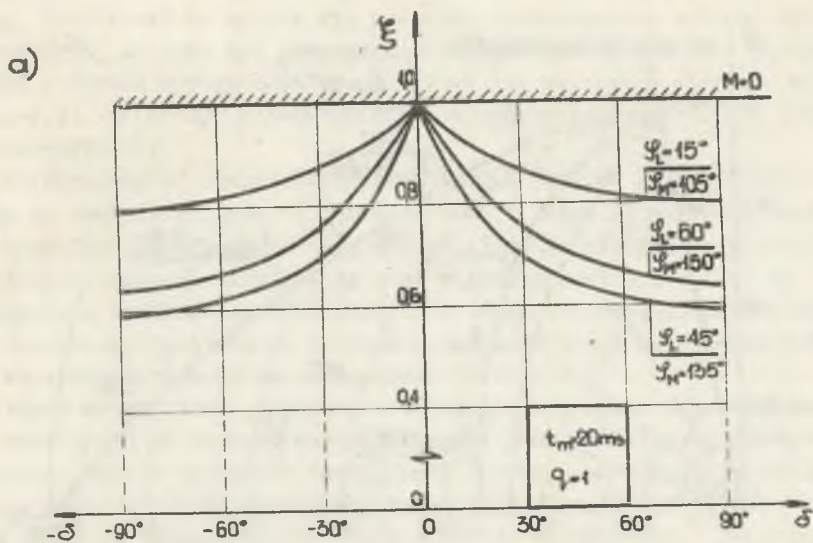
$$|U_{\Sigma S}| < |U_{\Delta S}| \quad (4.45)$$

zachodzi dla każdego $\delta \neq 0$, zawartego w przedziale $-90^\circ < \delta < 90^\circ$. Warunek (4.45) można również zapisać w postaci

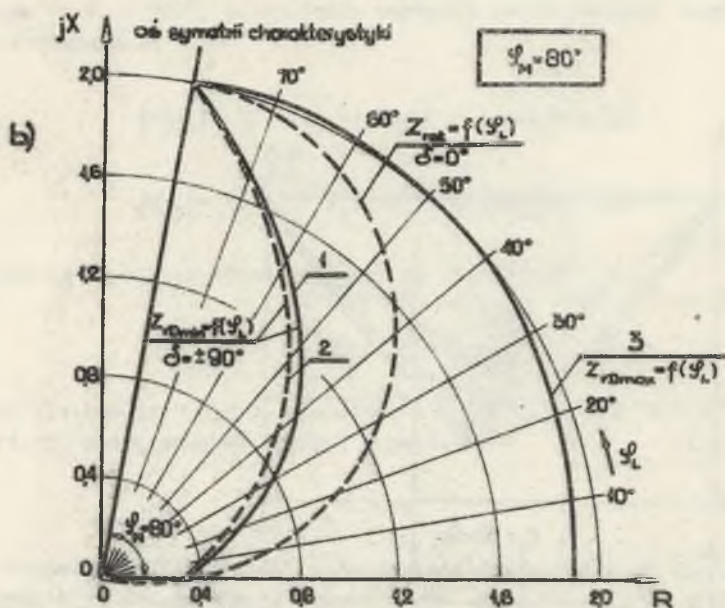
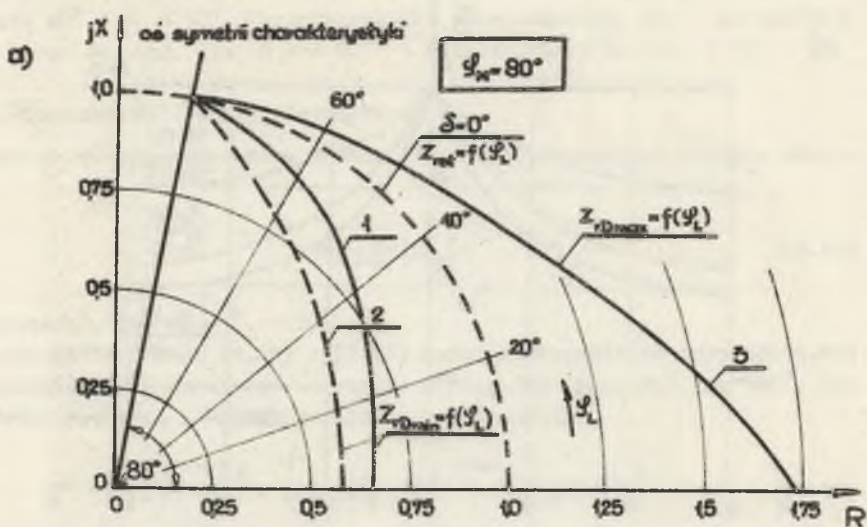
$$\xi < 1. \quad (4.46)$$

Nierówności (4.45) i (4.46) są spełnione dla wszystkich wartości q .

Na rys. 4.32 podano charakterystyki $\xi = f(\delta)$ (rys. a) i $\xi = f(\varphi_L; \varphi_M)$ (rys. b) dla analizowanego komparatora. Występują tu, zauważone już w przypadku komparatora średnich wartości mierzonych, szczególne przypadki niewrażliwości komparatora na sygnały nieokresowe, gdy $\varphi_L = 0$ lub $\varphi_L = 90^\circ$. Dla innych wartości φ_L lub φ_M komparatora będzie blokował sygnał wyjściowy.



Rys. 4.32. Charakterystyki $\xi = f(\delta)$ (rys. a) i $\xi = f(\varphi_L, \varphi_M)$ (rys. b) komparatora porównującego szczytowe wartości napięć u_Σ i u_Δ



Rys. 4.33. Porównanie dynamicznych charakterystyk rozruchowych analizowanych komparatorów

a) komparatory o stacjonarnej charakterystyce pełnoimpedancyjnej; b) komparatory o stacjonarnej charakterystyce impedancyjno-kierunkowej; krzywe 1 - komparator średnich wartości; krzywe 2 - komparator szczytowych wartości; krzywe 3 - komparator całkujący

4.4. Porównanie dynamicznych własności analizowanych komparatorów

Z przeprowadzonej analizy wynika, że zdecydowanie najbardziej wrażliwy na sygnały nieokresowe w porównywanych wielkościach jest komparator całkujący. Wrażliwość ta wyraża się poważnym rozszerzeniem zakresu działania komparatorów, co może być przyczyną niepożądanego wyłączenia chronionego obiektu z chwilą wystąpienia zwarcia poza tym obiektem. Widać to wyraźnie z rys. 4.33, na którym przedstawiono charakterystyki rozruchowe trzech typów komparatorów.

W odróżnieniu od komparatorów całkujących (krzywe 3), komparatory reagujące na średnie (krzywe 1) lub szczytowe (krzywe 2) wartości porównywanych sygnałów wykazują tendencje do zmniejszania obszaru działania. Błędne działanie komparatorów polega więc w tym przypadku jedynie na pewnym opóźnieniu w zadziałaniu zabezpieczenia odległościowego. Różnice pomiędzy właściwościami dynamicznymi komparatorów reagujących na średnie lub szczytowe wartości natomiast są nieznaczne.

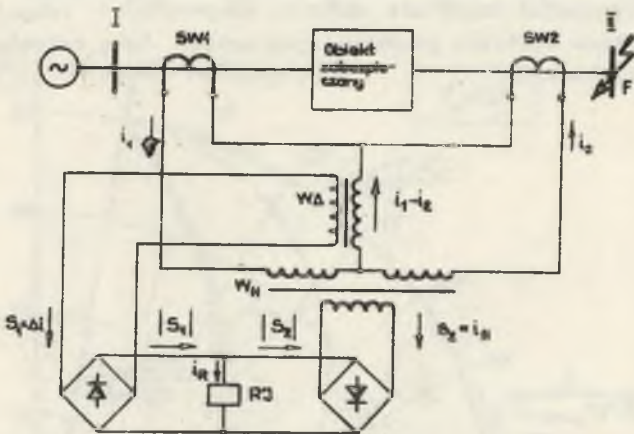
Również komparatory całkujące członów kierunkowych wykazują dużo większą wrażliwość na sygnały nieokresowe niż pozostałe typy komparatorów. W zależności bowiem od chwili wystąpienia zwarcia (określonej kątem δ) komparator całkujący może spowodować wyłączenie chronionego obiektu w warunkach, kiedy do wyłączenia dojść nie powinno. Komparatory reagujące na średnie lub szczytowe wartości porównywanych napięć będą natomiast działały w kierunku blokowania.

5. WPŁYW WTÓRNYCH SYGNAŁÓW ZAKŁÓCAJĄCYCH
NA DZIAŁANIE KOMPARATORÓW AMPLITUDY

5.1. Komparatory zabezpieczeń różnicowo-prądowych

5.1.1. Składowe nieokresowe w sygnałach wejściowych komparatora podczas zwarć zewnętrznych

Sygnałami wejściowymi komparatora w zabezpieczeniach różnicowo-prądowych stabilizowanych są: prąd różnicowy Δi oraz prąd hamujący i_H . Jak wynika z rys. 5.1, obydwa sygnały stanowią kombinacje liniowe prądów i_1 oraz i_2 , płynących po obydwu stronach zabezpieczonego obiektu.



Rys. 5.1. Schemat ideowy zabezpieczenia różnicowego z wykorzystaniem mostkowego komparatora amplitudy

Prąd różnicowy zabezpieczenia jest określony równaniem

$$\Delta i = i_1 - i_2 \quad (5.1)$$

Wyrażenie na chwilową wartość prądu hamującego zależy od rodzaju stabilizacji. W przypadku stabilizacji jednostronnej prąd hamujący jest dany związkiem

$$i_H = K_H i_1, \quad (5.2)$$

gdzie K_H jest współczynnikiem stabilizacji zabezpieczenia.

Gdy zabezpieczenie jest dwustronnie stabilizowane, prąd hamujący można wyznaczyć z równania

$$i_H = K_H \frac{i_1 + i_2}{2}, \quad (5.3)$$

w którym i_1, i_2 są prądami wtórnymi przekładników prądowych głównych SW_1 i SW_2 .

Założmy, że zwarcie zewnętrznemu, zlokalizowanemu w punkcie F, towarzyszy pojawienie się w prądzie zwarciovym składowej nieokresowej, opisanej pierwszym członem równania (3.5):

$$i = I_{\max} e^{-\frac{t}{T_n}}. \quad (5.4)$$

Zgodnie z wyrażeniem (3.12) w odpowiedzi na wymuszenie (5.4) w obwodach wtórnych przekładników prądowych SW_1 i SW_2 wystąpią następujące sygnały:

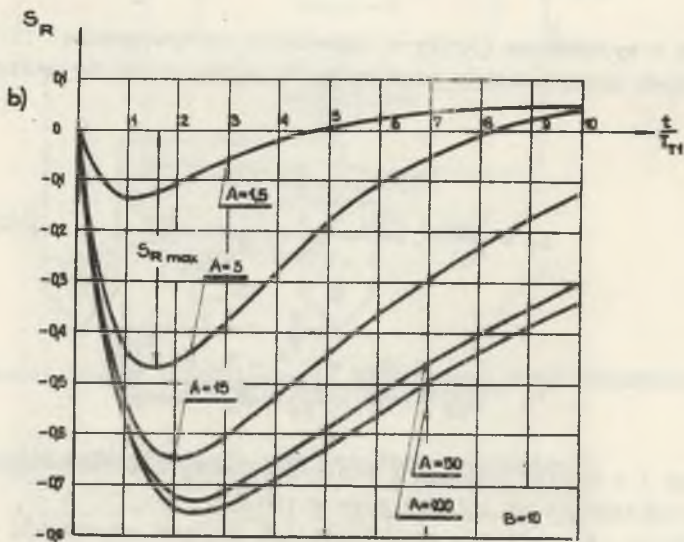
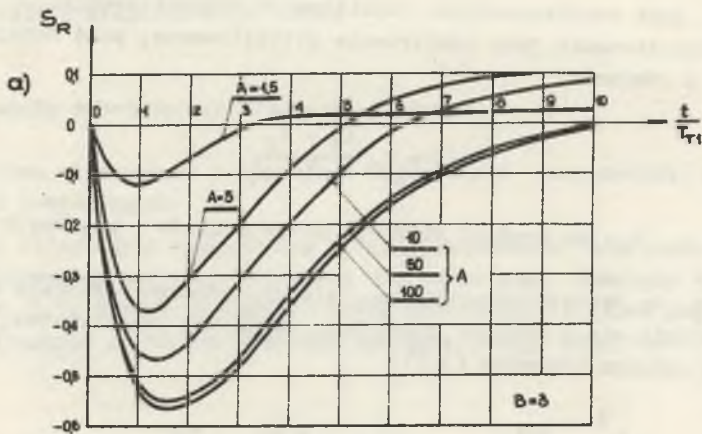
$$i_1 = \frac{I_{\max}}{n_{11}} \cdot \frac{T_{T1} e^{-\frac{t}{T_n}} - T_n e^{-\frac{t}{T_{T1}}}}{T_{T1} - T_n}, \quad (5.5)$$

$$i_2 = \frac{I_{\max}}{n_{12}} \cdot \frac{T_{T2} e^{-\frac{t}{T_n}} - T_n e^{-\frac{t}{T_{T2}}}}{T_{T2} - T_n}. \quad (5.6)$$

Indeksy 1 i 2 przy prądach i stałych czasowych przekładników odnoszą się do przekładnika nr 1 (SW_1) i nr 2 (SW_2).

Zakładając, że pomiędzy poszczególnymi stałymi czasowymi, występującymi w ostatnich równaniach, istnieją związki

$$\frac{T_{T2}}{T_{T1}} = A \quad \text{oraz} \quad \frac{T_n}{T_{T1}} = B, \quad (5.7)$$



Rys. 5.2. Przebiegi sygnału nieokresowego $S_R = f\left(\frac{t}{T_1}\right)$ w zależności od wartości A
 a) gdy $B = 3$, b) gdy $B = 10$

wyrażenia (5.5) i (5.6) można przedstawić w następującej postaci:

$$i_1 = \frac{I_{\max}}{n_{11}} \cdot \frac{e^{-\frac{t}{B T_{T1}}} - e^{-\frac{t}{T_{T1}}}}{1 - \frac{B}{A}}, \quad (5.8)$$

$$i_2 = \frac{I_{\max}}{n_{12}} \cdot \frac{A e^{-\frac{t}{B T_{T1}}} - B e^{-\frac{t}{A T_{T1}}}}{A - B} p \quad (5.9)$$

Po wprowadzeniu równań (5.8) i (5.9) do wzoru (5.1) i założeniu $n_{11} = n_{12}$ otrzymuje się następujący wzór na sygnał zakłócający o charakterze nieokresowym w prądzie różnicowym

$$S_R = \frac{\Delta i^*}{I_m} = \frac{B(A-1)}{(1-B)(A-B)} e^{-\frac{t}{B T_{T1}}} + \frac{B}{A-B} e^{-\frac{t}{A T_{T1}}} - \frac{B}{1-B} e^{-\frac{t}{T_{T1}}}, \quad (5.10)$$

gdzie

I_m^j - amplituda prądu zwarciovowego odniesiona do strony wtórnej przekładników;

Δi^* - składowa nieokresowa w prądzie różnicowym.

Na rys. 5.2 podano przebiegi sygnału nieokresowego S_R w zależności od stosunku $t : T_{T1}$ dla różnych wartości współczynników A i B , otrzymane na podstawie wzoru (5.10).

Z analizy krzywych wynika, że wartość sygnału nieokresowego w prądzie różnicowym zależy od obydwu współczynników: A i B . Szczególnie duże wartości przyjmuje sygnał zakłócający S_R przy dużych wartościach współczynnika A , tzn. w przypadku dużych różnic w stałych czasowych T_{T1} i T_{T2} obydwu przekładników prądowych SW_1 i SW_2 . Jeszcze wyraźniej wynika to z charakterystyk $S_{Rmax} = f(A)$ podanych na rys. 5.3, przy czym

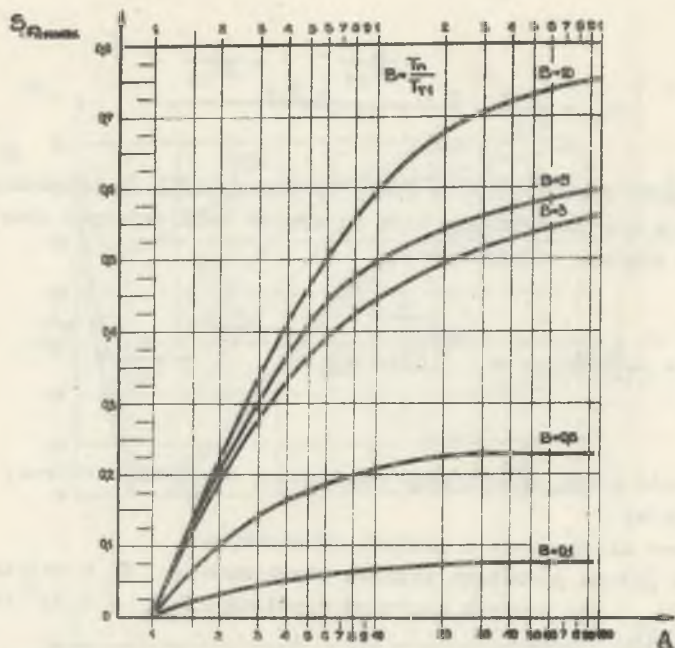
$$S_{Rmax} = \frac{\Delta i_{\max}^*}{I_m}, \quad (5.11)$$

gdzie

S_{Rmax} - maksymalna wartość sygnału zakłócającego w prądzie różnicowym.

Przypadek, gdy $A = 1$, jest przypadkiem szczególnym i oznacza, że stałe czasowe obydwu przekładników wraz z obwodami zewnętrznymi są sobie równe ($T_{T1} = T_{T2}$). Wtedy, jak to wynika wprost z równania (5.10), sygnał zakłócający jest równy zeru. W praktycznych układach zabezpieczeń rzadko jednak spełniona jest równość $A = 1$. Wynika to zarówno z niejednakowych

parametrów przekładników prądowych głównych, zainstalowanych po obydwu stronach zabezpieczanego obiektu (np. różne wartości indukcyjności), jak i z różnicy w obciążeniach wtórnych obydwu grup przekładników SW_1 i SW_2 . Przy-



Rys. 5.3. Charakterystyki $S_{Rmax} = f(A)$ dla różnych współczynników B

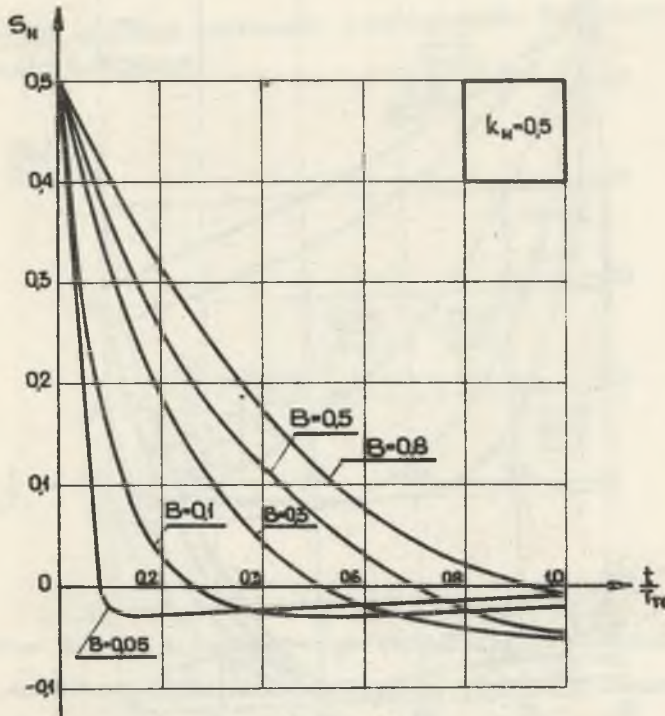
czynny niejednakowych obciążeń przekładników mogą być następujące: nierówne długości przewodów łączących, dodatkowe przekładniki pośredniczące włączone tylko z jednej strony zabezpieczanego obiektu, itp.

W rozważaniach należy jednak uwzględnić także współczynnik B , określający stosunek stałej czasowej obwodu pierwotnego do stałej czasowej przekładników. W praktyce na ogół spełniony jest warunek: $B \leq 1$; rzadko bowiem stała czasowa obwodu pierwotnego jest większa od stałej czasowej przekładnika.

Sygnal nieokresowy w prądzie hamującym S_H zależy od rodzaju zastosowanej stabilizacji. W przypadku stabilizacji jednostronnej sygnal ten otrzymuje się na podstawie równań (5.2) i (5.5):

$$S_H = K_H \frac{e^{-\frac{t}{HT_{p1}}} - B e^{-\frac{t}{T_{p1}}}}{1 - B} \quad (5.12)$$

Na rys. 5.4 podano rodzinę charakterystyk, ilustrujących zależność sygnału zakłócającego w prądzie hamującym od wielkości $t : T_{T1}$ oraz od wartości współczynnika B . Omawiane krzywe określono przy współczynniku stabilizacji zabezpieczenia $K_H = 0,5$. Znając stałą czasową przekładnika T_{T1} i stałą czasową obwodu pierwotnego (T_H), można z rys. 5.4 wyznaczyć przebieg $S_H = f(t)$.



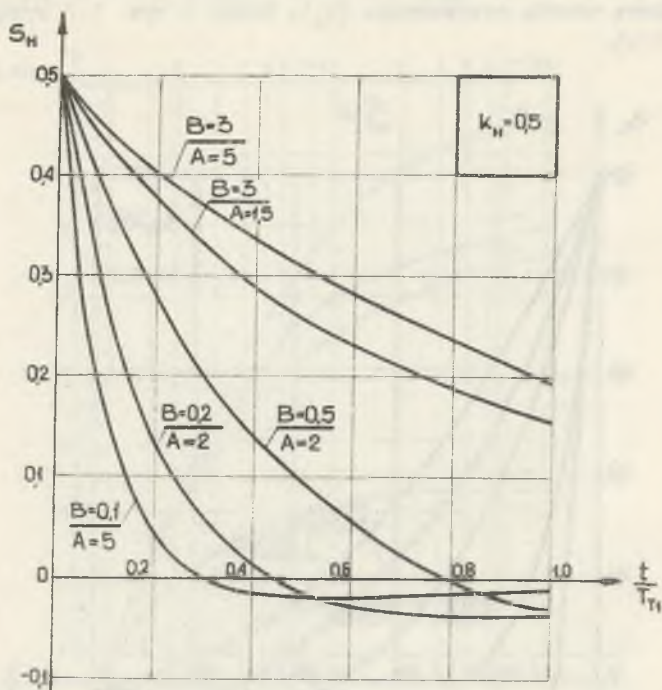
Rys. 5.4. Charakterystyki $S_H = f\left(\frac{t}{T_{T1}}\right)$ dla różnych wartości współczynnika B w przypadku stabilizacji jednostronnej

W przypadku stabilizacji dwustronnej, wyrażenie na sygnał nieokresowy w prądzie hamującym wyznacza się, wprowadzając wyrażenia (5.5) i (5.6) do wzoru (5.3). Po uporządkowaniu otrzymuje się równość

$$S_H = \frac{K_H}{2} \left[\left(\frac{1}{1-B} + \frac{A}{A-B} \right) e^{-\frac{t}{BT_{T1}}} - \frac{B}{1-B} e^{-\frac{t}{T_{T1}}} - \frac{B}{A-B} e^{-\frac{t}{AT_{T1}}} \right]. \quad (5.13)$$

Na rys. 5.5 podano rodzinę charakterystyk $S_H = f\left(\frac{t}{T_{T1}}\right)$ dla różnych wartości A i B , opracowaną dla współczynnika stabilizacji $K_H = 0,5$.

Z charakterystyk wynika, że w przypadku małych wartości wielkości B sygnał nieokresowy S_H stosunkowo szybko zanika.



Rys. 5.5. Rodzina charakterystyk $S_H = f(\frac{t}{T_H})$ dla różnych wartości współczynników A i B w przypadku stabilizacji dwustronnej

5.1.2. Dynamiczne własności komparatora

Przedstawiając przebiegi bezwzględnych wartości sygnałów zakłócających S_R i S_H dla określonych wartości współczynników A, B i K_H na wspólnym rysunku, można wyznaczyć przedział czasowy, w którym zachodzi nierówność

$$|S_R| \geq |S_H|. \quad (5.14)$$

Stan taki jest wyznaczony przez punkty przecięcia się charakterystyk $S_R = f(\frac{t}{T_H})$ i $S_H = f(\frac{t}{T_H})$, jak to przykładowo pokazano na rys. 5.6.

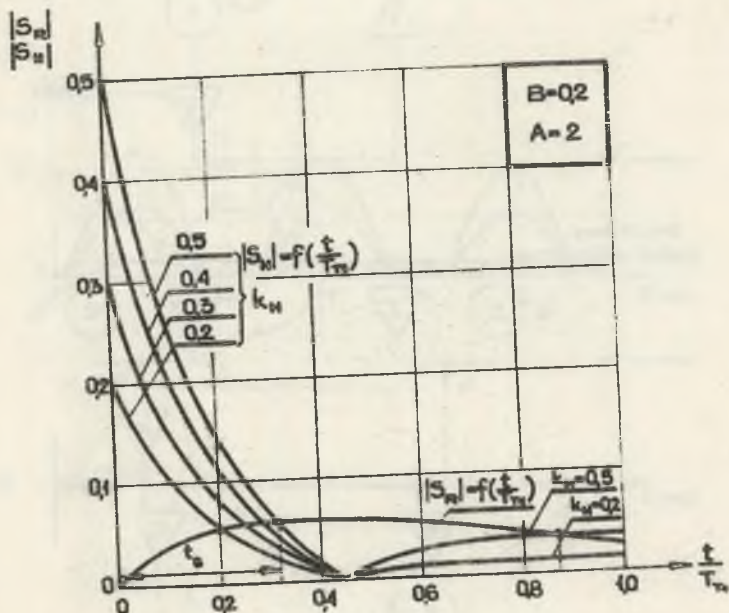
Spełnienie nierówności (5.14) nie jest jeszcze równoznaczne z błędnym zadziałaniem komparatora. W rzeczywistych warunkach zwarciovych w obwodzie hamującym, poza zanikającym sygnałem nieokresowym, występuje bowiem składowa symetryczna prądu zwarciovego, która przeciwdziała rozruchowi

komparatora. Zakładając, że przekładniki wejściowe W_{Δ} i W_H komparatora (rys. 5.1) wiernie odwzorowują sygnały wejściowe, zadziałanie analizowanego komparatora wystąpi dopiero wtedy, gdy spełniony będzie warunek

$$|S_R| - |S_H| > |S_{HU}|, \quad (5.15)$$

gdzie

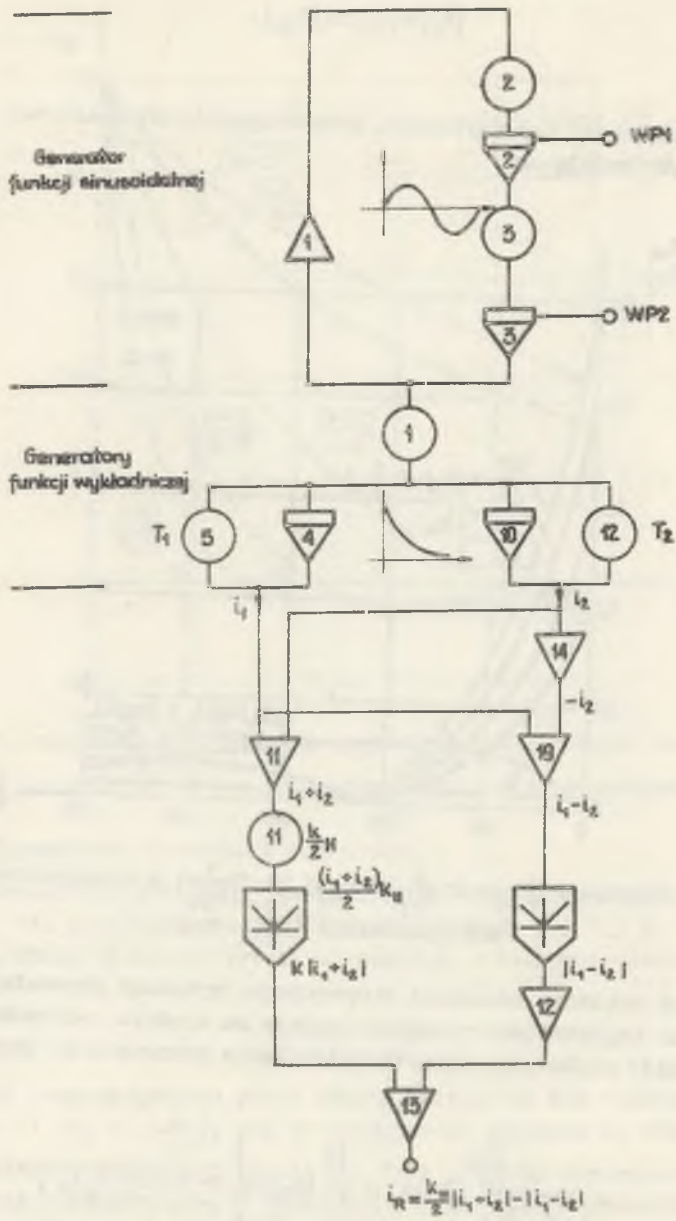
S_{HU} - sygnał hamujący użyteczny, proporcjonalny do składowej okresowej prądu hamującego.



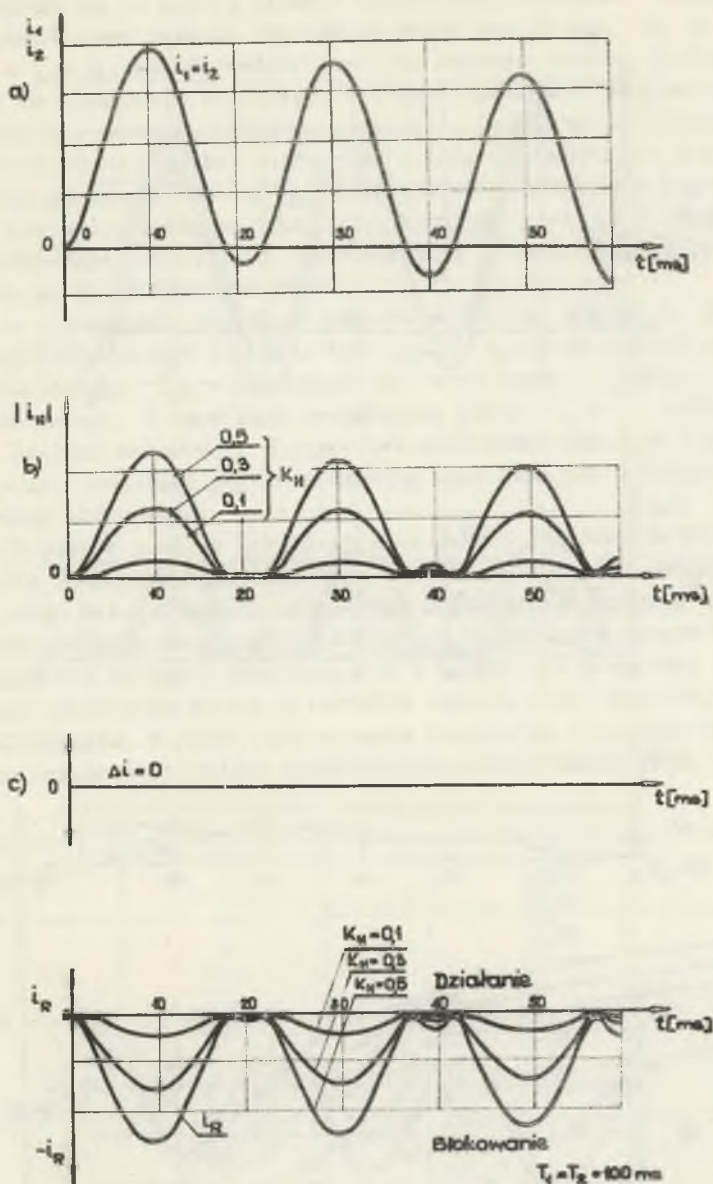
Rys. 5.6. Przebiegi $|S_R| = f(\frac{t}{T_m})$ i $|S_H| = f(\frac{t}{T_m})$ w komparatorze amplitudy zabezpieczenia różnicowego

Ponieważ wskaźnik równowagi komparatora, wykonany przeważnie w postaci przekładnika magnetoelektrycznego, reaguje na średnie wartości porównywanych sygnałów prądowych, warunek zadziałania komparatora jest określony związkiem

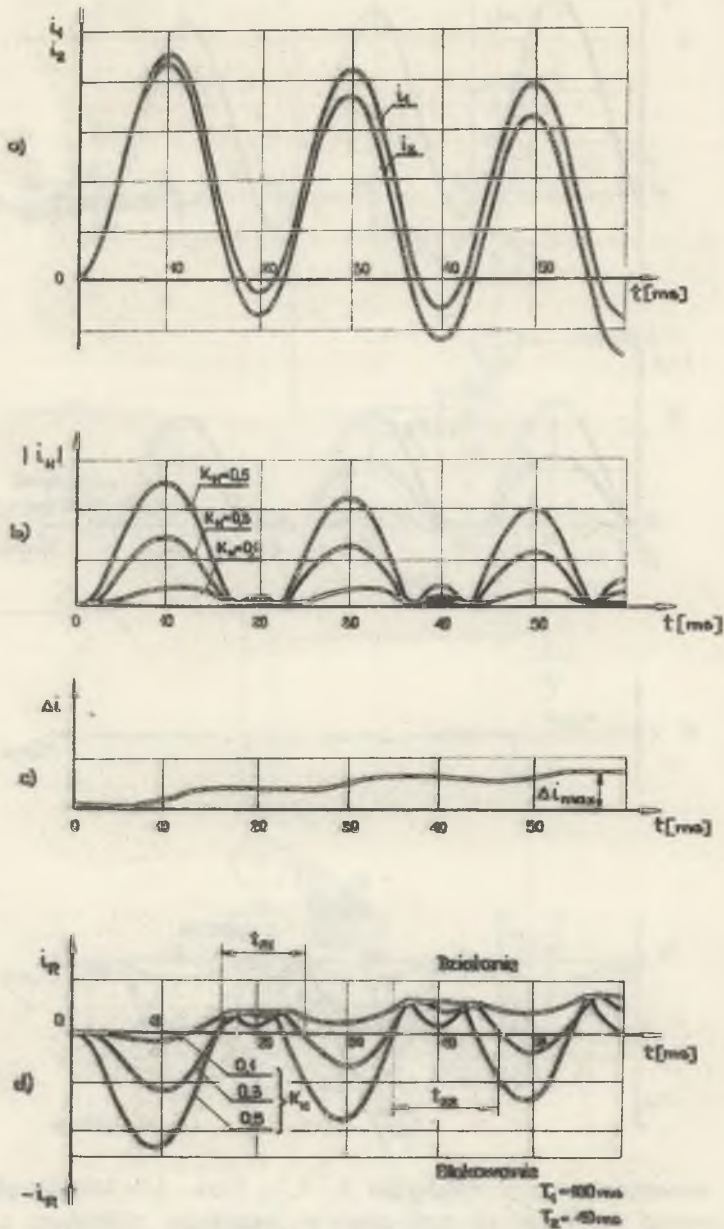
$$\frac{1}{t_2 - t_1} \left[\int_{t_1}^{t_2} |S_R| dt - \int_{t_1}^{t_2} |S_H| dt \right] > 0,638 K_H T_m, \quad (5.16)$$



Rys. 5.7. Schemat analogowy układu różnicowego wraz z układami wymuszającymi



Rys. 5.8. Przebiegi prądów wtórnych: i_1 i i_2 (rys. a), hamującego i_H (rys. b), różnicowego Δi (rys. c) oraz prądu we wskaźniku równowagi i_R (rys. d),
 gdy $T_{T1} = T_{T2} = 100$ ms



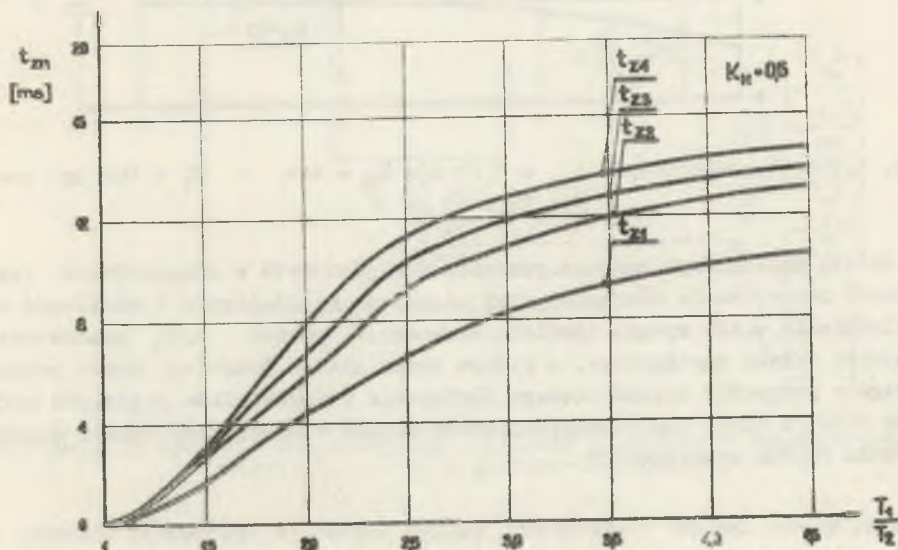
Rys. 5.9. Przebiegi prądów wtórnych układu różnicowego dla przypadku, gdy $T_1 = 100 \text{ ms}$, $T_2 = 40 \text{ ms}$

w którym wyrażenie po prawej stronie nierówności odpowiada średniej wartości wyprostowanego sygnału okresowego prądu hamującego za n okresów (gdzie $n = 1, 2, 3, \dots, m$). Oczywiście jest, że analizę wzoru (5.16) należy ograniczyć do przedziału czasowego, w którym spełniony jest związek (5.15).

Przedstawiona metoda analitycznego badania wrażliwości komparatora na sygnały nieokresowe może być zastąpiona metodą analogową. Na rys. 5.7 podano schemat analogowy omawianego komparatora, na podstawie którego można wyznaczyć następujące prądy: różnicowy, hamujący oraz prąd płynący przez wskaźnik równowagi komparatora. Założono przy tym, że wszystkie elementy komparatora są elementami liniowymi.

Rys. 5.8 przedstawia przebiegi prądów: i_1, i_2 - płynących po obydwu stronach zabezpieczonego obiektu; hamującego i_H przy różnych współczynnikach stabilizacji K_H ; różnicowego Δi oraz prądu i_R płynącego przez wskaźnik równowagi. W omawianym przykładzie prądy i_1 i i_2 zanikają z tymi samymi stałymi czasowymi, dlatego też prąd różnicowy $i_R = 0$ (rys. 5.8c). Przez wskaźnik równowagi płynie całkowity prąd hamujący i komparator działa w kierunku blokowania.

Rys. 5.9 podaje podobne przebiegi z tą jednak różnicą, że stałe czasowe zanikania składowych nieokresowych w prądach i_1 i i_2 posiadają różne wartości, stąd też w obwodzie różnicowym pojawia się sygnał. Pociąga to za sobą występowanie we wskaźniku równowagi komparatora prądu i_R , posiadającego zarówno wartości dodatnie, jak i ujemne; w pierwszej fazie po wystąpieniu zakłócenia dominują wartości ujemne, stąd tendencje komparatora do blokowania. W miarę upływu czasu komparator może zadziałać, zwłaszcza przy małych wartościach współczynnika stabilizacji (por. rys. 5.9d).

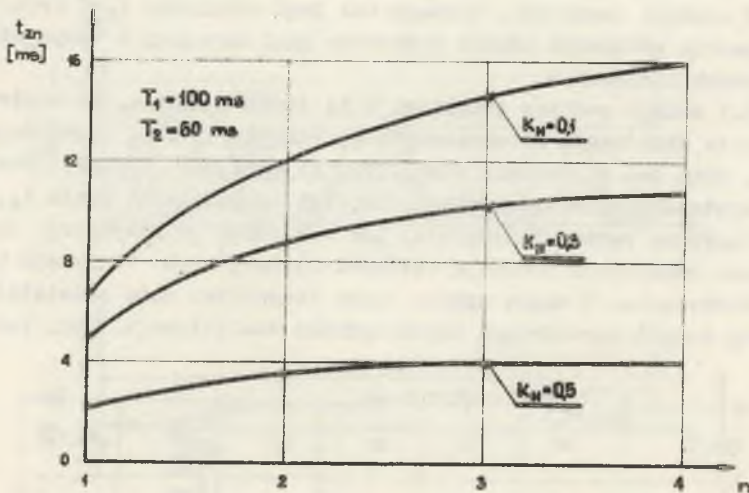


Rys. 5.10. Charakter styki $t_{zm} = f(I_1; I_2)$ dla różnych półokresów prądu i_1

Orientacyjnym wskaźnikiem możliwości błędnego działania komparatora może być czasokres t_{zn} ($n = 1, 2, 3$), w którym prąd i_R w n -tej pólce przyjmuje wartości dodatnie. Jednoznaczny wskaźnik rozruchu lub blokowania komparatora pozostaje jednak dla komparatorów mostkowych średnia wartość prądu i_R za okres.

Rys. 5.10 podaje charakterystyki, ilustrujące zmiany t_{zn} dla $n=1, 2, 3$ i 4 w zależności od stosunku stałych czasowych $T_1 : T_2$ prądów i_1 i i_2 i przy $K_H = 0,5$. Wynika z nich, że nawet przy dużych różnicach pomiędzy stałymi czasowymi, czas t_{zn} , w którym komparator mógłby zadziałać, jest rzędu 15 ms, co dla konwencjonalnych zabezpieczeń elektromechanicznych nie jest groźne, natomiast komparatory szybkich zabezpieczeń statycznych mogłyby w tym czasie zadziałać.

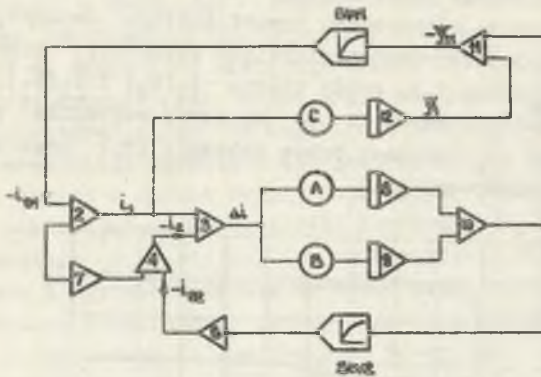
Rys. 5.11 podaje charakterystyki $t_{zn} = f(K_H)$ przy określonym stosunku stałych czasowych.



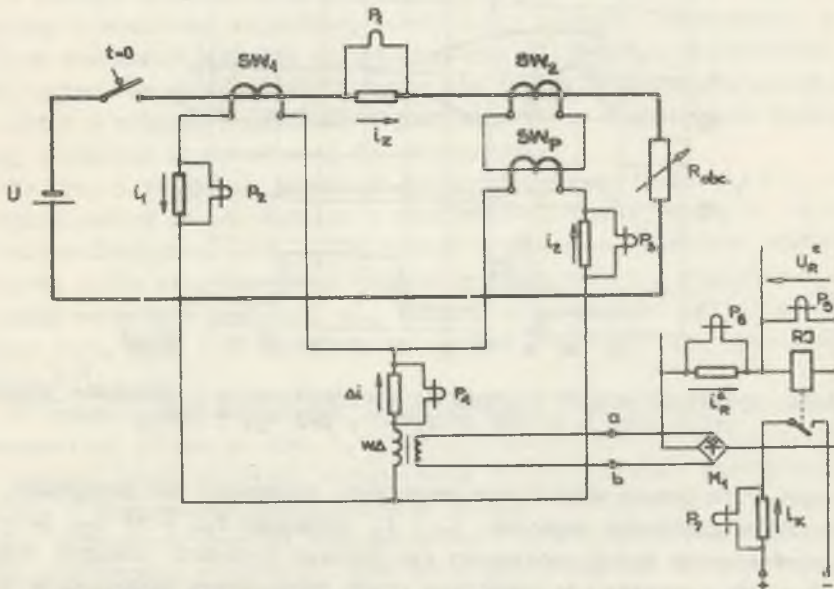
Rys. 5.11. Charakterystyki $t_{zn} = f(n)$ dla $K_H = \text{var.}$ i $T_1 = 100$ ms oraz $T_2 = 60$ ms

Zaletą analogowego badania procesów przejściowych w komparatorze jest łatwość odwzorowania charakterystyk elementów nieliniowych i możliwość uwzględnienia w ten sposób zjawiska nasycenia. Rysunek 5.12 przedstawia przykład układu analogowego, w którym można zbadać przebieg prądu różnicowego w przypadku niejednakowego obciążenia przekładników prądowych głównych SW_1 i SW_2 lub z uwzględnieniem różnic w charakterystykach magnesowania obydwu przekładników.

Dla potwierdzenia wyników analizy teoretycznej, dotyczącej sygnałów nieokresowych w prądzie różnicowym, przeprowadzono serię badań modelowych w układzie pomiarowym z rys. 5.13.



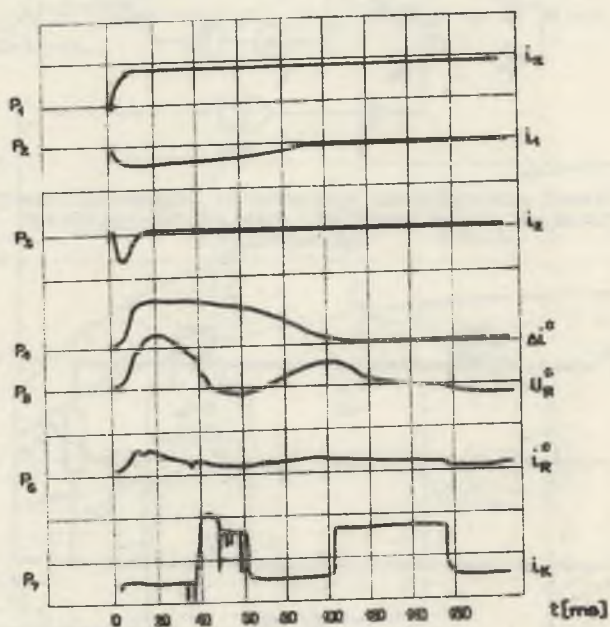
Rys. 5.12. Schemat analogowy do wyznaczania prądu różnicowego z uwzględnieniem nieliniowych charakterystyk napięciowo-prądowych przekładników głównych



Rys. 5.13. Układ pomiarowy do modelowego wyznaczania wpływu sygnału nieokresowego w obwodzie różnicowym na działanie wskaźnika równowagi komparatora; $P_1 \dots P_7$ - pętlice oscylografu

W obwodzie pierwotnym wymuszono sygnał stałoprądowy odpowiadający składowej nieokresowej prądu pierwotnego o stałej czasowej $T_n = \infty$. Poziom sygnał

ku regulowano za pomocą rezystancji obciążenia R_{obc} . Obydwa przekładniki prądowe główne SW_1 i SW_2 były jednakowego typu i o identycznych charakterystykach napięciowo-prądowych. Dla zróżnicowania stałych czasowych zanikania składowych nieokresowych i_1 i i_2 , do obwodu wtórnego przekładnika SW_2 włączono przekładnik pośredniczący SW_p ; układ taki odpowiada w zupełności zabezpieczeniu różnicowemu transformatora dwunazwojenowego. Za pomocą oscylografu rejestrowano następujące przebiegi: prąd w obwodzie pierwotnym i_z (pętlica P_1), prądy wtórne $i_1(P_2)$ i $i_2(P_3)$, prąd w obwodzie różnicowym $\Delta i(P_4)$, napięcie U_R na cewce wskaźnika równowagi komparatora (P_5), prąd i_R płynący przez wskaźnik (P_6) oraz zachowanie się zestyku wskaźnika równowagi (P_7).



Rys. 5.14. Przebiegi prądów i napięcia zarejestrowane w układzie pomiarowym z rys. 5.13 dla przypadku, gdy $T_{T1} = 10T_{T2}$

Na rys. 5.14 podano wymienione przebiegi, otrzymane dla przypadku, gdy stałe czasowe zanikania sygnałów i_1 i i_2 wynoszą: $T_{T1} = 10 T_{T2}$ ($A = 10$). Z przeprowadzonych badań modelowych dla różnych wartości stałych czasowych T_{T1} i T_{T2} wynika, że przebiegi prądu różnicowego odpowiadają w zasadzie przebiegom, otrzymanym na podstawie analizy teoretycznej. Pewne różnice w kształcie krzywej prądu i_R wynikają z dynamicznego oddziaływania cewki przekaźnika magnetoelektrycznego, wykorzystanego jako wskaźnika równowagi komparatora.

5.2. Komparatory członów impedancyjnych i kierunkowych

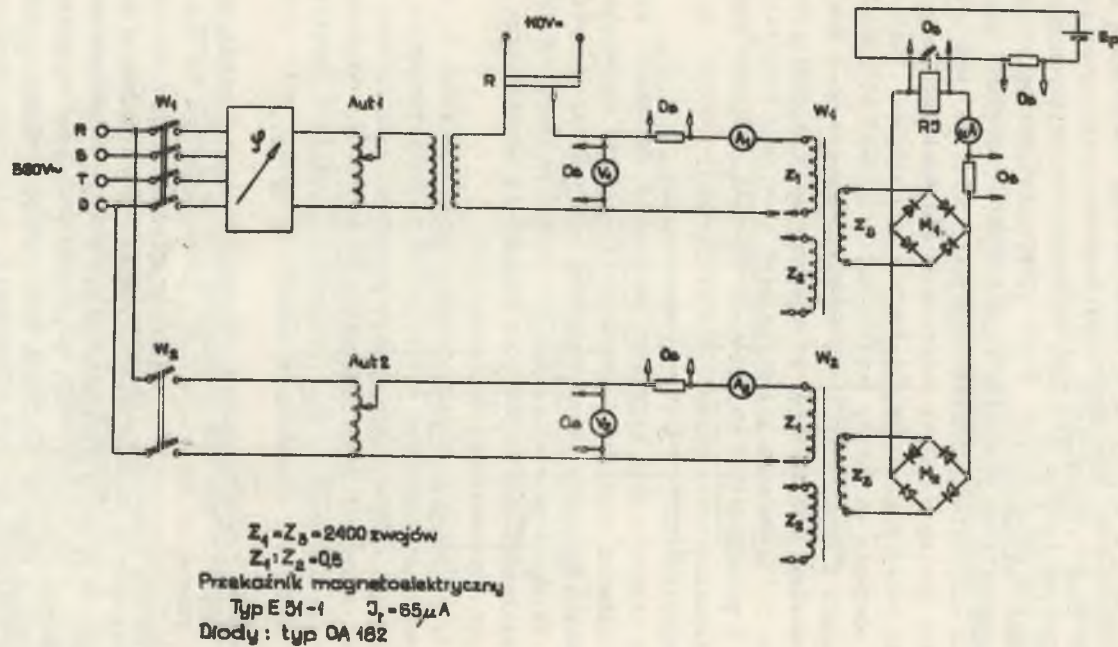
Komparatory członów impedancyjnych, zasilane z przekładników prądowych i napięciowych zabezpieczonego obiektu, są narażone na to, że podczas procesów przejściowych w sygnałach wejściowych mogą się pojawić zarówno składowe nieokresowe jak oscylacyjne. Amplitudy oraz stałe czasowe zanikania tych składowych są zależne od wielu czynników, określonych właściwościami przekładników pomiarowych (por. w pkt 3.3), konfiguracją obwodów wtórnych rodzajami i charakterem elementów wejściowych i głównych komparatora, itp. Uwzględnienie wszystkich czynników nie jest ani łatwe ani w tym wypadku celowe. Chodzi bowiem o ogólne rozpoznanie wpływu takiego czy innego rodzaju sygnału zakłócającego na działanie komparatorów. Stąd też zdecydowano się na odejście od zasady analizy matematycznej stosowanej w poprzednich rozdziałach i ograniczenie się do badań modelowych i analogowych.

Badania modelowe komparatorów przeprowadzono w układzie pomiarowym podanym na rys. 5.15. Badanym elementem jest klasyczny komparator nieliniowy zasilany z przekładników wejściowych W_1 i W_2 . Żądane charakterystyki rozruchowe uzyskano przez odpowiednie skojarzenie uzwojeń Z_1 i Z_2 przekładników wejściowych.

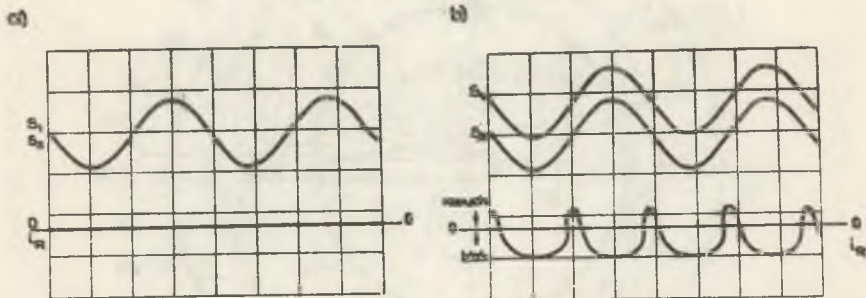
W podanym układzie poza sygnałami okresowymi wymuszano sygnał stałoprądowy w wielkości wejściowej powodującej rozruch komparatora, szukając w tych warunkach kształtu charakterystyki rozruchowej komparatora. Założono zatem, że składowa nieokresowa nie zanika w czasie. Przyjęto ponadto, że jedna z wielkości mierzonych jest całkowicie asymetryczna względem drugiej wielkości doprowadzonej do komparatora.

Na rys. 5.16 podano przebiegi porównywanych wielkości S_1 i S_2 w komparatorze członu impedancyjnego o stacjonarnej charakterystyce rozruchowej pełnoimpedancyjnej. Rys. 5.16a podaje przebiegi symetryczne, natomiast rysunkowi 5.16b odpowiada stan całkowitej asymetrii S_1 względem S_2 . W omawianych warunkach argument φ_{12} między symetrycznymi przebiegami jest równy zeru. Rys. 5.17 przedstawia podobne przebiegi dla przypadku, gdy $\varphi_{12} = 45^\circ$.

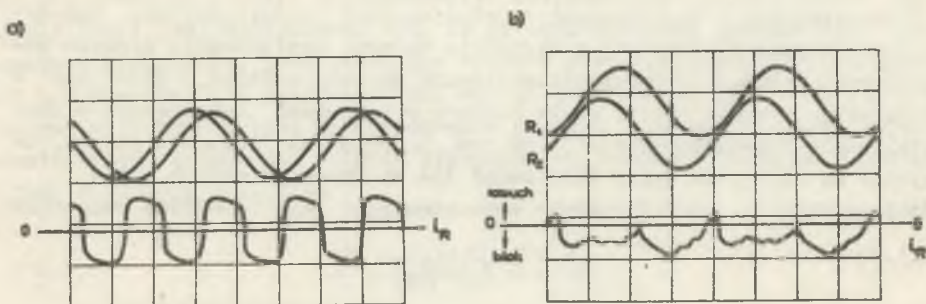
W wyniku przeprowadzonych badań uzyskano charakterystykę rozruchową komparatora podaną na rys. 5.18 linią przerywaną (3). Na tym samym rysunku podano charakterystyki otrzymane na podstawie badań analogowych (krzywa 2). Z otrzymanych charakterystyk wynika, że zawartość w jednej z wielkości mierzonych sygnału stałoprądowego, powodującej całkowitą asymetrię względem drugiej wielkości, jest przyczyną poważnego ograniczenia względnie rozszerzenia obszaru działania komparatora. Charakter zmiany obszaru działania (ograniczenie lub rozszerzenie) zależy przy tym od tego, czy sygnał stałoprądowy zawarty jest w wielkości powodującej rozruch czy też w wielkości blokującej. Wartość prądu i_R przy której następuje rozruch



Rys. 5.15. Układ pomiarowy do badań modelowych komparatorów członów impedancyjnych i kierunkowych

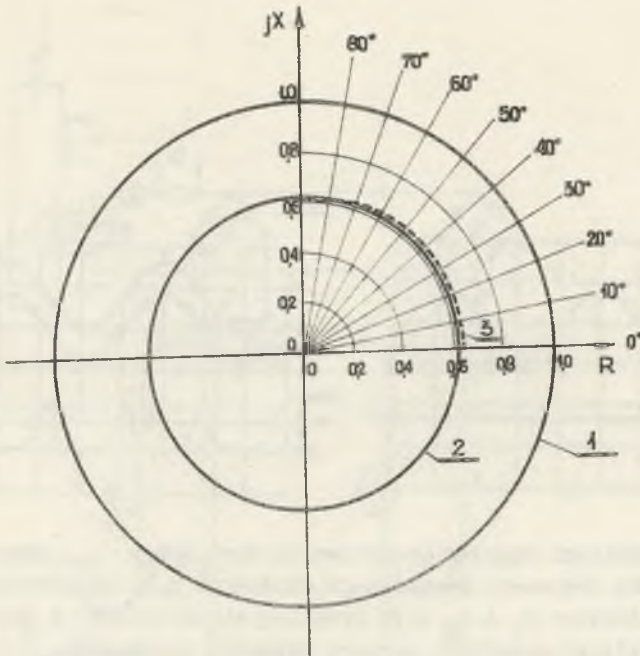


Rys. 5.16. Przebiegi sygnałów wejściowych oraz prądu i_R , płynącego przez cewkę wskaźnika równowagi komparatora otrzymane z badań modelowych; $\varphi_{12}=0$
 a) sygnały wejściowe S_1 i S_2 mają przebieg sinusoidalny o częstotliwości podstawowej; b) sygnał S_1 zawiera składową nieokresową - $T_B = \infty$



Rys. 5.17. Przebiegi sygnałów wejściowych oraz prądu i_R otrzymane z badań modelowych; $\varphi_{12} = 45^\circ$
 a) sygnały S_1 i S_2 mają przebieg sinusoidalny; b) sygnał S_1 zawiera składową stałoprądową

komparatora, nie zależy przy tym od kąta φ_{12} pomiędzy porównywanymi wielkościami.



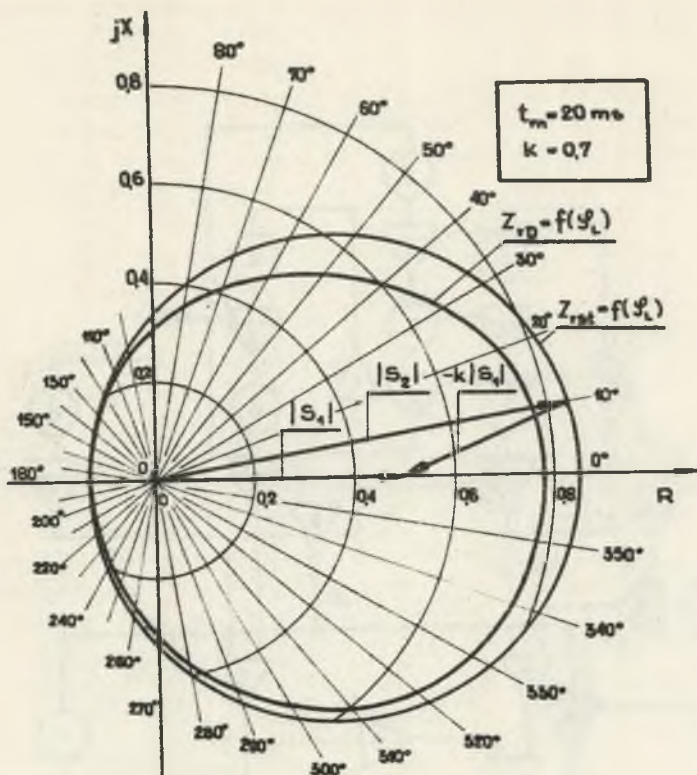
Rys. 5.18. Charakterystyki rozruchowe komparatora porównującego sygnały S_1 i S_2

1 - charakterystyka stacjonarna; 2 - charakterystyka dynamiczna otrzymana na podstawie badań analogowych, 3 - charakterystyka dynamiczna otrzymana na podstawie badań modelowych

W komparatorze o charakterystyce stacjonarnej konduktancyjnej względnie impedancyjno-kierunkowej w kształcie okręgu, występowanie sygnału stałoprądowego powoduje również odkształcenie charakterystyki, choć nie w tak poważnym stopniu jak to miało miejsce w przypadku komparatora o charakterystyce pełnoimpedancyjnej. Na rys. 5.19 podano charakterystyki, otrzymane na podstawie badań modelowych dla warunków opisanych wyżej. W danym przypadku charakterystyka konduktancyjna jest określona związkiem

$$|S_1 - K S_2| = |S_1|, \quad (5.17)$$

w którym współczynnik $K = 0,7$. Podobne wyniki można uzyskać za pomocą badań analogowych w układzie z rys. 5.20.

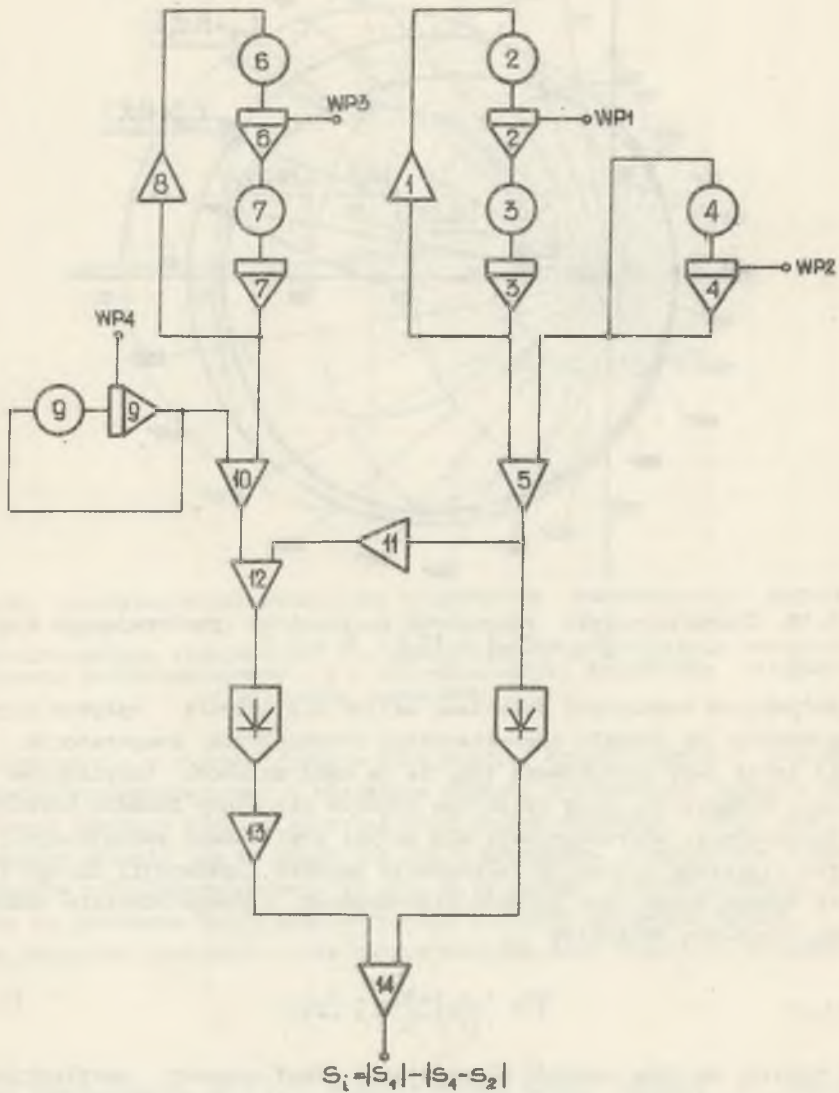


Rys. 5.19. Charakterystyki rozruchowe komparatora porównującego sygnały $|S_1 - KS_2|$ i $|S_1|$; $K = 0,7$

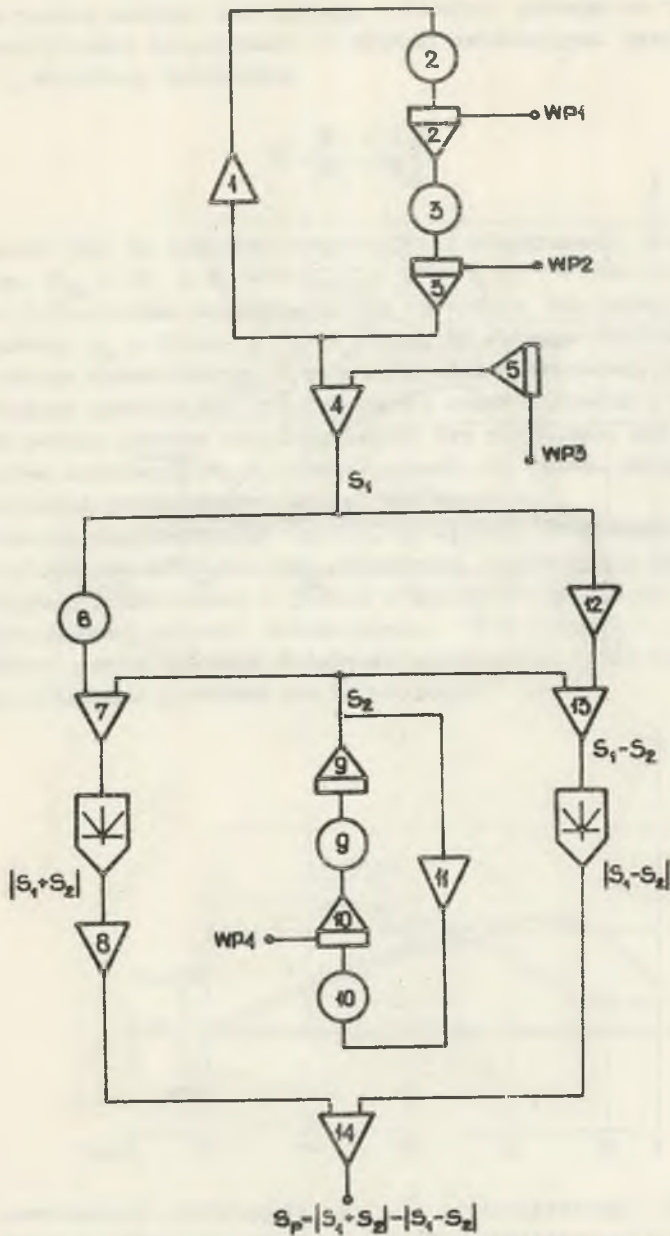
W dotychczas omawianych badaniach zajęto się jedynie wpływem sygnału stałoprądowego na kształt charakterystyk rozruchowych komparatorów. Podejście takie jest umotywowane tym, że na ogół składowe oscylacyjne występujące w napięciu, przy właściwym wyborze struktury obwodów elektrycznych komparatora, charakteryzują się małymi amplitudami początkowymi, nie mającymi większego wpływu na fałszowanie pomiaru impedancji. Innego traktowania wymaga komparator członów kierunkowych, którego równanie równowagi jest określone związkiem

$$|S_1 + S_2| = |S_1 - S_2| \quad (5.18)$$

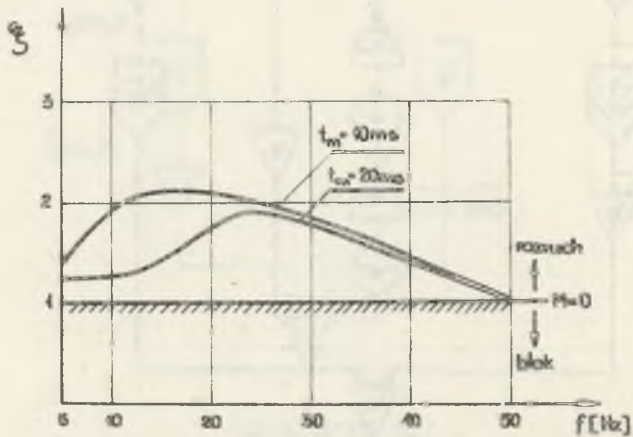
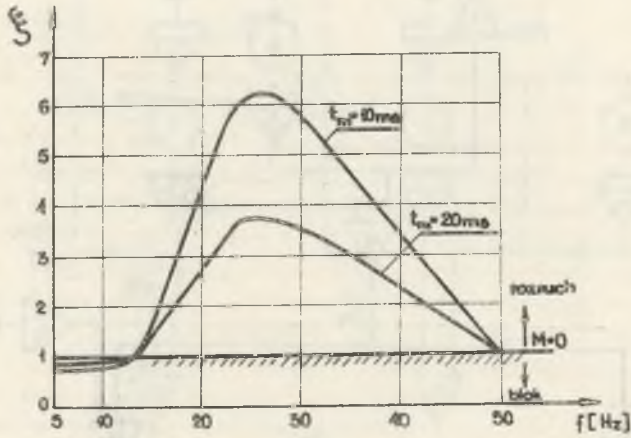
Ze względu na dużą czułość komparatora, nawet sygnały oscylacyjne o nieznacznej amplitudzie mogą wpłynąć na niewłaściwe działanie komparatora. Zakładając, że analizowany komparator jest zasilany z pojemnościowego przekładnika napięciowego, który zostaje zwarty bezpośrednio na zaciskach



Rys. 5.20. Schemat analogowy komparatora o stacjonarnej charakterystyce konduktancyjnej lub impedancyjno-kierunkowej wraz z układowi wymuszającymi



Rys. 5.21. Schemat analogowy komparatora o charakterystyce kierunkowej



Rys. 5.22. Charakterystyki $S = f(f)$ komparatora kierunkowego

- a) S_1 - sygnał o częstotliwości 50 Hz; S_2 - sygnał oscylacyjny ($T_{OB} = \infty$)
 b) S_1 - sygnał sinusoidalny asymetryczny ($T_B = \infty$), S_2 - sygnał oscylacyjny ($T_{OB} = \infty$)

pierwotnych, można pominąć istnienie składowej użytecznej o częstotliwości podstawowej i przyjąć, że w skutek procesów przejściowych występuje tylko przebieg oscylacyjny (por. pkt 3.3.2.2).

Badanie wpływu sygnałów zakłócających na omawiany komparator przeprowadzono za pomocą maszyny analogowej, w układzie podanym na rys. 5.21. Za wskaźnik wrażliwości komparatora na sygnały zakłócające przyjęto współczynnik ξ , określony związkiem

$$\xi = \left| \frac{S_1 + S_2}{S_1 - S_2} \right|. \quad (5.19)$$

Założono przy tym, że sygnały: oscylacyjny i nieokresowy nie zanikają w czasie (tzn. $T_{os} = \infty$ i $T_a = \infty$).

Na rys. 5.22a podano charakterystyki $\xi = f(f)$ dla dwóch czasów pomiaru komparatora: $t_m = 10$ ms i $t_m = 20$ ms, do którego doprowadzono sygnał S_1 o przebiegu sinusoidalnym i częstotliwości podstawowej 50 Hz oraz sygnał S_2 , będący przebiegiem oscylacyjnym o częstotliwości $5 \text{ Hz} < f < 50 \text{ Hz}$. Rys. 5.22b podaje podobne charakterystyki dla przypadku, gdy sygnał S_2 jest sygnałem oscylacyjnym, natomiast sygnał S_1 poza składową okresową o częstotliwości 50 Hz zawiera sygnał stałoprądowy.

Z porównania charakterystyk wynika, że sygnały oscylacyjne o częstotliwościach mniejszych od 50 Hz mogą spowodować zadziałanie komparatora. Udział składowej nieokresowej w jednym z sygnałów wejściowych wpływa na zmianę bezwzględnej wartości współczynnika ξ i ponadto - co jest bardziej istotne - ukierunkowuje działanie komparatora tylko do jednej strefy obszaru działania (rozruch lub blokowanie).

6. WNIOSKI

Uzyskane rezultaty badań pozwalają na sformułowanie następujących wniosków:

1. Występowanie w pierwotnym prądzie zwarciovym składowej nieokresowej może być przyczyną znacznego rozrzutu charakterystyk rozruchowych komparatorów amplitudy zastosowanych jako człony impedancyjne zabezpieczeń odległościowych.
Z przeanalizowanych trzech typów komparatorów najbardziej wrażliwy na sygnały nieokresowe jest komparator całkujący, który w skrajnie niekorzystnych chwilach występowania zwarcia (określonych w analizie wartością kąta δ) może powiększyć obszar działania w stosunku do obszaru wyznaczonego charakterystyką stacjonarną. Powiększenie obszaru działania komparatora w stanach przejściowych może stać się przyczyną niewyborczego wyłączenia chronionej linii w warunkach występowania zwarc na dalszych odcinkach ciągu linii elektroenergetycznej (por. rys.4.33).
Komparatory reagujące na średnie lub szczytowe wartości porównywanych napięć pod wpływem sygnałów nieokresowych mogą co najwyżej zadziałać z pewnym opóźnieniem, wynikającym ze zredukowania obszaru działania komparatora, wyznaczonego przez charakterystykę rozruchową.
2. Komparatory o charakterystykach stacjonarnych impedancyjno-kierunkowych (typu MHO) w kształcie okręgu, przechodzącego przez początek układu współrzędnych impedancji zespolonej, nie tracą właściwości kierunkowej pod wpływem składowej nieokresowej pierwotnego prądu zwarciovego. Dynamiczna charakterystyka rozruchowa również przechodzi przez początek układu współrzędnych, a kształt charakterystyki z kołowej przechodzi na elipsę względnie dwie elipsy nadchodzące na siebie, zależnie od rodzaju komparatora, efektem czego są zmiany obszaru działania komparatorów, opisane w pkt 1 niniejszych wniosków.
3. Podatność na sygnały nieokresowe komparatorów kierunkowych, porównujących sumę wyprostowanych napięć u_M i u_L z różnicą tych napięć zależy i w tym przypadku od rodzaju komparatora. Najbardziej niekorzystne cechy dynamiczne wykazuje komparator całkujący, który podczas procesów przejściowych może zostać zorientowany zarówno w kierunku rozruchu jak i blokowania komparatora. Oznacza to, że w skrajnie niekorzystnych wa-

runkach może dojść do wyłączenia chronionego obiektu, kiedy do wyłączenia dojść nie powinno lub komparator zostanie zablokowany w przypadkach, gdy zakłócenie wystąpi w strefie działania komparatora.

Komparatory reagujące na średnie lub szczytowe wartości porównywalnych wielkości będą miały tendencje do blokowania. Osobliwością tych komparatorów jest ich niewrażliwość na sygnały nieokresowe w przypadkach szczególnych, gdy argumenty $\varphi_H = 90^\circ$ i $\varphi_L = 0$ lub gdy $\varphi_H = 180^\circ$ a $\varphi_L = 90^\circ$.

4. Przyjęcie do analizy skrajnie niekorzystnych warunków pracy komparatorów, przez założenie, że stała czasowa nieokresowa pierwotnego prądu zwarcia $T_n = \infty$, doprowadziło do uzyskania maksymalnych rozrzutów charakterystyk rozruchowych. W rzeczywistych warunkach zwarciovych wpływ tej składowej będzie łagodniejszy, zwłaszcza w liniach dłuższych - rzędu kilkudziesięciu lub kilkuset kilometrów. Wynika to z przebiegu stałej czasowej zanikania składowych nieokresowych prądu zwarciovego w zależności od stosunku $X : R$ obwodu zwarciovego [17; 18].
5. Występowanie sygnałów oscylacyjnych w napięciu, doprowadzonym do komparatora członów kierunkowych, może być powodem niewłaściwego działania komparatora. Wpływ składowych oscylacyjnych jest tym większy, im niższa jest częstotliwość tych przebiegów. Ponieważ podczas zwarcia bezpośrednio w miejscach zainstalowania przekładników napięciowych pojemnościowych, mogą wystąpić przebiegi oscylacyjne o częstotliwościach 6-25 Hz (por. w pkt 3.3.2.2), istnieją warunki do niewybiórczego działania członów kierunkowych. Niewybiórcze działanie może przy tym polegać na blokowaniu lub rozruchu, zależnie od częstotliwości.
6. Możliwości błędnego działania podczas zwarcia zewnętrznych komparatorów zabezpieczeń różnicowo-prądowych pod wpływem składowych nieokresowych, zależą w dużym stopniu od stałych czasowych przekładników prądowych. W przypadku idealnym, gdy stałe czasowe obydwu grup przekładników prądowych, zainstalowanych z jednej i drugiej strony zabezpieczanego obiektu, są takie same, prąd różnicowy o charakterze nieokresowym nie wystąpi. Niejednakowe obciążenie wtórne i różnice w stałych czasowych przekładników stwarzają warunki do niewybiórczego działania komparatorów. Wyprowadzone zależności matematyczne oraz opracowany program analogowy umożliwiają ocenę wrażliwości analizowanego komparatora na sygnały nieokresowe, w zależności od stałych czasowych przekładników prądowych zasilających komparator, od wartości współczynnika stabilizacji i stałej czasowej zanikania składowej nieokresowej pierwotnego prądu zwarciovego.

LITERATURA

1. Bogncki A., Pilch Z., Winkler W., Korponay K.: Die Übertragung von hochfrequenten Schwingungen durch Spannungswandler. Bulletin SEV nr 12, 1971, str. 589-594.
2. Bogncki A., Winkler W., Wróblewski J.: Procesy przejściowe w napięciowych członach wejściowych elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej. Prace Naukowe Instytutu Energoelektryki Pol. Wrocławskiej nr 17, 1972, str. 3-21.
3. Bay H., Halama W., Joeller H., Zahorka R.: Verhalten von Stromwandlern und Distanzschutzrelais bei Kurzschlussströmen mit Gleichstromglied, ETZ-A nr 5, 1967, str. 113-120.
4. Arnould J.: The current wave in an amplitude comparison relay; Report CIGRE nr 31-10, 1968, str. 1-13.
5. Fabrikant W.: Osnovy teorii pastrojenijsa izmeritelnyh organow rielejnoj zaszczyty i awtomatiki, Izd. Wysszaja Szkoła, 1968 - Moskwa.
6. Gertsch G., Antolic K., Gyax F.: Transformsteuers - condensateurs de tension et relais de protection. Raport CIGRE nr 31-14, 1968.
7. Gray C., Mustaphi K.: Transient response of networks employed in protective relaying. Proceed. I E E nr 8, 1969, str. 1349-1355.
8. Mathews P., Mellist R.: Transients in distance protection. Proceed. I, E, E, nr 2, 1963, str. 407-418.
9. Perez-Cavero L., Wright A.: Simulation of power - system fault current and voltages for protective - equipment testing. Proceed. I E E nr 11, 1972, str. 1604-1610.
10. Pilch Z., Winkler W.: Wpływ pojemności linii najwyższych napięć na charakter i rozmiar składowych swobodnych w punkcie zabezpieczeniowym. Zeszyty Naukowe Pol. Śl. Elektryka nr 28, 1970, str. 41-55.
11. Pohl M., Schröder H.: Einfluss der Ausgleichsvorgänge in kapazitiven Spannungswandlern auf den Richtungsentscheid von Distanzschutzgeräten ETZ-A nr 4, 1969, str. 84-88.
12. Seguin L.: Untersuchungen über einem schnellen elektronischen Distanzschutz für Hochspannungsnetze. Dysertacja TU Berlin, 1964.
13. Túreli A.: Transient analysis of relay comparators. Prace Naukowe Inst. Energoelektryki Pol. Wrocławskiej nr 17, 1972, str. 118-136.
14. Ungrad H.: Probleme bei der Disposition statischer Schutzrelais. Dysertacja T.H. Wien, 1967.
15. Wedepohl L.: Własności przetworników i próby syntetyczne. Referat SEP, 1971, W-wa.
16. Winkler W.: Przenoszenie sygnału napięciowego przez pojemnościowe przekładniki napięciowe w warunkach zwarciovych linii najwyższych napięć. Prace doktorskie Pol. Śl., 1969.
17. Winkler W.: Stałe czasowe zanikania składowych niekresowych prądów przy jednofazowych zwarciach doziemnych w układach elektroenergetycznych. Energetyka nr 6, 1971, str. 195-198.

18. Winkler W., Przygodzki A.: Stałe czasowe zanikania składowych nieokresowych prądu zwarciovego w układach elektroenergetycznych. Zeszyty Naukowe Pol. Śl., Elektryka nr 31, 1971, str. 167-192.
19. Wiszniewski A.: Stany przejściowe przekładników oraz ich wpływ na działanie zabezpieczeń elektroenergetycznych. Praca doktorska Pol. Wrocławskiej, 1961.
20. Wiszniewski A.: Kilka uwag o kształtowaniu charakterystyk przekaźników opornościowych i kierunkowych. Przegl. Elektrot. nr 3, 1960, str. 94-97.
21. Wiszniewski A.: Improvement of current-transformer transient performance. Proceed. I, E, E, nr 5, 1972, str. 564-568.
22. Żydanowicz J.: Transients in power network relay protection during faults. Arch. Elektrot. nr 1, 1969, str. 69-80.
23. Żydanowicz J.: Wpływ składowej nieokresowej prądu zwarciovego na komparatory fazowe koincydencyjne do zabezpieczeń odległościowych. Arch. Elektrot. nr 2, 1969 str. 347-362.

Streszczenie

W pracy przeanalizowano charakter składowych swobodnych w prądzie i napięciu i ich wpływ na działanie dwuwęściowych komparatorów całkujących oraz komparatorów amplitudowych reagujących na średnie i szczytowe wartości porównywanych wielkości.

W szczególności zbadano wpływ składowej nieokresowej na kształt charakterystyk rozruchowych komparatorów stosowanych w zabezpieczeniach odległościowych i w członach kierunkowych. Dokonano oceny wpływu wtórnych sygnałów oscylacyjnych na działanie komparatorów stosowanych w członach kierunkowych.

Zbadano warunki niewybiorczego działania komparatorów, stosowanych w zabezpieczeniach różnicowo-prądowych, pod wpływem sygnałów nieokresowych w prądzie różnicowym.

INFLUENCE OF TRANSIENTS ON THE PERFORMANCE OF PROTECTIVE RELAYS BASED ON AMPLITUDE COMPARATORS

Summary

The nature of transient current and voltage signals and their influence on the behaviour of two-input integrating and amplitude comparators comparing the crest and mean values of the two signals are considered.

Particularly, the influence of the direct current component on the starting characteristic-form of comparators used in distance and directional relays have been investigated.

The influence of secondary oscillation signals on amplitude comparators for directional elements is analyzed.

There are examined the non-selectivity operation conditions of comparators used in differential protection caused by aperiodic signals in the differential current.

ВЛИЯНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ НА ДЕЙСТВИЕ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ С КОМПАРАТОРАМИ АМПЛИТУДЫ

Резюме

В работе рассмотрен характер свободных составляющих тока и напряжения и их влияние на действие двувходных интегрирующих компараторов и компараторов амплитуды реагирующих на средние и максимальные значения сравниваемых величин.

В особенности рассмотрено влияние аperiodической составляющей на формирование характеристик срабатывания компараторов применяемых в дистанционных реле и органах направления мощности.

Рассмотрены условия неселективного действия компараторов применяемых в дифференциально-токовых реле под влиянием аperiodических сигналов в управляющем токе.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ

ukazują się w następujących seriach:

- A. AUTOMATYKA
- B. BUDOWNICTWO
- Ch. CHEMIA
- E. ELEKTRYKA
- En. ENERGETYKA
- G. GÓRNICTWO
- H. HUTNICTWO
- IS. INŻYNIERIA SANITARNA
- JO. JĘZYKI OBCE
- MF. MATEMATYKA-FIZYKA
- M. MECHANIKA
- NS. NAUKI SPOŁECZNE
- O. ORGANIZACJA

Dotychczas ukazały się zeszyty
serii E.

Elektryka z. 1, 1954 r., s. 76, zł 9,10	Elektryka z. 31. 1971 r., s. 380, zł 23,50
Elektryka z. 2, 1956 r., s. 82, zł 11,—	Elektryka z. 32. 1972 r., s. 111, zł 8,—
Elektryka z. 3, 1956 r., s. 102, zł 14,50	Elektryka z. 33. 1972 r., s. 146, zł 10,—
Elektryka z. 4, 1957 r., s. 113, zł 21,75	Elektryka z. 34. 1972 r., s. 58, zł 5,—
Elektryka z. 5, 1959 r., s. 152, zł 20,—	Elektryka z. 35. 1972 r., s. 150, zł 10,—
Elektryka z. 6, 1960 r., s. 131, zł 23,45	
Elektryka z. 7, 1961 r., s. 42, zł 3,40	
Elektryka z. 8, 1961 r., s. 147, zł 11,30	
Elektryka z. 9, 1961 r., s. 128, zł 26,25	
Elektryka z. 10, 1961 r., s. 52, zł 3,90	
Elektryka z. 11, 1961 r., s. 128, zł 22,80	
Elektryka z. 12, 1962 r., s. 162, zł 12,20	
Elektryka z. 13, 1962 r., s. 127, zł 9,80	
Elektryka z. 14, 1963 r., s. 157, zł 9,40	
Elektryka z. 15, 1963 r., s. 58, zł 3,50	
Elektryka z. 16, 1963 r., s. 219, zł 11,40	
Elektryka z. 17, 1964 r., s. 272, zł 15,60	
Elektryka z. 18, 1964 r., s. 161, zł 8,30	
Elektryka z. 19, 1964 r., s. 119, zł 6,50	
Elektryka z. 20, 1966 r., s. 184, zł 13,—	
Elektryka z. 21, 1966 r., s. 263, zł 16,—	
Elektryka z. 22, 1967 r., s. 114, zł 7,—	
Elektryka z. 23, 1968 r., s. 113, zł 7,—	
Elektryka z. 24, 1969 r., s. 184, zł 10,—	
Elektryka z. 25, 1969 r., s. 134, zł 8,—	
Elektryka z. 26, 1969 r., s. 82, zł 5,—	
Elektryka z. 27, 1970 r., s. 341, zł 19,—	
Elektryka z. 28, 1970 r., s. 303, zł 16,50	
Elektryka z. 29, 1971 r., s. 150, zł 8,50	
Elektryka z. 30, 1971 r., s. 110, zł 7,50	

BIBLIOTEKA GŁÓWNA
Politechniki Śląskiej

P 3347 / 73

Cena zł 6.—