

P. 3347 / 77



**ZESZYTY
NAUKOWE
POLITECHNIKI
ŚLĄSKIEJ**

ELEKTRYKA

**Z. 57
GLIWICE
1977**



POLITECHNIKA ŚLĄSKA

ZESZYTY NAUKOWE

Nr 519

P. 3347/77

JÓZEF TRYNKIEWICZ

**SYNTEZA LINIOWYCH
KOMPARATORÓW AMPLITUDY**

PL ISSN 0072-4688

GLIWICE

1977

OPINIODAWCY

Prof. zw. dr hab. inż. Antoni Bogucki
Prof. dr hab. inż. Zygmunt Nowomiejski
Prof. zw. mgr inż. Jan Trojak

REDAKTOR NACZELNY WYDAWNICTW UCZELNIANYCH
POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ

Jan Bandrowski

REDAKTOR DZIAŁU

Zofia Cichowska

SEKRETARZ REDAKCJI

Jan Znamirowski

Wydano za zgodą
Rektora Politechniki Śląskiej

Dział Wydawnictw Politechniki Śląskiej
Gliwice, ul. Kujańska 2

Nakł. 80+151 Ark wyd. 6,44 Ark. druk. 6,8 Papier offsetowy kl. III 70x100, 70 g
Oddano do druku 26 3 1977 Podpis. do druku 27 5. 1977 Druk ukończ. w czerwcu 1977
Zam. 438/77 Cena zł 16,—

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

SPIS TREŚCI

| | Str. |
|---|------|
| 1. WSTĘP | 5 |
| 2. LINIOWY KOMPARATOR AMPLITUDY I JEGO UOGÓLNIENIE. ZAŁOŻENIA | 8 |
| 2.1. Wprowadzenie | 8 |
| 2.2. Funkcja przejścia przekaźnika pomiarowego i komparatora | 9 |
| 2.3. Założenia podstawowe i definicja liniowego komparatora amplitudy | 10 |
| 2.4. Wymagania podstawowe | 12 |
| 2.5. Uogólnienie liniowego komparatora amplitudy | 12 |
| 2.5.1. Indykator | 13 |
| 2.5.2. Przekształcenia strukturalne | 14 |
| 3. SYNTEZA | 17 |
| 3.1. Założenia i ogólna dyskusja wyboru transmitancji | 18 |
| 3.2. Transmitancja transcendentálna | 19 |
| 3.3. Transmitancje wymierne | 24 |
| 3.4. Synteza filtru drugiego rzędu | 28 |
| 3.4.1. Filtr typu Γ | 28 |
| 3.4.2. Filtr mostkowy | 34 |
| 3.5. Synteza filtru czternastego rzędu | 39 |
| 4. ANALIZA | 43 |
| 4.1. Wymuszenie | 43 |
| 4.2. Analiza syntezyzowanych komparatorów | 45 |
| 4.3. Własności dynamiczne wybranych, stosowanych komparatorów | 50 |
| 4.4. Układ blokady indykatora | 57 |
| 5. OGRANICZENIA TECHNICZNE | 58 |
| 5.1. Wprowadzenie | 58 |
| 5.2. Dynamika komparatora | 61 |
| 5.3. Szczytowa strata mocy | 66 |
| 6. LINEARYZACJA UKŁADÓW PROSTOWNICZYCH | 68 |
| 6.1. Liniowy i linearyzowany układ prostowniczy | 68 |
| 6.2. Stosowane sposoby linearyzacji | 70 |
| 6.3. Nowy sposób linearyzacji | 74 |

| | Str. |
|--|------|
| 6.3.1. Linearyzacja układu prostowniczego mostkowego | 75 |
| 6.3.2. Linearyzacja układu prostowniczego przeciwsobnego | 81 |
| 6.3.3. Współpraca układu linearyzowanego z obwodem zewnętrznym | 86 |
| 6.3.4. Pomiary | 90 |
| 6.3.5. Omówienie wyników linearyzacji | 95 |
| 6.3.6. Linearyzowany układ prostowniczny wielowejściowy | 96 |
| 7. WNIOSKI | 98 |
| LITERATURA PODSTAWOWA | 102 |
| LITERATURA POMOCNICZA | 103 |
| DODATEK: Twierdzenie o źródłach zastępczych | 104 |

1. WSTĘP

W konstrukcji wielowejściowych przekaźników pomiarowych nowoczesnych zabezpieczeń elektroenergetycznych stosowane są trzy rodzaje komparatorów: komparatory amplitudy, komparatory fazy i komparatory amplitudowo-fazowe.

W praktyce przeważa stosowanie komparatorów amplitudy, co należy zapisać prostym metodom konstruowania przekaźników pomiarowych z komparatorami tego rodzaju, przy wystarczająco dużym zróżnicowaniu możliwych do uzyskania charakterystyk.

Stosowane komparatory amplitudy charakteryzują się dużą różnorodnością rozwiązań. Ogólną ich cechą jest nieliniowość obwodu, która najczęściej jest nieliniowością niezamierzoną, pogarszającą własności komparatora i komplikującą w sposób zasadniczy opis matematyczny.

Przedmiotem rozważań w niniejszej pracy jest nieznaną dotychczas odmiana komparatorów - liniowe komparatory amplitudy - powstała w wyniku określenia funkcji przejścia komparatora w oparciu o przekształcenie liniowe sygnałów oraz przyjęcie fundamentalnego w pracy założenia o liniowości obwodu. Przyjęte założenie umożliwiło zastosowanie teorii liniowych obwodów elektrycznych do syntezy liniowych komparatorów amplitudy.

Tytuł pracy i zastosowane metody najlepiej wyjaśnia cytat z książki [6] prof. Romana Kulikowskiego:

"Pod syntezą, w najogólniejszym tego słowa znaczeniu, rozumie się określenie budowy i wartości elementów układu elektrycznego na podstawie danych warunków lub charakterystyk, odzwierciedlających najbardziej istotne własności tego układu. Warunki te określa się zwykle w ten sposób, by zapewnić optymalną pracę danego urządzenia".

W literaturze nie jest znany ten sposób ujęcia zagadnień związanych z konstrukcją komparatorów amplitudy.

Bezpośrednio z tematem pracy wiąże się literatura podstawowa, obejmująca: teorię liniowych obwodów elektrycznych, teorię syntezy liniowych obwodów biernych i aktywnych, teorię funkcji zmiennej zespolonej, podstawy teorii aproksymacji i teorii optymalizacji oraz podstawowe pozycje z zakresu techniki zabezpieczeń elektroenergetycznych i konstrukcji przekaźników.

Na temat komparatorów amplitudy istnieje obszerna literatura, która tutaj, z uwagi na charakter pracy, pełni rolę pomocniczą. Jej wykaz zamieszczone oddzielnie.

Komparatory liniowe, wobec odmienności założeń, mogą być porównywane ze stosowanymi komparatorami amplitudy jedynie na płaszczyźnie podstawowych kryteriów oceny: czasu ustalania się odpowiedzi, poziomu składowej przemiennej na wejściu indykatora, dynamiki i szczytowej straty mocy. Uzyskane wyniki rozważań teoretycznych przesądają jednak z góry o wyniku takiego porównania na korzyść komparatorów liniowych.

W rozdz. 2, po wstępnych rozważaniach oraz określeniu funkcji przejścia przekaźnika pomiarowego i komparatora, sformułowano podstawowe w pracy założenia o liniowości i pasywności obwodu komparatora, o braku składowych przejściowych w sygnałach wejściowych i o okresowości tych sygnałów.

Komparator przedstawiono w postaci najbardziej ogólnej jako n -parobiegownik liniowy bierny, zasilany źródłami napięcia.

Biorąc pod uwagę zadania komparatora i stawiane mu wymagania, sprowadzono n -parobiegownik drogą etapowych redukcji do postaci czwórnika zasilanego źródłem napięcia i obciążonego rezystancją indykatora.

W rozdz. 3 dokonano najpierw wyboru transmitancji filtra komparatora. Udowodniono, że optymalną transmitancją jest funkcja transcendentálna oraz że najkrótszym, teoretycznie możliwym czasem działania komparatora jest czas graniczny, równy najmniejszemu wspólnemu okresowi całofalowo prostowanych sygnałów wejściowych.

Transmitancję filtra drugiego rzędu określono na podstawie przyjęcia ograniczeń równościowych, natomiast transmitancję cztertnastego rzędu uzyskano przez aproksymację funkcji transcendentálnej funkcją wymierną, bez przyjmowania dodatkowych ograniczeń jak tylko tych, które są niezbędne dla realizacji transmitancji filtra w układzie czwórnika.

Następnie dokonano syntezy filtra drugiego rzędu w obwodzie liniowym biernym oraz filtra cztertnastego rzędu w obwodzie liniowym aktywnym, z wykorzystaniem jednego wzmacniacza operacyjnego różnicowego, przy czym optymalizowano wrażliwość biegunów transmitancji.

W rozdz. 4 przeprowadzono analizę własności statycznych i dynamicznych syntezyowanych komparatorów przy założeniu braku składowych przejściowych w sygnałach wejściowych.

Wykazano nieuchronność błędnych działań komparatorów amplitudy, zarówno stosowanych jak też proponowanych, w wyniku wpływu stanu nieustalonego, występującego w obwodzie komparatora. Zaproponowano układ blokady eliminujący ten wpływ bez wydłużania czasu działania komparatora.

W rozdz. 5 wprowadzono pojęcia dynamiki komparatora i szczytowej straty mocy, jako podstawowych parametrów technicznych, uzasadniając równocześnie celowość stosowania tych pojęć.

Przyjęte założenie o liniowości obwodu komparatora oraz liniowość przekształcenia, definiującego funkcję przejścia komparatora, wymagały linearyzacji układów prostowniczych. W rozdz. 6 scharakteryzowano najpierw liniowy układ prostowniczy, następnie przedstawiono stosowany i nowy sposób linearyzacji, zamieszczając równocześnie wyniki pomiarów. Wykazano, że

nowy sposób linearyzacji najlepiej spełnia swoje zadanie. Umożliwia on uzyskanie znacznych korzyści technicznych. W porównaniu ze stosowanym sposobem linearyzacji uzyskuje się 25-krotny wzrost dynamiki komparatora i 277-krotne zmniejszenie szczytowej straty mocy.

W zakończeniu pracy przedstawiono szereg wniosków ogólnych i szczegółowych, wskazujących większą doskonałość liniowych komparatorów amplitudy w porównaniu z komparatorami stosowanymi.

Przedstawiona metoda syntezy daje możliwość konstruowania komparatorów amplitudy działających z jednakowym czasem działania i powrotu, równym 11 ns, z pomijalnie małym uchybem charakterystyki statycznej, charakteryzujących się dynamiką ok. 83 dB i szczytową stratą mocy dla jednego wejścia ok. 75 mW.

Stosowanie komparatorów o czasach działania zbliżonych do granicznego jest uzasadnione w tych przypadkach, gdy sygnały wejściowe nie zawierają składowych przejściowych. Postuluje się stosowanie poza komparatorem, na niektórych jego wejściach, układów eliminujących te składowe.

W związku z pracą zgłoszono do Urzędu Patentowego trzy wynalazki [16, 17, 18]. Zastosowanie dwu spośród nich [16, 18] wykracza poza zagadnienia związane z komparatorem amplitudy, a nawet technikę zabezpieczeń elektroenergetycznych.

2. LINIOWY KOMPARATOR AMPLITUDY I JEGO UOGÓLNIENIE. ZAŁOŻENIA

Komparatory amplitudy, komparatory fazy i komparatory amplitudowo-fazowe są obecnie podstawowymi elementami konstrukcyjnymi elektronicznych przekaźników pomiarowych, wchodzących w skład zabezpieczeń elektroenergetycznych.

Przedmiotem zainteresowania w niniejszej pracy są komparatory amplitudy, a w zasadzie ich nieznana dotychczas odmiana - liniowe komparatory amplitudy.

Przed przystąpieniem do omawiania zasadniczych zagadnień tego rozdziału, jakimi są: określenie funkcji przejścia liniowego komparatora amplitudy, sformułowanie założeń, wymagań i uogólnienie komparatora, będą w dużym skrócie omówione zagadnienia ogólne.

2.1. Wprowadzenie

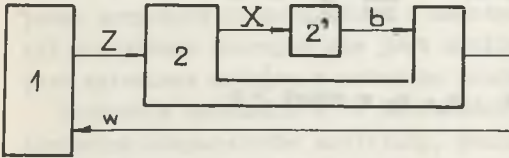
Zadanie zabezpieczeń elektroenergetycznych można, z pewnymi mało istotnymi tutaj zastrzeżeniami i uzupełnieniami, określić następująco: w przypadku uszkodzenia zabezpieczanego elementu systemu mają one dokonać takich zmian w strukturze systemu, aby rozmiar strat ekonomicznych, rozumianych w szerokim aspekcie, był najmniejszy. Najczęściej uszkodzenia są wynikiem zwarć, a zmiana struktury systemu polega na wyłączeniu uszkodzonego urządzenia z ruchu.

Zabezpieczenia pełnią rolę nadrzędną w stosunku do wszystkich rodzajów układów automatyki stosowanych w systemie. Podstawowymi wymaganiami stawianymi zabezpieczeniu [19] są przede wszystkim: możliwie krótki czas działania i czas powrotu do stanu gotowości, duża czułość, wybiórczość (selektywność), niezawodność, prostota budowy, mały pobór mocy i trwałość.

Należy podkreślić rosnące znaczenie skracania czasu działania zabezpieczeń i ich wybiórczości ze względu na warunki równowagi systemu i zakłócenia w pracy odbiorów. W miarę doskonalenia technologii przemysłowych stają się coraz bardziej dotkliwe w skutkach nawet krótkotrwałe obniżenia napięcia, występujące podczas zakłóceń, obejmujące duży krąg odbiorców.

Spełnienie podstawowych wymagań stawianych zabezpieczeniu jest w głównej mierze uwarunkowane cechami zastosowanych przekaźników pomiarowych.

Na rys. 2.1 pokazano układ zabezpieczenia 2, z którego wydzielono jeden z przekaźników pomiarowych 2'. Na wejście zabezpieczenia oddziaływa wektor sygnałów Z , pochodzących od przekładników głównych prądowych i napięciowych; stan wyjścia określony jest wartością zmiennej boolowskiej w .



Rys. 2.1. Układ zabezpieczenia
1 - system, 2 - zabezpieczenie, 2' - wy-
dzielony przekaźnik pomiarowy

Funkcja przejścia zabezpieczenia ma zazwyczaj złożoną strukturę, której w sposób naturalny podporządkowuje się strukturę układu realizującego tę funkcję. Większość elementów układu łatwo podlega typizacji, zgodnie ze znanym podziałem na rodzaje przekaźników. Jednym z rodzajów są przekaźniki pomiarowe, których definicję podaje norma [13].

Opierając się na tej definicji, przekaźnik pomiarowy można scharakteryzować identycznie z zabezpieczeniem: na wejście przekaźnika oddziałują wektor sygnałów X, będący funkcją wektora Z, a stan wyjścia określony jest wartością zmiennej boolowskiej b.

Różnica między zabezpieczeniem i przekaźnikiem jest umowna i wiąże się ze stopniem złożoności struktury i możliwościami typizacji.

W quasi - ustalonym stanie pracy systemu elementy wektora sygnałów Z są funkcjami okresowymi; takimi muszą być także elementy wektora X. Okres T tych funkcji określa częstotliwość napięcia systemu. Można wyrazić się ściślej: elementami wektora X są sygnały, będące okresowymi funkcjami czasu, których okres jest ilorazem okresu T i liczby naturalnej.

2.2. Funkcja przejścia przekaźnika pomiarowego i komparatora

Funkcja przejścia przekaźnika jest funkcją aproksymującą charakterystykę statyczną, przyjętą przez konstruktora jako jedno z założeń konstrukcyjnych.

W przypadku przekaźników pomiarowych, których elementem jest rozważany komparator, funkcja przejścia określona jest związkami:

$$\left. \begin{aligned} u_k &= f_k(X); & k &= 1, 2, \dots, m \\ u_l &= f_l(X); & l &= 1, 2, \dots, n \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

$$b = \sum_{k=1}^m \int_0^{\frac{T}{2}} c_k |u_k| dt \geq \sum_{l=1}^n \int_0^{\frac{T}{2}} c_l |u_l| dt \quad (2.2)$$

$$q \in \{1, 2, 3, \dots\}; \quad c_k, c_l = \text{const} > 0$$

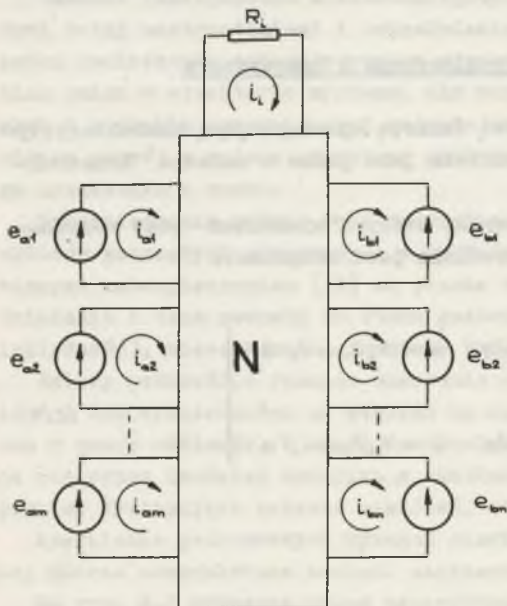
Związki (2.1) mogą być realizowane zarówno w obwodzie liniowym jak też nieliniowym stabilnym. Obwód realizujący te funkcje będzie nazywany obwodem przekaźnika pomiarowego.

Charakterystyki nieliniowych elementów systemu oraz obwodu przekaźnika są z reguły opisywane funkcjami nieparzystymi, wobec czego funkcje (2.1) będzie się uważało za okresowe, antysymetryczne.

Realizacja związku (2.2) odbywa się w komparatorze amplitudy. Jego strukturę można określić niezależnie od struktury obwodu realizującego funkcje (2.1), wobec czego komparator może być elementem typowym dla licznych rodzajów przekaźników pomiarowych.

2.3. Założenia podstawowe i definicja liniowego komparatora amplitudy

Funkcja (2.2) może być zrealizowana w układzie n-parobiegownika, pokazanym na rys. 2.2, gdzie e_{a1}, \dots, e_{am} są całofalowo wyprostowanymi syg-



nałami $c_k u_k$, a sem e_{b1}, \dots, e_{bn} są całofalowo wyprostowanymi sygnałami $c_l u_l$. Z n-parobiegownika wydzielono na zewnątrz jedną gałąź, w której znajduje się indykator, reprezentowany rezystancją R_1 .

Czyni się następujące założenia:

- n-parobiegownik, łącznie z gałęzią indykatora i zastępczymi rezystancjami źródeł e_a, e_b , jest obwodem liniowym,
- obwód N jest obwodem biernym w tym sensie, że dla $e_a, e_b = 0$ jest spełnione $i_1 = 0$.

Rys. 2.2. Komparator w postaci n-parobiegownika

Wraz z przyjęciem funkcji (2.2) i założenia a) przyjmuje się nazwę liniowego komparatora amplitudy. Nazwa ta jest tak samo uzasadniona w przypadku przyjęcia funkcji (2.2) i założenia b), bowiem realizacja tej funkcji w układach biernych nie jest możliwa, jeśli układ jest nieliniowy; jest natomiast możliwa w układzie liniowym, co wykazano w rozdz. 3.

Przyjęcie założenia a) o liniowości obwodu, fundamentalnego w syntezie liniowych komparatorów amplitudy, pociąga za sobą daleko idące konsekwencje zarówno natury teoretycznej jak też technicznej. Umożliwia ono zastosowanie do syntezy komparatorów amplitudy osiągnięć teorii syntezy liniowych obwodów elektrycznych [6, 11], a w wyniku optymalizację transmitancji filtrów i określanie ich struktur. Zagadnienia te będą rozwiązywane w rozdz. 3.

Konsekwencją przyjęcia założenia o liniowości obwodu jest brak możliwości porównania syntezerowanych komparatorów liniowych ze stosowanymi komparatorami na innej płaszczyźnie, jak tylko przez porównanie wyników badań, wykonywanych w identycznych warunkach. Wynik oceny jest jednak z góry wiadomy, bowiem optymalizacja transmitancji filtru komparatora przesądza o przewadze pierwszych nad drugimi.

Wyniki rozważań teoretycznych, poczynionych przy założeniu o liniowości obwodu, będą mogły być zastosowane w praktyce konstruktorskiej tylko wtedy, gdy wszystkie elementy będą spełniały to założenie. W związku z tym powstaje zagadnienie linearyzacji układu prostowniczego, omówione szczegółowo w rozdz. 5.

Ważnym założeniem w pracy jest założenie upraszczające o okresowości sygnałów wejściowych komparatora dla czasu od zera do nieakończoności. Przyjęcie tego założenia uzasadnia się następująco:

Sygnały u_k , u_l , na wejściach komparatora, mają podczas zakłóceńowej pracy systemu charakter przebiegów niestabilnych, których składowe przejściowe charakteryzują się dużą różnorodnością tak pod względem jakościowym jak też ilościowym. Różnorodność ta jest wynikiem zjawisk w systemie, zabezpieczeniu i przekazywniku. Uniemożliwia ona przyjęcie do rozważań reprezentatywnych sygnałów zastępczych dla stanu niestabilnego.

Przyjęte założenie sugeruje potrzebę stosowania układów eliminujących składowe przejściowe w sygnałach na wejściach komparatora.

Założenie o okresowości uzupełnia się założeniem, że istnieje najmniejszy wspólny okres T dla wszystkich sygnałów u_k , u_l . Okres ten określa z kolei okres T_1 sygnałów $|u_k|$, $|u_l|$, zależnie od ich charakteru. Założenie to jest niezbędne dla ścisłości teoretycznych rozważań; nie ogranicza ono w praktyce zastosowań syntezerowanych komparatorów.

2.4. Wymagania podstawowe

Podstawowe wymaganie dla liniowego komparatora amplitudy formułuje się następująco:

Komparator powinien określać bezbłędnie wartość funkcji (2.2), a czas określania, liczony od chwili wystąpienia skokowej zmiany sygnałów u_k , u_l do chwili określenia wartości funkcji, powinien być możliwie najkrótszy. Czas ten będzie nazywany czasem działania komparatora.

Wymaganie to jest równocześnie zasadniczym w pracy kryterium optymalizacyjnym. Okaże się, że istnieje absolutne minimum czasu działania, które jest spełnione w przypadku zastosowania idealnego filtra komparatora, scharakteryzowanego transmitancją transcendentálną. W pracy wykazano, że rozwiązania techniczne mogą być dowolnie bliskie rozwiązaniu idealnego za cenę rozbudowy struktury układu.

Rozbudowa struktury filtra nie zawsze jest racjonalna, stąd w syntezie liniowych komparatorów mogą pojawiać się dodatkowe wymagania w postaci ograniczeń równościowych. Zagadnienie to jest omówione w rozdz. 3.

Istotnymi z punktu widzenia zakresu zastosowań komparatorów do syntezy przekaźników pomiarowych są wymagania dużej dynamiki i małej szczytowej straty mocy. Wymagań tych nie można ująć ilościowo, bowiem są one wynikiem aktualnych możliwości technicznych związanych z rozwiązywaniem zagadnienia linearyzacji układów prostowniczych.

Wprowadzone pojęcia są wyjaśnione w rozdz. 5. Uzasadniono tam także celowość stosowania tych pojęć przy ocenie komparatorów amplitudy.

2.5. Uogólnienie liniowego komparatora amplitudy

Przeważającą większość stosowanych komparatorów amplitudy charakteryzuje się strukturą n -parobiegownika (rys. 2.2) lub może być do tej struktury sprowadzona drogą prostych przekształceń. Obwód N tych komparatorów zawiera jeden lub więcej układów, nazywanych układami filtrującymi lub wprost filtrami dolnoprzepustowymi czy pasmowymi. Najczęściej są to układy adaptowane z innych dziedzin techniki, gdzie były projektowane przy uwzględnianiu odmiennych wymagań, zazwyczaj formułowanych w odniesieniu do ich charakterystyki amplitudowej. W wyniku takiego postępowania uzyskano na ogół dobre własności statyczne komparatora. Własności dynamiczne są co najwyżej wynikiem optymalizacji w granicach struktury przyjętej a priori.

Przez własności statyczne komparatora będzie się rozumiało jego cechy określone w stanie quasi-ustalonym, a przez własności dynamiczne - jego cechy określone w stanie nieustalonym, w przedziale czasu od chwili wystąpienia skokowej zmiany sygnałów wejściowych do chwili wystąpienia stanu quasi-ustalonego.

Własności statyczne komparatora dobrze charakteryzuje poziom składowej przemiennej sygnału na wejściu indykatora, odniesiony do średniej wartości tego sygnału, przy założeniu zasilania jednego tylko spośród wejść komparatora.

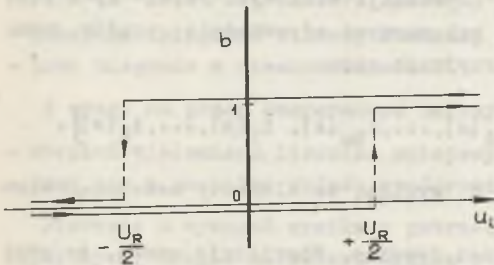
Własności dynamiczne można w wielu przypadkach charakteryzować czasem działania komparatora lub czasem ustalania się odpowiedzi (czasem wystąpienia stanu quasi-ustalonego).

Syntezę liniowego komparatora amplitudy można przeprowadzić w ramach struktury n-parobiegownika. Postępowanie takie byłoby jednak nieracjonalne, bowiem istnieje możliwość uproszczenia tej struktury do postaci czwórnik. Przed przystąpieniem do wywodów na ten temat będzie sprecyzowane dokładnie pojęcie indykatora jako elementu komparatora.

2.5.1. I n d y k a t o r

Pod pojęciem indykatora będzie się rozumiało taki element obwodu komparatora, w którym następuje bezpośrednie porównanie przekształconych sygnałów, zdefiniowanych prawą i lewą stroną relacji we wzorze (2.2).

Indykatorem może być np. elektroniczny bezzwłoczny przekaźnik napięciowy o histerezowej charakterystyce działania. Szerokość pętli histerezy określona jest różnicą U_R między napięciem rozruchu i napięciem powrotu indykatora.



Rys. 2.3. Charakterystyka indykatora

by do niedopuszczalnej sytuacji wtedy, gdy $u_k, u_l = 0$. Stan indykatora byłby zależny od sposobu uzyskania stanu $u_k, u_l = 0$. Nietrudno jest jednak wyeliminować opisaną sytuację podczas technicznej realizacji komparatora.

Celowość stosowania indykatorów o histerezowej charakterystyce oraz związek między szerokością pętli histerezy i własnościami statycznymi komparatora wyjaśniają następujące rozważania:

Wartość funkcji (2.2) jest określona kierunkiem prądu i_1 w rezystancji R_1 , który to kierunek w stanie ustalonym powinien być tylko jeden. Spełnienie tego wymagania nie jest możliwe w przypadku granicznym, równoważnym wymaganiu $i_1 = 0$. Wynika to z następującego wywodu:

Wygodne dla rozważań teoretycznych jest idealizowanie indykatora, polegające na przesunięciu jego charakterystyki, tzn. wyrażeniu jej w postaci przedstawionej na rys. 2.3. Oś odciętych na tym rysunku jest osią chwilowych wartości napięcia wejściowego, a oś rzędnych jest osią wartości logicznych. Stosowanie idealizowanego indykatora prowadziłoby

Wymuszenia e_a i e_b można rozwinąć w szereg Fouriera i prąd i_1 określić jako sumę prądów pochodzących od wszystkich składowych wszystkich wymuszeń. Składowa stała i_{o1} prądu i_1 jest różnicą sum dwu grup prądów stałych i może przyjmować wartość zero. Składowa przemienna prądu i_1 nie jest w ogólnym przypadku tożsamościowo równa zero. Amplitudę tej składowej można co najwyżej zmniejszać do wymaganej granicy. Wniosek ten implikuje celowość stosowania indykatorów o histerezywej charakterystyce, takiej aby dla $i_{o1} = 0$ podwójna amplituda składowej przemiennnej była nie większa od szerokości pętli charakterystyki dla wszystkich występujących wartości sygnałów wejściowych komparatora.

2.5.2. Przekształcenia strukturalne

W celu dokonania przekształcenia strukturalnego obwodu komparatora, przedstawionego w postaci n-parobiegownika na rys. 2.2, do postaci czwórnik pokazanego na rys. 2.4, zakłada się, że obwód N zawiera $k \geq m+n+1$ oczek niezależnych, graf tego obwodu jest grafem połączonym, układ jest ściśle stabilny.

Dla obwodu tego można napisać operatorowe równanie macierzowe:

$$Z(s) i'(s) = \varepsilon(s),$$

gdzie $Z(s)$ jest kwadratową macierzą impedancji oczkowych rzędu k , a $i'(s)$ i $\varepsilon(s)$ są k -elementowymi wektorami kolumnowymi odpowiednio prądów oczkowych i sem oczkowych, przy czym przyjmuje się:

$$i'(s) = \text{col} [i_{a1}(s), \dots, i_{am}(s), i_{b1}(s), \dots, i_{bn}(s), i_1(s), \dots, i_k(s)].$$

Z założenia o pasywności obwodu N wynika, że elementy $m+n+1, \dots, k$ wektora ε są równe zero.

Wybór kierunku włączenia sem ε jest dowolny. Obowiązuje umowa, że grot strzałki ε_j wskazuje początek j -tego wejścia n-parobiegownika.

Rozwiązując równanie względem wektora $i'(s)$, otrzymuje się:

$$i'(s) = Z^{-1}(s) \varepsilon(s).$$

Wiersz $q=m+n+1$ rozwiązania można przedstawić w postaci:

$$i_1(s) = \frac{\Delta_{1q}}{\Delta} \varepsilon_1(s) + \frac{\Delta_{2q}}{\Delta} \varepsilon_2(s) + \dots + \frac{\Delta_{m+n,q}}{\Delta} \varepsilon_{m+n}(s)$$

Czynniki Δ_{jq}/Δ są rzeczywistymi funkcjami wymiernymi zmiennej s . Funkcje te normalizuje się tak, aby wyrazy przy najniższych potęgach wielomianów licznika i mianownika były dodatnie. Normalizacja ta spowoduje zmianę znaków algebraicznych niektórych składników sumy ostatniego równania. Przyjmując inne oznaczenia dla znormalizowanych czynników Δ_{jq}/Δ można napisać:

$$i_1(s) = \left\{ T_{a1}(s) \left[\pm \varepsilon_1(s) \right] + T_{a2}(s) \left[\pm \varepsilon_2(s) \right] + \dots + T_{am}(s) \left[\pm \varepsilon_m(s) \right] \right\} + \\ - \left\{ T_{b1}(s) \left[\mp \varepsilon_{m+1}(s) \right] + T_{b2}(s) \left[\mp \varepsilon_{m+2}(s) \right] + \dots + T_{bn}(s) \left[\mp \varepsilon_{m+n}(s) \right] \right\},$$

gdzie wybór znaku algebraicznego przy ε uzależniony jest od wyniku normalizacji. Włączając sem $e_{a1}, \dots, e_{am}, e_{b1}, \dots, e_{bn}$ zgodnie ze zwrotem sem $\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_m, \varepsilon_{m+1}, \dots, \varepsilon_{m+n}$ wszędzie tam, gdzie znak przy ε w ostatnim równaniu jest dodatni, a przeciwnie tam, gdzie jest ujemny, otrzymuje się:

$$i_1(s) = \left[T_{a1}(s) e_{a1}(s) + T_{a2}(s) e_{a2}(s) + \dots + T_{am}(s) e_{am}(s) \right] + \\ - \left[T_{b1}(s) e_{b1}(s) + T_{b2}(s) e_{b2}(s) + \dots + T_{bn}(s) e_{bn}(s) \right] \quad (2.3)$$

Czynniki $T(s)$ można interpretować jako względne operatorowe transmitancje prądowo-napięciowe pomiędzy poszczególnymi wejściami a oczkiem indykatora.

Proces syntezy obwodu N komparatora polega, w pierwszym etapie, na określeniu transmitancji $T(s)$, takich aby spełnione były wymagania postawione przez konstruktora, a w dalszych etapach, na odtworzeniu macierzy impedancji oczkowych, grafu obwodu i impedancji gałęziowych.

Wobec przyjęcia założenia o ścisłej stabilności układu, warunkami wystarczającymi dla realizacji transmitancji $T(s)$ są:

- położenie biegunów w lewej otwartej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej,
- brak biegunów w nieskończoności.

Z uwagi na pracę komparatora należy dołączyć następujące wymagania:

- stopień wielomianu licznika mniejszy od stopnia wielomianu mianownika,
- brak zer w początku układu współrzędnych.

Pierwsze z wymagań wynika z potrzeby skutecznego tłumienia zakłóceń zewnętrznych; drugie natomiast wynika z następującego rozważania:

Na podstawie wzoru (2.3) można określić składową stałą prądu indykatora i_{01} w dziedzinie czasu dla stanu ustalonego:

$$i_{01} = \left[T_{a1}(0) e_{0a1} + T_{a2}(0) e_{0a2} + \dots + T_{am}(0) e_{0am} \right] + \\ - \left[T_{b1}(0) e_{0b1} + T_{b2}(0) e_{0b2} + \dots + T_{bn}(0) e_{0bn} \right], \quad (2.4)$$

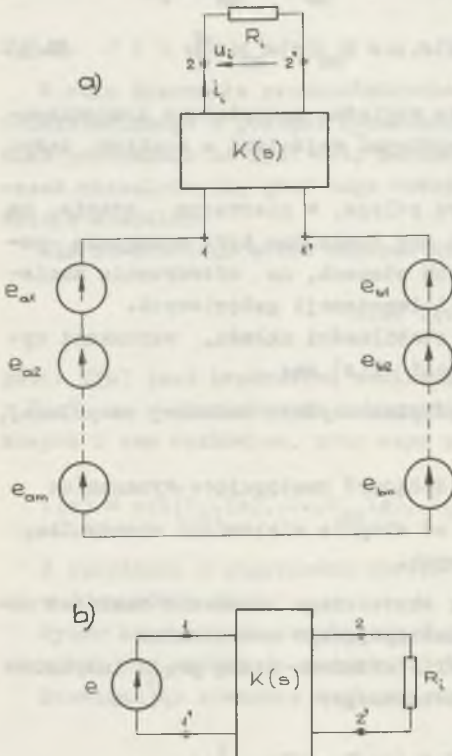
gdzie: e_0 są składowymi stałymi wymuszeń e .

Współczynniki $T(0)$ nie mogą być równe zero, bowiem wtedy komparator nie spełniałby swojego zadania. Wynika stąd, że wyrazy wolne wielomianów licznika transmitancji $T(s)$ muszą być różne od zera, co oznacza brak zer w początku układu współrzędnych.

Nasuwa się pytanie: czy różnorodność transmitancji względnych $T(s)$ we wzorze (2.3) jest uzasadniona przy realizacji komparatora?

Z punktu widzenia zachowania się komparatora w stanie ustalonym jest obojętne, czy współczynniki $T_a(0)$ i $T_b(0)$ występują we wzorze (2.4). Współczynniki te można przenieść do funkcji f_v , f_l we wzorach (2.1).

W warunkach pracy dynamicznej różnorodność transmitancji względnych $T(s)$ oznacza, że to samo wymuszenie, działające na różne wejścia, daje różne odpowiedzi w oczku indykatora. Dla wymuszeń w postaci sum składowych stałych sem e_a , e_b odpowiedź dla każdej relacji między tymi sem byłaby różna.



Rys. 2.4. Komparator z wydzielonym obwodem filtru

Stan taki nie byłby pożądanym, wobec czego należy przyjąć równość transmitancji względnych we wzorze (2.3). Po wprowadzeniu $u_i = R_i i_i$, napięcie na wejściu indykatora można przedstawić:

$$u_i(s) = K(s) \left\{ [e_{a1}(s) + e_{a2}(s) + \dots + e_{am}(s)] + [e_{b1}(s) + e_{b2}(s) + \dots + e_{bn}(s)] \right\} \quad (2.5)$$

Wzór ten jest podstawą przekształcenia układu z rys. 2.2 na układ z rys. 2.4a.

Transmitancja $K(s)$ będzie nazywana transmitancją operatorową napięciową filtru komparatora, a w skrócie - transmitancją filtru.

Oznaczając:

$$e = \sum_{i=1}^m e_{ai} - \sum_{j=1}^n e_{bj} \quad (2.6)$$

można uogólniony układ liniowego komparatora amplitudy przedstawić w postaci czwórnik (rys. 2.4b), obciążonego liniową rezystancją wejściową R_i indykatora, na którego wejście oddziałują sygnał e , będący różnicą sum dwu grup całofalowo prostowanych napięć.

Obciążony rezystancyjnie czwórnik jest scharakteryzowany, nieznaną jeszcze w tej fazie rozważań, transmitancją $K(s)$. Transmitancja ta oraz niektóre struktury, w których może być ona realizowana, będą określone w następnym rozdziale.

3. SYNTEZA

Synteza filtra komparatora będzie oparta na teorii syntezy liniowych obwodów elektrycznych [6, 11].

Nazwę i metody tej rozwijającej się dyscypliny naukowej, o dużym dla techniki znaczeniu, należy uważać za antytezę analizy liniowych obwodów elektrycznych i jej metod.

Dla metod analizy charakterystyczne jest to, że zawsze prowadzą one do jednego rozwiązania. W syntezie już samo rozwiązywane zagadnienie formułowane jest bardzo ogólnie, raczej w formie postulatów niż założeń, a jej metody prowadzą do nieskończenie wielu rozwiązań z bardzo kłopotliwymi pod względem matematycznym ograniczeniami. Teoretycznie, rozwiązania te mogą być drogą optymalizacji [10] sprowadzone do jednego rozwiązania. Niezbędne wprowadzanie kryteriów optymalizacyjnych i dodatkowych ograniczeń często prowadzi do braku rozwiązań.

W teorii syntezy napotyka się wiele nie rozwiązanych zagadnień. Najczęstszą przyczyną trudności jest brak odpowiednich metod matematycznych.

W syntezie liniowych obwodów elektrycznych wyróżnia się dwa etapy postępowania [6]:

W pierwszym etapie określa się optymalną transmitancję obwodu, a w drugim - strukturę obwodu realizującego tę transmitancję i wartości jego elementów.

W niniejszym rozdziale wprowadzono dodatkowo etap wstępny, w którym przeprowadzona będzie ogólna dyskusja cech obwodu, niezbędna dla ustalenia założeń i ograniczeń.

Ustalono już, że filtr komparatora ma strukturę czwórnika. Teoretycznie, czwórnik może być obwodem o stałych skupionych lub rozłożonych, przy czym może to być układ bierny lub aktywny. W syntezie filtra komparatora racjonalnym jest zrezygnowanie z realizacji transmitancji w obwodzie o stałych rozłożonych.

W syntezie filtra komparatora dyskusyjny jest wybór pomiędzy układem biernym i aktywnym.

W ostatnich kilkunastu latach nastąpił bardzo szybki rozwój metod syntezy liniowych układów aktywnych [11]. Złożyło się na to kilka przyczyn. Przede wszystkim nowoczesna elektronika i automatyka stanęły przed trudnym zadaniem realizacji wyników teoretycznych opracowań, co wywarło nacisk na rozwój metod. Z kolei rozwój technologii elementów elektronicznych stworzył duże możliwości realizacji. Do elementów tych należy zaliczyć wzmacniacze operacyjne, elementy NIC i zyratory. Duży wpływ na rozwój miała no-

woczesna technika obliczeniowa, bez której nie jest możliwa analiza i synteza obwodów bardziej rozbudowanych, opisanych transmitancjami rzędów wyższych niż trzeci.

Z punktu widzenia techniki zabezpieczeń można mieć jeszcze pewne zastrzeżenia w sprawie niezawodności układów aktywnych. Z całą pewnością układy te nie będą charakteryzowały się tak dużą dynamiką, jaka cechuje układy bierne i to może być ograniczeniem ich stosowania w konstrukcji niektórych zabezpieczeń.

3.1. Założenia i ogólna dyskusja wyboru transmitancji

Wobec ustalenia realizacji filtru komparatora w obwodzie czwórnika o stałych skupionych, transmitancję tego filtru określa funkcja rzeczywista wymierna, która po znormalizowaniu ma postać:

$$K(s) = \frac{N(s)}{M(s)} = \frac{1 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_n s^n}{1 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_m s^m}; \quad a_n, b_m \neq 0, \quad (3.1)$$

lub

$$K(s) = \frac{a_n (s - s_{a1})(s - s_{a2}) \dots (s - s_{an})}{b_m (s - s_{b1})(s - s_{b2}) \dots (s - s_{bm})} \quad (3.2)$$

O obwodzie filtru komparatora zakłada się, że jest układem ściśle stabilnym, wobec czego funkcja (3.1) musi spełniać następujące warunki wystarczające dla realizacji w postaci czwórnika:

- a) brak biegunów w prawej domkniętej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej,
- b) brak biegunów w nieskończoności.

Warunek a) oraz przyjęte w rozdz. 2 założenie o braku zer w początku układu współrzędnych uzasadniają normalizację funkcji (3.1).

Biorąc pod uwagę potrzebę skutecznego tłumienia zakłóceń stochastycznych, które, pojawiając się na wejściu, mogłyby błędnie pobudzać indykator, należy wymagać, aby transmitancja filtru miała w nieskończoności co najmniej jednokrotne zero. Stąd:

$$m - n \geq 1 \quad (3.3)$$

Przy wyborze stopni należy pamiętać o tym, że wraz z ich wzrostem rosną możliwości polepszenia własności filtru, ale równocześnie komplikuje się jego struktura i wzrasta ilość elementów.

Konstruktorzy elektronicy i automatycy interesują się na ogół własnościami statycznymi filtrów, a więc przede wszystkim ich charakterystykami amplitudowymi, które są podstawą nadawania nazw: filtry dolnoprzepustowe

we, górnoprzepustowe, dolnozaporowe, pasmowe itp. Opracowane metody określenia transmitancji tych filtrów opierają się z reguły na aproksymacji wyidealizowanej charakterystyki amplitudowej. Zastosowanie tej metody do syntezy filtru komparatora dałoby ten skutek, że własności statyczne filtru byłyby zadowalające, a własności dynamiczne - całkiem przypadkowe.

Inną stosowaną metodą określania pożądanej transmitancji jest poszukiwanie wielomianu mianownika przy założonym wielomianie licznika lub odwrotnie.

W przypadku filtru komparatora można byłoby założyć położenie zer w punktach $s = \pm j 2 k \omega_0$, ($k = 1, 2, \dots, n/2$), co zapewniłoby, zależnie od wyboru n i praktycznie niezależnie od rozmieszczenia biegunów, uzyskanie zadowalającej charakterystyki amplitudowej, tzn. dobrych własności statycznych filtru. Stosując tę metodę można byłoby poziom składowej przemiennej na wejściu indykatora obniżyć do dowolnie małych wartości.

Rozmieszczenie biegunów transmitancji ma jednak decydujące znaczenie dla własności dynamicznych filtru. Przemieszczanie biegunów na płaszczyźnie zespolonej i poszukiwanie tym sposobem pożądanego charakteru odpowiedzi jest możliwe jedynie dla transmitancji niskich rzędów. Zawsze przy tym pozostaje pole do dyskusji, czy dokonano trafnego wyboru.

3.2. Transmitancja transcendentálna

W pracy posłużono się nie stosowaną dotychczas metodą określania optymalnej transmitancji układu. Polega ona na określeniu transmitancji idealnej w postaci funkcji transcendentálnej i na aproksymowaniu jej funkcją wymierną z uwzględnieniem ograniczeń. Trafnie dobrana funkcja transcendentálna opisuje obwód liniowy o nieskończonej rozbudowanej strukturze; aproksymacja tej funkcji funkcją wymierną sprowadza obwód do struktury skończonej.

Jedną z istotnych zalet metody jest możliwość ustalenia własności krytycznych funkcji odpowiedzi, uzyskiwanych wyłącznie za cenę rozbudowy struktury obwodu. W przypadku filtru komparatora możliwe będzie określenie minimalnego granicznego czasu ustalania się odpowiedzi.

Wyboru optymalnej transmitancji filtru dokonuje się przy założeniu, że wymuszeniem jest funkcja okresowa $f_1(t) = \mathbb{1}(t) f_1(t)$ o okresie T_1 .

Przyjmuje się (punkt 2.4) następujące kryteria optymalizacyjne:

- czas t_a ustalania się odpowiedzi powinien być najmniejszy z możliwych,
- poziom składowej przemiennej odpowiedzi filtru dla czasu większego od t_a powinien być najmniejszy z możliwych.

Są to kryteria bardzo ogólne, niemniej wystarczające dla rozwiązania zagadnienia.

Wymuszenie $f_1(t)$ oddziałująca na wejście filtra scharakteryzowanego odpowiedzią impulsową $K_t(t) = \mathbf{1}(t)K_t(t)$.

Odpowiedź filtra będzie:

$$f_2(t) = f_1(t) * K_t(t).$$

Poszukuje się takiej funkcji $K_t(t)$, dla której spełnione jest założenie:

$$f_2(t) \Big|_{t \geq t_a} = C \frac{1}{qT_1} \int_0^{qT_1} f_1(t) dt = \text{const}; \quad q \in \{1, 2, 3, \dots\} \quad (3.4)$$

gdzie: C jest dowolną stałą, a t_a jest nie określonym bliżej czasem, po przekroczeniu którego odpowiedź filtra jest równa składowej stałej funkcji $f_1(t)$ z dokładnością do stałego mnożnika C i nie zawiera składowej przemiennej - por. (2.2).

Odpowiedź filtra dla $t \geq t_a$ można wyrazić:

$$f_2(t) = \int_0^{t-t_a} f_1(\tau) K_t(t-\tau) d\tau + \int_{t-t_a}^t f_1(\tau) K_t(t-\tau) d\tau \quad (3.5)$$

Warunkiem koniecznym spełnienia założenia jest, aby funkcja podcałkowa w pierwszym składniku sumy była tożsamościowo równa zero.

Ponieważ $f_1(\tau) \neq 0$, musi być spełnione:

$$K_t(t) = [\mathbf{1}(t) - \mathbf{1}(t-t_a)] K_t(t)$$

Wobec tych stwierdzeń, wzór (3.5) można przedstawić:

$$f_2(t) \Big|_{t \geq t_a} = \int_{t-t_a}^t f_1(\tau) K_t(t-\tau) d\tau \quad (3.6)$$

Czynnika $\mathbf{1}(t) - \mathbf{1}(t-t_a)$ nie wprowadza się, bowiem jego zadanie spełniają granice całkowania.

Zakłada się, że funkcja $f_1(t)$ spełnia warunki Dirichleta i przedstawia się ją w postaci szeregu Fouriera:

$$f_1(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \sin \left(\frac{2\pi}{T_1} k t - \psi_k \right).$$

Zakłada się, że funkcja $K_t(t)$ jest funkcją okresową, o okresie t_a , i spełnia warunki Dirichleta. Założenie to nie zmienia wartości całki (3.6).

Funkcję $K_t(t)$ można zatem wyrazić:

$$K_t(t) = A_0 + \sum_{l=1}^{\infty} A_l \sin \left(\frac{2\pi}{t_a} l t - \psi_l \right)$$

Przedstawione rozwinięcia wprowadza się do wzoru (3.8).

$$f_2(t) \Big|_{t \geq t_a} = \int_{t-t_a}^t \left\{ a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \sin \left[\frac{2\pi}{T_1} k \tau - \varphi_k \right] \right\} \left\{ A_0 + \sum_{l=1}^{\infty} A_l \sin \left[\frac{2\pi}{t_a} l (t-\tau) - \psi_l \right] \right\} d\tau$$

$$f_2(t) \Big|_{t \geq t_a} = a_0 A_0 t_a + a_0 \int_{t-t_a}^t \sum_{l=1}^{\infty} A_l \sin \left[\frac{2\pi}{t_a} l (t-\tau) - \psi_l \right] d\tau +$$

$$+ A_0 \int_{t-t_a}^t \sum_{k=1}^{\infty} a_k \sin \left[\frac{2\pi}{T_1} k \tau - \varphi_k \right] d\tau +$$

$$+ \int_{t-t_a}^t \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} a_k \sin \left[\frac{2\pi}{T_1} k \tau - \varphi_k \right] \right\} \left\{ \sum_{l=1}^{\infty} A_l \sin \left[\frac{2\pi}{t_a} l (t-\tau) - \psi_l \right] \right\} d\tau$$

(3.7)

Ponieważ $f_2(t) \Big|_{t \geq t_a}$ ma być funkcją niezależną od czasu, a jej wartość ma być wprost proporcjonalna do a_0 , w ostatnim wzorze pierwsza całka musi mieć wartość stałą lub być tożsamościowo równa zero; pozostałe całki muszą być tożsamościowo równe zero.

Z całki $A_0 \int_{t-t_a}^t a_1 \sin \left[\frac{2\pi}{T_1} \tau - \varphi_1 \right] d\tau$ wynika, że musi być spełnione

$$t_a = \nu T_1; \nu \in \{0, 1, 2, \dots\}.$$

Konsekwencją przyjęcia $\nu = 0$ byłoby $K(t) = 0$. Należy zatem przypadek ten wykluczyć, a wtedy:

$$t_a = q T_1; \quad q \in \{1, 2, 3, \dots\}.$$

Uwzględniając to we wzorze (3.7) otrzymuje się:

$$f_2(t) \Big|_{t \geq t_a} = a_0 A_0 q T_1 + \sum_{k, l=1}^{\infty} a_k A_l \int_{t-qT_1}^t \sin \left[\frac{2\pi}{T_1} k\tau - \varphi_k \right] \sin \left[\frac{2\pi}{qT_1} l(t-\tau) - \psi_l \right] d\tau$$

lub inaczej:

$$f_2(t) \Big|_{t \geq t_a} = a_0 A_0 q T_1 + \sum_{k, l=1}^{\infty} \frac{a_k A_l}{2} \left\{ \int_{t-qT_1}^t \cos \left[\frac{2\pi}{qT_1} (qk+l)\tau - \frac{2\pi}{qT_1} lt - \varphi_k + \psi_l \right] d\tau + \right. \\ \left. - \int_{t-qT_1}^t \cos \left[\frac{2\pi}{qT_1} (qk-l)\tau + \frac{2\pi}{qT_1} lt - \varphi_k - \psi_l \right] d\tau \right\} \quad (3.8)$$

Pierwsza z całek jest tożsamościowo równa zero; druga natomiast nie jest tożsamościowo równa zero dla przypadków $qk-l=0$. Wynika stąd, że musi być spełnione:

$$A_{qk} = 0$$

Dla przypadku $q = 1$ będzie:

$$t_a = T_1; \quad f_2(t) \Big|_{t \geq T_1} = a_0 A_0 T_1; \quad A_l = 0.$$

Jest to przypadek, dla którego czas t_a ustalania się odpowiedzi $f_2(t)$ filtru na wymuszenie $f_1(t)$ jest najmniejszy z możliwych i jest równy okresowi T_1 funkcji $f_1(t)$.

Dla tego przypadku wszystkie współczynniki A_l rozwinięcia funkcji $K_t(t)$ w szereg Fouriera muszą być równe zero z wyjątkiem współczynnika A_0 , określającego składową stałą tej funkcji.

Dokonuje się normalizacji funkcji $K_t(t)$ przyjmując $A_0 = 1/t_a$, a wtedy wartość funkcji $f_2(t) \Big|_{t \geq t_a}$ jest równa składowej stałej a_0 wymuszenia

$f_1(t)$. Jest więc spełnione założenie (3.4) dla mnożnika $C=1$.

Ostatecznie odpowiedź impulsowa filtru komparatora wyraża się wzorem:

$$K_t(t) = \frac{1}{t_a} \left[1(t) - 1(t-t_a) \right], \quad (3.9)$$

natomiast jej transformata, będąca transcendentálną transmitancją napięciową filtru:

$$K_t(s) = \left[1 - \exp(-t_a s) \right] / t_a s. \quad (3.10)$$

Zwraca się uwagę, że dla przypadku $q \neq 1$ współczynniki $\Lambda_{1=qk}$ nie muszą - chociaż mogą - być różne od zera. Przypadek ten jest tutaj nieinteresujący, gdyż przyjęcie $q > 1$ prowadzi do zwiększenia czasu t_a i skomplikowania opisu matematycznego, nie wnosząc istotnych korzyści.

Funkcja (3.10), określająca optymalną transmitancję filtra komparatora, jest znana w technice regulacji impulsowej pod nazwą transmitancji ekstrapolatora zerowego rzędu.

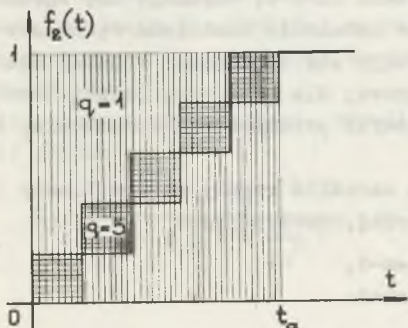
Przedstawiony wywód dowodzi, że niemożliwe jest konstruowanie komparatorów amplitudy o czasie działania krótszym od wspólnego, najmniejszego okresu $T_1 = t_a$ całkosalowo prostowanych sygnałów wejściowych.

Będzie teraz zinterpretowana odpowiedź $f_2(t)$ filtra komparatora o transmitancji (3.10) na dowolne wymuszenie, niekoniecznie okresowe, $\varphi_1(t) = 1(t)\varphi_1(t)$. Wyrazi się ona wzorem:

$$F_2(s) = \frac{1}{t_a} \left[\Phi_1(s) - \exp(-t_a s) \Phi_1(s) \right] \frac{1}{s} = \frac{1}{t_a} \left[\frac{\Phi_1(s)}{s} - \frac{\exp(-t_a s) \Phi_1(s)}{s} \right]$$

Biorąc pod uwagę twierdzenie o przesunięciu rzeczywistym, można podać bardzo proste algorytmy obliczenia odpowiedzi $f_2(t)$ filtra: od funkcji $\varphi_1(t)$ należy odjąć tę samą funkcję, przesuniętą w dodatnim kierunku osi czasu o czas t_a , i otrzymany wynik scałkować, albo od krzywej całkowej funkcji $\varphi_1(t)$ odjąć tę samą krzywą całkową, przesuniętą w dodatnim kierunku osi czasu o czas t_a . Korzystając z zasady superpozycji, można przedstawione algorytmy stosować oddzielnie dla każdego z wymuszeń poszczególnych wejść komparatora i otrzymane odpowiedzi zsumować. W ten sposób można np. określać odpowiedź w przypadku, gdy wymuszeniem jest funkcja uzyskana w wyniku całkosalowo prostowanego sygnału, zawierającego składowe przejściowe.

Staje się oczywiste, że w przypadku, gdy $\varphi_1(t)$ jest funkcją okresową o okresie T_1 , a $t_a = qT_1$, wtedy dla $t > t_a$ odpowiedź filtra jest funkcją stałą. Dla tego przypadku, gdy $q = 1$, wartości funkcji odpowiedzi mogą być z obszaru zakresowanego pionowo na rys. 3.1, zależnie od charakteru funkcji wymuszenia. Gdy np. $q = 5$, wtedy wartości funkcji odpowiedzi mogą być z obszaru zakresowanego poziomo.



Rys. 3.1. Obszary wartości funkcji odpowiedzi w przypadku idealnej transmitancji filtra

3.3. Transmitancje wymierne

Transmitancja $K_t(s)$, określona funkcją (3.10), nie może być zrealizowana w obwodzie o stałych skupionych, wobec czego musi być aproksymowana funkcją wymierną rzeczywistą (3.1), przy ograniczeniach w postaci warunków wystarczających dla realizacji w układzie czwórnika, sformułowanych w punkcie 3.1, z uwzględnieniem ewentualnych dodatkowych ograniczeń.

Aproksymacja funkcji ciągłej w przedziale $\langle a, b \rangle$ funkcją wymierną należy w teorii aproksymacji do rodzaju nieliniowych. Zagadnienie nie jest w ogólnym przypadku pod względem matematycznym rozwiązalne. Istnieje numeryczna metoda aproksymacji funkcją wymierną, polegająca na jej iteracyjnym ulepszaniu - dotyczy ona jednak aproksymacji w skończonym przedziale $\langle a, b \rangle$.

Aproksymacja jest tym lepsza, im większa jest liczba $m+n+1$ parametrów funkcji wymiernej. W rozpatrywanym zagadnieniu, wobec przyjęcia $K(0) = 1$, ilość parametrów wynosi $r = m + n$.

Będzie przeprowadzona dyskusja wyboru stopni m i n funkcji aproksymującej.

Funkcję $K_t(s)$ można scharakteryzować jako holomorficzną w całej płaszczyźnie zmiennej zespolonej, posiadającą punkty zerowe pojedyncze dla $s = \pm j 2\pi k / T_a$, $k=1,2,3,\dots$. Takie rozmieszczenie zer powoduje, w filtrze idealnym, tłumienie do zerowej wartości wszystkich składowych przemennych wymuszenia o pulsacjach $2\pi k / T_1$, $T_1 = T_a$.

Przy prawidłowo wykonanej aproksymacji, funkcja aproksymująca powinna być holomorficzną w prawej domkniętej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej, a jej zera, w ilości n , powinny być położone w pobliżu zer funkcji $K_t(s)$.

Ważny pod uwagę pewien ustalony rząd m funkcji wymiernej i niech m będzie liczbą nieparzystą. Przy uwzględnieniu wcześniejszego założenia: $m-n \geq 1$, największą ilość parametrów uzyskuje się, gdy $n=m-1$. Liczba n jest wtedy liczbą parzystą.

W przypadku, gdy m jest liczbą parzystą, mogłoby być wprowadzić $n=m-1$, ale n jest wtedy liczbą nieparzystą. Oznacza to, że funkcja aproksymująca posiada zero rzeczywiste, a tych funkcja aproksymowana nie posiada. Przyjmując dla tego przypadku $n=m-2$, uzyskuje się zgodność z cechami funkcji aproksymowanej. Takie ustalenie zmniejsza wprowadzić ilość parametrów o 1, ale dzięki temu uzyskuje się dwukrotnie większy spadek logarytmicznej charakterystyki amplitudowej dla $s=j\omega \rightarrow \infty$. Dzięki temu następuje intensywne tłumienie tych składowych przemennych wymuszenia, których pulsacje są większe od $\pi n / T_1$.

Reasumując, można określić reguły wyboru liczby n dla ustalonego rzędu m funkcji wymiernej, następująco:

- m nieparzyste : $n=m-1$,
- m parzyste : $n=m-2$.

Wymaga wyjaśnienia jeszcze jedno zagadnienie natury ogólnej.

Poprzednio przyjęto, że ilością parametrów, będących do dyspozycji w zagadnieniu aproksymacji, jest liczba $r=m+n$. Liczba ta może jednak ulec zmniejszeniu w wyniku celowego wprowadzenia przez konstruktora dodatkowych ograniczeń równościowych.

Korzystne dla niektórych rozwiązań konstrukcyjnych może być np. określenie explicite wielomianu $N(s)$ licznika funkcji (3.4), takiego że zera tego wielomianu występują dokładnie w punktach $s = \pm j 2\pi k/T_1$; $1 \leq k \leq n/2$. Można wtedy mówić o aproksymowaniu funkcji $F(s) = K_t(s)/N(s)$ funkcją wymierną $G(s) = 1/M(s)$ z ilością parametrów $r = m < m+n$. Aproksymacja jest wtedy mniej dokładna, ale odnosi się tę korzyść, że syntezowany filtr ma optymalne własności statyczne. Własności dynamiczne filtru będą gorsze niż w przypadku, gdy $r=m+n$. Jest to jednak filtr optymalny z punktu widzenia przyjętych ograniczeń.

Podany tutaj przykład nie wyczerpuje zagadnienia aproksymacji z ograniczeniami.

Rozpatrzony będzie bliżej przypadek transmitancji drugiego rzędu, gdy $m=2$, $n=0$. Jest to przypadek szczególny, bowiem funkcja wymierna nie posiada zer. Oznacza to, że filtr realizujący tę funkcję nie może tłumić do wartości zerowej żadnej ze składowych przemiennych wymuszenia.

Aproksymacja funkcji (3.10) przy małej ilości parametrów ($r=2$) miałaby ten skutek, że filtr, rozpatrywany jako filtr komparatora amplitudy, miałby niemożliwe do przyjęcia własności statyczne. Niezbędne stałoby się wprowadzenia ograniczenia równościowego, określającego położenie asymptoty logarytmicznej charakterystyki amplitudowej dla $s = j\omega \rightarrow \infty$, a wtedy ilość parametrów $r=1$.

Aproksymacja przy tak małej ilości parametrów może prowadzić do nieoczekiwanych wyników. Bardziej racjonalne jest przyjęcie drugiego ograniczenia równościowego i tym samym zrezygnowanie z aproksymacji. Ograniczeniem tym może być przyjęcie liczbowej wartości stosunku maksymalnej wartości odpowiedzi filtru na skok jednostkowy do wartości ustalonej. Korzystne wartości zawierają się w przedziale od 1,02 do 1,05.

Wprowadzenie drugiego ograniczenia sprawia, że przekaźniki pomiarowe, konstruowane z tak syntezowanymi komparatorami, nie wykazują asymptotycznie wzrastającego czasu działania dla wartości sygnałów wejściowych zbliżonych do wartości rozruchowych. Ma to istotne znaczenie dla selektywności działania zabezpieczeń.

Kierując się przedstawionymi przesłankami, określono transmitancję drugiego rzędu w wygodnej postaci:

$$K_2(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{\alpha} s + \frac{1}{2\alpha^2} s^2}; \alpha > 0 \quad (3.11)$$

Transmitancja filtru czternastego rzędu

TRANSMITANCJA KOMPARATORA K(14)

LICZNIK :

| | | | |
|---|--------|---|----------------------------|
| a | [0] | = | 1.000 000 _n 00 |
| a | [1] | = | 0.0 |
| a | [2] | = | 3.703 704 _n -06 |
| a | [3] | = | 0.0 |
| a | [4] | = | 3.395 062 _n -12 |
| a | [5] | = | 0.0 |
| a | [6] | = | 1.150 219 _n -18 |
| a | [7] | = | 0.0 |
| a | [8] | = | 1.597 526 _n -25 |
| a | [9] | = | 0.0 |
| a | [10] | = | 8.492 960 _n -33 |
| a | [11] | = | 0.0 |
| a | [12] | = | 1.200 928 _n -40 |

MIANOWNIK :

| | | | |
|---|--------|---|----------------------------|
| b | [0] | = | 1.000 000 _n 00 |
| b | [1] | = | 5.000 000 _n -03 |
| b | [2] | = | 1.203 704 _n -05 |
| b | [3] | = | 1.851 852 _n -08 |
| b | [4] | = | 2.037 037 _n -11 |
| b | [5] | = | 1.697 531 _n -14 |
| b | [6] | = | 1.107 085 _n -17 |
| b | [7] | = | 5.751 093 _n -21 |
| b | [8] | = | 2.396 289 _n -24 |
| b | [9] | = | 7.987 629 _n -28 |
| b | [10] | = | 2.102 008 _n -31 |
| b | [11] | = | 4.246 480 _n -35 |
| b | [12] | = | 6.244 823 _n -39 |
| b | [13] | = | 6.004 638 _n -43 |
| b | [14] | = | 2.859 351 _n -47 |

ZERA :

| | | | | |
|-----|---|---|---|---------|
| 0.0 | + | j | 6 | 788.277 |
| 0.0 | + | j | 3 | 560.583 |
| 0.0 | + | j | 2 | 536.569 |
| 0.0 | + | j | 1 | 885.057 |
| 0.0 | + | j | 1 | 256.637 |
| 0.0 | + | j | | 628.318 |
| 0.0 | - | j | | 628.318 |
| 0.0 | - | j | 1 | 256.637 |
| 0.0 | - | j | 1 | 885.057 |
| 0.0 | - | j | 2 | 536.569 |
| 0.0 | - | j | 3 | 560.583 |
| 0.0 | - | j | 6 | 788.277 |

BIEGUNY :

| | | | | |
|------------|---|---|---|---------|
| -710.217 | + | j | 2 | 405.148 |
| -1 144.070 | + | j | 1 | 978.941 |
| -1 434.480 | + | j | 1 | 594.642 |
| -1 639.769 | + | j | 1 | 228.616 |
| -1 782.202 | + | j | | 872.306 |
| -1 872.616 | + | j | | 521.508 |
| -1 916.664 | + | j | | 173.579 |
| -1 916.601 | - | j | | 173.585 |
| -1 872.650 | - | j | | 521.497 |
| -1 782.193 | - | j | | 872.313 |
| -1 639.769 | - | j | 1 | 228.615 |
| -1 434.480 | - | j | 1 | 594.642 |
| -1 144.070 | - | j | 1 | 978.942 |
| -710.217 | - | j | 2 | 405.148 |

RESIDUA :

| | | | |
|---------------------------|---|---|--------------------------|
| 4.186 949 _n 2 | + | j | 5.569 338 _n 3 |
| 2.807 032 _n 5 | - | j | 1.955 969 _n 5 |
| -5.605 154 _n 6 | - | j | 1.305 247 _n 5 |
| 3.636 808 _n 7 | + | j | 1.889 351 _n 7 |
| -1.090 674 _n 8 | - | j | 1.220 368 _n 8 |
| 1.609 373 _n 8 | + | j | 3.606 864 _n 8 |
| -8.284 790 _n 7 | - | j | 6.007 364 _n 8 |
| -8.290 340 _n 7 | + | j | 6.007 340 _n 8 |
| 1.608 749 _n 8 | - | j | 3.606 863 _n 8 |
| -1.090 804 _n 8 | + | j | 1.220 386 _n 8 |
| 3.636 748 _n 7 | - | j | 1.889 309 _n 7 |
| -5.605 148 _n 6 | + | j | 1.305 314 _n 5 |
| 2.807 037 _n 5 | + | j | 1.955 968 _n 5 |
| 4.186 957 _n 2 | - | j | 5.569 337 _n 3 |

lub inaczej:

$$K_2(s) = \frac{2\alpha^2}{[s - (-\alpha + j\alpha)][s - (-\alpha - j\alpha)]} \quad (3.12)$$

Zmiana pulsacji α powoduje przesuwanie asymptoty logarymicznej charakterystyki amplitudowej, z czym wiąże się równoczesna zmiana skali czasu; nie powoduje natomiast zmiany charakteru odpowiedzi filtru. Wyboru pulsacji α dokonuje konstruktor indywidualnie dla każdego rozwiązywanego zagadnienia.

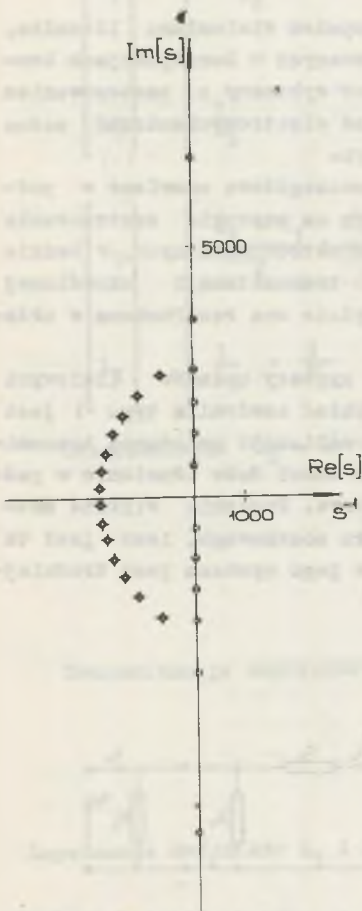
Funkcję (3.10) aproksymowano funkcjami wymiernymi rzędów $m=3,4,\dots,14$, spełniającymi warunki realizacji. Zastosowano przyjęte poprzednio reguły wyboru stopnia n ; nie przyjmowano żadnych dodatkowych ograniczeń.

Spośród uzyskanych transmitancji przedstawia się tutaj transmitancję rzędu czternastego $K_{14}(s)$, której parametry określa tabl. 1. Na rys. 3.2 pokazano rozmieszczenie zer i biegunów tej transmitancji na płaszczyźnie zespolonej.

Z analizy, przeprowadzonej poza niniejszą pracą, wynika nietrudny do przewidzenia wniosek, że transmitancje rzędów do około szóstego powinny być przy rozwiązywaniu konkretnych zagadnień konstrukcyjnych aproksymowane z przyjęciem dodatkowych ograniczeń równościowych.

Z ograniczeń tych można zrezygnować w przypadku określania transmitancji wyższych rzędów; wtedy zarówno własności statyczne jak też dynamiczne filtru są zadowalające. Transmitancje te mogą być zatem skatalogowane według ich rzędów z określeniem katalogowych własności. Komparator amplitudy może być wtedy typowym elementem konstrukcyjnym w kilku optymalnych odmianach.

Zwraca się uwagę, że w przypadku gdy sygnałami wejściowymi komparatora są sygnały okresowe, scharakteryzowane innym widmem niż widmo całokątowo prostowanej sinusoidy, omawiana granica rzędów może ulec przesunięciu.



Rys. 3.2. Zera i bieguny transmitancji filtru czternastego rzędu

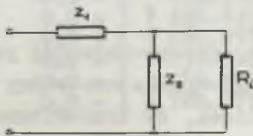
3.4. Synteza filtra drugiego rzędu

Transmitancją drugiego rzędu, z zerowym stopniem wielomianu licznika, charakteryzują się liczne układy filtrów stosowanych w konstrukcjach komparatorów amplitudy. Przykładem jest komparator wykonany z zastosowaniem przekaźnika magnetoelektrycznego, którego układ elektromechaniczny można łatwo zastąpić równoważnym układem elektrycznym.

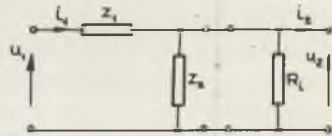
Wprawdzie transmitancje drugiego rzędu są szczegółowo omawiane w podręcznikach automatyki, lecz mimo to, ze względu na szerokie zastosowanie komparatorów tego rodzaju, jak też ze względów metodologicznych, będzie przedstawiona synteza filtra drugiego rzędu, o transmitancji określonej wzorem (3.11), w obwodzie liniowym biernym. Będzie ona realizowana w układzie czwórnika.

Najbardziej interesujące z punktu widzenia syntezy układów liniowych są czwórniki typu Γ i czwórniki mostkowe X . Układ czwórnika typu Γ jest prostszy, synteza łatwiejsza, ale możliwości realizacji założonej transmitancji są dość ograniczone. Niekiedy filtr ten wnosi duże tłumienie w paśmie częstotliwości zdefiniowanym jako przepustowe. Znacznie większe możliwości w zakresie syntezy daje układ czwórnika mostkowego, lecz jest to układ rozbudowany, z dużą ilością elementów, a jego synteza jest trudniejsza.

3.4.1. F i l t r t y p u Γ



Rys. 3.3. Schemat ogólny filtra typu Γ , obciążonego rezystancją inductora



Rys. 3.4. Układ połączeń czwórników elementarnych

Schemat ogólny filtra typu Γ , złożonego z impedancji Z_1 i Z_2 , obciążonego rezystancją inductora R_1 , pokazano na rys. 3.3. Macierz łańcuchowa układu jest iloczynem macierzy łańcuchowych czwórników elementarnych, pokazanych na rys. 3.4, wobec czego można napisać:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_2 + Z_1}{Z_2} & Z_1 \\ \frac{1}{Z_2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_2 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_2 + Z_1}{Z_2} + \frac{Z_1}{R_1} & Z_1 \\ \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{R_1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_2 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

Uwzględniając $i_2 = 0$, otrzymuje się:

$$u_1 = \left(\frac{Z_2 + Z_1}{Z_2} + \frac{Z_1}{R_1} \right) u_2 \quad (3.14)$$

$$i_1 = \left(\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{R_1} \right) u_2$$

Transmitancję napięciową układu $T(s)$ określa się ze wzoru (3.14)

$$T(s) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{R_1}} \quad (3.15)$$

Impedancje dwójników Z_1 i Z_2 można przedstawić w postaci ogólnej:

$$Z_1 = Z_{01} \frac{\prod_{i=1}^n (s - u_i)}{\prod_{i=1}^m (s - v_i)} \quad (3.16)$$

$$Z_2 = Z_{02} \frac{\prod_{i=1}^q (s - x_i)}{\prod_{i=1}^p (s - y_i)} \quad (3.17)$$

gdzie Z_{01} i Z_{02} są stałymi, niezależnymi od zmiennej s .

Po uwzględnieniu wzorów (3.16) i (3.17), transmitancję (3.15) można przedstawić:

$$T(s) =$$

$$T(s) = \frac{Z_{02} \prod_{i=1}^m (s-v_i) \prod_{i=1}^q (s-x_i)}{Z_{02} \prod_{i=1}^m (s-v_i) \prod_{i=1}^q (s-x_i) + Z_{01} \prod_{i=1}^p (s-y_i) \prod_{i=1}^n (s-u_i) + \frac{Z_{01} Z_{02}}{R_i} \prod_{i=1}^n (s-u_i) \prod_{i=1}^q (s-x_i)} \quad (3.18)$$

Transmitancję (3.11) można inaczej wyrazić

$$K_2(s) = K_0 \frac{1}{s^2 + 2\alpha s + 2\alpha^2} \quad (3.19)$$

Zadanie polega na takim wyborze zer i biegunów transmitancji (3.18), aby przybrała ona postać (3.19), przy równoczesnym spełnieniu warunków realizacji impedancji (3.16) i (3.17).

W tym celu przekształca się w dalszym ciągu transmitancję (3.18) do postaci:

$$T(s) = \frac{Z_{02}}{Z_{02} + Z_{01} \frac{\prod_{i=1}^n (s-u_i) \prod_{i=1}^p (s-y_i)}{\prod_{i=1}^m (s-v_i) \prod_{i=1}^q (s-x_i)} + \frac{Z_{01} Z_{02}}{R_i} \frac{\prod_{i=1}^n (s-u_i)}{\prod_{i=1}^m (s-v_i)}} \quad (3.20)$$

Postawione zadanie ma tylko jedno rozwiązanie:

$$m = 0; \quad n = 1; \quad p = 1; \quad q = 0 \quad (3.21)$$

Po uwzględnieniu powyższego oraz uporządkowaniu wzoru (3.20), otrzymuje się:

$$T(s) = \frac{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}}{s^2 + \left[\frac{Z_{02}}{R_i} - (u_1 + y_1) \right] s + \left[\frac{Z_{02}}{Z_{01}} + u_1 y_1 - \frac{Z_{02}}{R_i} u_1 \right]} \quad (3.22)$$

Transmitancje (3.19) i (3.22) muszą być równe sobie tożsamościowo, wobec czego:

$$\left. \begin{aligned} \frac{z_{02}}{z_{01}} &= K_0 \\ \frac{z_{02}}{R_1} - (u_1 + y_1) &= 2\alpha \\ \frac{z_{02}}{z_{01}} + u_1 y_1 - \frac{z_{02}}{R_1} u_1 &= 2\alpha^2 \end{aligned} \right\} \quad (3.23)$$

Ze związków (3.23) otrzymuje się:

$$u_1 = -\alpha \pm \sqrt{K_0 - \alpha^2} \quad (3.24)$$

$$y_1 = K_0 \frac{z_{01}}{R_1} - \alpha \mp \sqrt{K_0 - \alpha^2} \quad (3.25)$$

przy czym muszą być spełnione warunki:

$$\left. \begin{aligned} K_0 - \alpha^2 &\geq 0 \\ u_1 &\leq 0 \\ y_1 &\leq 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.26)$$

Wzory (3.16) i (3.17), po uwzględnieniu wzorów (3.21), (3.24) i (3.25), przyjmują postać:

$$Z_1 = z_{01} s + z_{01} (\alpha \mp \sqrt{K_0 - \alpha^2}) \quad (3.27)$$

$$Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{K_0 z_{01}} s + \left(\frac{\alpha \pm \sqrt{K_0 - \alpha^2}}{K_0 z_{01}} - \frac{1}{R_1} \right)} \quad (3.28)$$

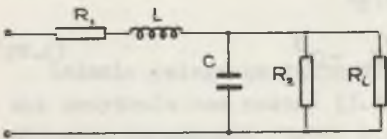
Wzory (3.27) i (3.28) określają impedancje dwójników pokazanych na rys. 3.5a i 3.5b.



Rys. 3.5. Impedancje filtra
a) impedancja \$Z_1\$ b) impedancja \$Z_2\$

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= Z_{01} (\alpha \mp \sqrt{K_0 - \alpha^2}) \\ L &= Z_{01} \\ \frac{1}{R_2} &= \frac{\alpha \pm \sqrt{K_0 - \alpha^2}}{K_0 Z_{01}} - \frac{1}{R_1} \\ C &= \frac{1}{K_0 Z_{01}} \end{aligned} \right\} \quad (3.29)$$

Biorąc pod uwagę rys. 3.3 i 3.5, w wyniku syntezy otrzymuje się układ filtru pokazany na rys. 3.6.



Rys. 3.6. Układ filtru przed optymalizacją parametrów

Wykorzystując trzeci ze związków (3.29), można określić zastępczą rezystancję R równolegle połączonych R_2 i R_1 :

$$R = \frac{K_0 Z_{01}}{\alpha \pm \sqrt{K_0 - \alpha^2}}$$

Rezystancję tę można traktować jako rezystancję odbiornika.

Moc tracona w rezystancji R , przy przepływie prądu pochodzącego od składowej stałej napięcia wejściowego, przy ustalonej wartości tego napięcia, jest największa gdy $R=R_1$, skąd:

$$\frac{K_0 Z_{01}}{\alpha \pm \sqrt{K_0 - \alpha^2}} = Z_{01} (\alpha \mp \sqrt{K_0 - \alpha^2}) \quad (3.30)$$

Ze wzoru (3.30) otrzymuje się:

$$K_0 = \alpha^2 \quad (3.31)$$

Wykorzystując zależność (3.31), można uprościć związki (3.29).

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= Z_{01} \alpha \\ L &= Z_{01} \\ \frac{1}{R_2} &= \frac{1}{Z_{01} \alpha} - \frac{1}{R_1} \\ C &= \frac{1}{Z_{01} \alpha} - \frac{1}{R_1} \end{aligned} \right\} \quad (3.32)$$

Zakłada się $R_2 \rightarrow \infty$, a wtedy z trzeciego związku (3.32) otrzymuje się:

$$Z_{01} = \frac{R_1}{\alpha}, \quad (3.33)$$

a z pozostałych:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= R_1 \\ L &= \frac{R_1}{\alpha} \\ C &= \frac{1}{R_1 \alpha} \end{aligned} \right\} \quad (3.34)$$

Korzystając ze wzorów (3.31) i (3.33), można sprawdzić spełnienie warunków (3.26). Rzeczywiście:

$$K_0 - \alpha^2 = 0$$

$$u_1 = -\alpha$$

(z założenia: $\alpha > 0$)

$$y_1 = 0.$$

Transmitancja (3.19) przybiera teraz postać:

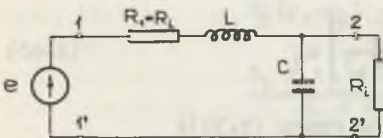
$$K_2(s) = \frac{\alpha^2}{s^2 + 2\alpha s + 2\alpha^2} \quad (3.35)$$

Charakterystyczne jej wartości:

$$K_2(s) \Big|_{s=0} = \frac{1}{2} \quad (3.36)$$

$$K_2(s) \Big|_{s \rightarrow \infty} = 0 \quad (3.37)$$

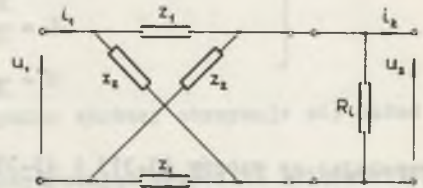
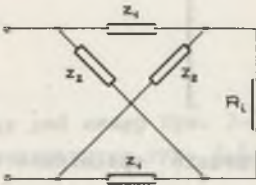
Reasumując, wynik syntezy filtra można przedstawić w postaci schematu rys.3.7. wzorów (3.34), określających wartości parametrów, oraz - transmitancji (3.35)



Rys. 3.7. Schemat komparatora z filtrem drugiego rzędu typu 1

3.4.2. Filtr mostkowy

Schemat ogólny filtra mostkowego, złożonego z impedancji Z_1 i Z_2 , obciążonego rezystancją indykatora R_1 , pokazano na rys. 3.8. Związek między prądami i napięciami na wejściu i wyjściu łańcuchowo połączonych czwórników (rys. 3.9) określa równanie:



Rys. 3.8. Schemat ogólny filtra mostkowego, obciążonego rezystancją indykatora

Rys. 3.9. Układ połączeń czwórników elementarnych

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_2 + Z_1}{Z_2 - Z_1} & \frac{2Z_2 Z_1}{Z_2 - Z_1} \\ \frac{2}{Z_2 - Z_1} & \frac{Z_2 + Z_1}{Z_2 - Z_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_2 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_2 + Z_1}{Z_2 - Z_1} + \frac{2Z_2 Z_1}{R_1(Z_2 - Z_1)} & \frac{2Z_2 Z_1}{Z_2 - Z_1} \\ \frac{2}{Z_2 - Z_1} + \frac{Z_2 + Z_1}{R_1(Z_2 - Z_1)} & \frac{Z_2 + Z_1}{Z_2 - Z_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_2 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

Uwzględniając $i_2 = 0$, otrzymuje się:

$$u_1 = \left[\frac{Z_2 + Z_1}{Z_2 - Z_1} + \frac{2Z_2 Z_1}{R_1(Z_2 - Z_1)} \right] u_2 \quad (3.39)$$

$$i_1 = \left[\frac{2}{Z_2 - Z_1} + \frac{Z_2 + Z_1}{R_1(Z_2 - Z_1)} \right] u_2 \quad (3.40)$$

Transmitancję napięciową układu określa się ze wzoru (3.39):

$$T(s) = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1 + 2 \frac{Z_2 Z_1}{R_1}} \quad (3.41)$$

Czyni się założenie, że rezystancja indykatora R_1 spełnia warunek dopasowania, czyli:

$$R_1^2 = Z_1 Z_2 \quad (3.42)$$

Po uwzględnieniu wzoru (3.42) otrzymuje się:

$$T(s) = \frac{R_1 - Z_1}{R_1 + Z_1} \quad (3.43)$$

Impedancję Z_1 można przedstawić w sposób ogólny:

$$Z_1 = Z_{01} \frac{\prod_{i=1}^n (s-x_i)}{\prod_{i=1}^m (s-y_i)} \quad (3.44)$$

wobec czego transmitancja (3.43) może być wyrażona:

$$T(s) = \frac{R_1 \prod_{i=1}^m (s-y_i) - Z_{01} \prod_{i=1}^n (s-x_i)}{R_1 \prod_{i=1}^m (s-y_i) + Z_{01} \prod_{i=1}^n (s-x_i)} \quad (3.45)$$

Żądana transmitancja (3.19) musi być tożsamościowo równa transmitancji (3.45). Warunkiem koniecznym, lecz nie wystarczającym, jest:

$$n = 2; \quad m = 2 \quad (3.46)$$

Po uwzględnieniu wzorów (3.46) transmitancja (3.45) wyraża się:

$$T(s) = \frac{(R_1 - Z_{01})s^2 - [R_1(y_1 + y_2) - Z_{01}(x_1 + x_2)]s + [R_1 y_1 y_2 - Z_{01} x_1 x_2]}{(R_1 + Z_{01})s^2 - [R_1(y_1 + y_2) + Z_{01}(x_1 + x_2)]s + [R_1 y_1 y_2 + Z_{01} x_1 x_2]} \quad (3.47)$$

Z tożsamościowego porównania transmitancji żądanej z transmitancją (3.47) wynikają związki:

$$\left. \begin{aligned} R_1 - Z_{01} &= 0 \\ R_1(y_1 + y_2) - Z_{01}(x_1 + x_2) &= 0 \\ \frac{R_1 y_1 y_2 - Z_{01} x_1 x_2}{R_1 + Z_{01}} &= K_0 \\ - \frac{R_1(y_1 + y_2) + Z_{01}(x_1 + x_2)}{R_1 + Z_{01}} &= 2\alpha \\ \frac{R_1 y_1 y_2 + Z_{01} x_1 x_2}{R_1 + Z_{01}} &= 2\alpha^2 \end{aligned} \right\} \quad (3.48)$$

Uwzględniając pierwszy ze związków,

$$Z_{01} = R_1, \quad (3.49)$$

można pozostałe uprościć:

$$\left. \begin{aligned} (y_1 + y_2) - (x_1 + x_2) &= 0 \\ y_1 y_2 - x_1 x_2 &= 2 K_0 \\ -(y_1 + y_2) - (x_1 + x_2) &= 4\alpha \\ y_1 y_2 + x_1 x_2 &= 4\alpha^2 \end{aligned} \right\} \quad (3.50)$$

Sumując odpowiednie równania, można otrzymać związki:

$$\begin{aligned} - (x_1 + x_2) &= 2\alpha \\ x_1 x_2 &= 2\alpha^2 \end{aligned} \quad (3.51)$$

Wychodząc ze wzoru (3.44), uwzględniając (3.46), (3.49) i (3.51), można impedancję Z_1 przedstawić:

$$Z_1 = R_1 \frac{s^2 + 2\alpha s + 2\alpha^2 - K_0}{(s - y_1)(s - y_2)} \quad (3.52)$$

Impedancja ta musi spełniać warunki realizacji, tzn. musi być funkcją Brune'a. Warunki te będą spełnione, jeśli zostanie dokonany stosowny wybór K_0 , y_1 , y_2 .

Przyjmując:

$$y_1 = -a + jb; \quad y_2 = -a - jb; \quad a \geq 0, \quad (3.53)$$

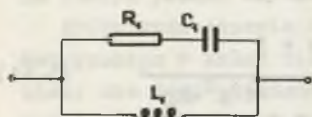
można wzór (3.52) przekształcić do postaci:

$$Z_1 = \frac{\frac{R_1}{a^2 + b^2} s^2 + \frac{2\alpha R_1}{a^2 + b^2} s + \frac{(2\alpha^2 - K_0) R_1}{a^2 + b^2}}{\frac{1}{a^2 + b^2} s^2 + \frac{2a}{a^2 + b^2} s + 1} \quad (3.54)$$

Impedancja dwójnika, pokazanego na rys. 3.10, wyraża się wzorem:

$$Z = \frac{R_1 L_1 C_1 s^2 + L_1 s}{L_1 C_1 s^2 + R_1 C_1 s + 1} \quad (3.55)$$

Z porównania tożsamościowego wzorów (3.54) i (3.55) wynika:



Rys. 3.10. Dwójnik RLC

$$\left. \begin{aligned} \frac{R_1}{a^2 + b^2} &= R_1 L_1 C_1 \\ \frac{2\alpha R_1}{a^2 + b^2} &= L_1 \\ 2\alpha^2 - K_0 &= 0 \\ \frac{1}{a^2 + b^2} &= L_1 C_1 \\ \frac{2a}{a^2 + b^2} &= R_1 C_1 \end{aligned} \right\} \quad (3.56)$$

Mnożąc stronami równanie drugie z piątym i porównując wynik z zależnością pierwszą, otrzymuje się:

$$a^2 + b^2 = 4a\alpha \quad (3.57)$$

Ze wzorów (3.56) wyznacza się:

$$R_1 = R_1; \quad L_1 = \frac{R_1}{2a}; \quad C_1 = \frac{1}{2\alpha R_1} \quad (3.58)$$

Pisząc wzór (3.57) w postaci:

$$b = \sqrt{4a\alpha - a^2} \quad (3.59)$$

i biorąc pod uwagę, że b musi być liczbą rzeczywistą oraz $a \geq 0$, można sformułować warunek konieczny:

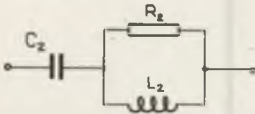
$$0 \leq a \leq 4\alpha \quad (3.60)$$

Ostatecznie, impedancja Z_1 układu z rys. 3.8 jest dwójnikiem z rys. 3.10, którego parametry określone są wzorami (3.58), ograniczona warunkiem koniecznym (3.60). Istnieje zatem pewna swoboda wyboru części rzeczywistej - patrz wzór (3.53) - bieguna impedancji Z_1 , natomiast wartość części urojonej wynika ze wzoru (3.59).

Impedancja Z_2 jest dwójnikiem przeciwstawnym w stosunku do dwójnika z rys. 3.10, co wynika ze wzoru (3.42). Dwójnik potencjalnie przeciwstawny można określić drogą inwersji układu połączeń. Wynikiem tego zabiegu jest schemat dwójnika pokazany na rys. 3.11.

Ze wzorów (3.42) i (3.54) otrzymuje się:

$$Z_2 = R_1^2 \frac{1}{Z_1} = \frac{\frac{1}{a^2+b^2} s^2 + \frac{2a}{a^2+b^2} s + 1}{\frac{1}{R_1(a^2+b^2)} s^2 + \frac{2\alpha}{R_1(a^2+b^2)} s + \frac{2\alpha^2 - K_0}{R_1(a^2+b^2)}} \quad (3.61)$$



Rys. 3.11. Dwódznik potencjalnie przeciwny dwódnikowi z rys. 3.10

Impedancja dwódnika z rys. 3.11 wyraża się wzorem:

$$Z = \frac{L_2 C_2 s^2 + \frac{L_2}{R_2} s + 1}{\frac{L_2 C_2}{R_2} s^2 + C_2 s} \quad (3.62)$$

Z porównania tożsamościowej impedancji (3.61) i (3.62) określa się parametry \$R_2\$, \$L_2\$, \$C_2\$ i warunki realizacji dwódnika w sposób podany do opisanego wyżej. Wyniki są następujące:

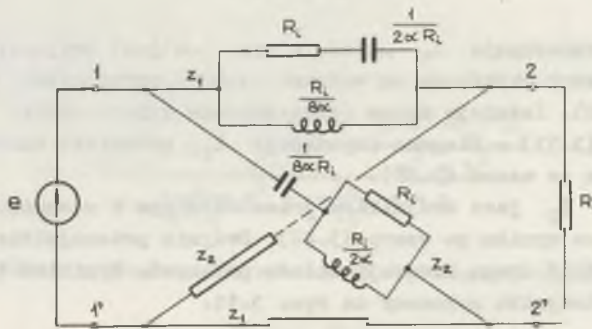
$$R_2 = R_1; \quad L_2 = \frac{R_1}{2\alpha}; \quad C_2 = \frac{1}{2a R_1} \quad (3.63)$$

Tak samo obowiązuje tutaj wzór (3.59) i warunek (3.60).

Ze wzorów (3.58) i (3.63) można wysnuć wniosek, że ze względów konstrukcyjnych najbardziej korzystne jest wybranie możliwie największej wartości części rzeczywistej a bieguna impedancji \$Z_1\$, bowiem wtedy \$L_1\$ i \$C_2\$ są najmniejsze.

Biorąc pod uwagę warunek (3.60), czyni się założenie:

$$a = 4\alpha \quad (3.64)$$



Rys. 3.12. Schemat komparatora z filtrem mostkowym drugiego rzędu

Na rys. 3.12 pokazano pełny schemat komparatora z filtrem mostkowym, na którym podano wartości parametrów z uwzględnieniem założenia (3.64).

Próby zmniejszenia ilości elementów, jak też przekształcenia układu symetrycznego w układ niesymetryczny w postaci czwórnika typu T z mostkiem, nie dały pożądanego rezultatu. Sądzi się, że można dowieść niemożliwości dokonania tych zmian.

Biorąc pod uwagę wzór (3.19) oraz trzecie z równań (3.56), można określić transmitancję filtra mostkowego:

$$K_2(s) = \frac{2\alpha^2}{s^2 + 2\alpha s + 2\alpha^2} \quad (3.65)$$

Wartościami charakterystycznymi tej transmitancji są:

$$K_2(s) \Big|_{s=0} = 1 \quad (3.66)$$

$$K_2(s) \Big|_{s \rightarrow \infty} = 0 \quad (3.67)$$

Z porównania wyników syntezy filtrów drugiego rzędu można wysnuć wniosek, że komparator amplitudy z filtrem Γ jest zdecydowanie korzystniejszy w realizacji od komparatora z filtrem mostkowym. Wynika to ze znacznie mniejszej ilości elementów, łatwiejszego strojenia i, co bardzo istotne, komparator z filtrem typu Γ można idealizować, włączając w gałęzi podłużnej rezystancję dławika L do rezystancji R_1 , dzięki czemu nie jest wymagana duża dobroć dławika. W komparatorze z filtrem mostkowym nie ma możliwości takiej idealizacji.

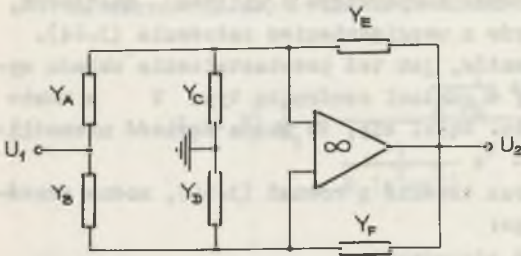
Na korzyść komparatora z filtrem mostkowym przemawia tylko dwukrotnie większa transmitancja dla składowej stałej, ale jest to bez większego znaczenia.

Przedstawioną tutaj strukturę filtra drugiego rzędu można uważać za optymalną w zakresie układów biernych.

3.5. Synteza filtra czternastego rzędu

Transmitancja czternastego rzędu, określona tablicą 1, spełnia warunki realizacji w układzie czwórnika liniowego biernego, bowiem jej bieguny znajdują się w lewej otwartej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej i nie posiada ona biegunów w nieskończoności.

Na podstawie wyników, podanych w tablicy 1, można transmitancję $K_{14}(s)$ przedstawić jako różnicę dwu funkcji rzeczywistych dodatnich i przeprowadzić syntezę, wykorzystując ogólne zależności opisujące czwórniki bierne typu Γ lub typu X. Obwód taki będzie złożony z elementów R, L, C; zastosowanie dodatkowe elementów M może uprościć strukturę filtra.



Rys. 3.13. Obwód liniowy aktywny do syntezy transmitancji czternastego rzędu

Dla uniknięcia powtarzania metod syntezy syntezę filtra o transmitancji $K_{14}(s)$ przeprowadzono w obwodzie liniowym aktywnym, o strukturze mostkowej, zaproponowanej przez S.K. Mitra [11], przedstawionej na rys.3.13. Dla tej struktury charakterystyczne jest wykorzystanie jednego tylko wzmacniacza operacyjnego różnicowego

go i brak jakichkolwiek dodatkowych ograniczeń dotyczących realizowanej transmitancji.

Metoda ta, jak też wiele innych metod związanych z obwodami aktywnymi, nie wymaga stosowania elementów L, co jest ważne ze względów technologicznych.

Dla układu z rys. 3.13 ważna jest zależność:

$$T(s) = \frac{Y_A - Y_B}{Y_F - Y_E}, \quad (3.68)$$

przy czym musi być spełnione:

$$Y_A + Y_C + Y_E = Y_B + Y_D + Y_F \quad (3.69)$$

Transmitancję $K_{14}(s)$ można przedstawić w postaci:

$$K_{14}(s) = \frac{N(s)/Q(s)}{M(s)/Q(s)},$$

gdzie: $Q(s)$ jest dowolnym wielomianem stopnia $q \geq 13$, którego pierwiastki są pojedyncze, rzeczywiste, ujemne.

Dla jednoznacznego określenia wielomianu $Q(s)$ zażądano spełnienia warunku minimum wrażliwości biegunów transmitancji. Zastosowano zatem rozkład Horowitza wielomianu $M(s)$, uzyskując transmitancję $K_{14}(s)$ w postaci wyrażonej wzorem (3.68).

Z warunku (3.69) można wyprowadzić zależność:

$$Y_C - Y_D = \frac{M(s) - N(s)}{Q(s)}, \quad (3.70)$$

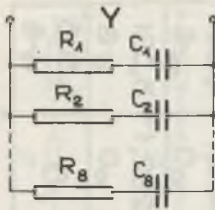
na podstawie której określa się admittancje Y_C i Y_D .

Wyniki przedstawiono w tabelicy 2. Każda z admittancji jest dwójnikiem, którego schemat przedstawiono na rys. 3.14.

Tablica 2

Parametry admittancji filtru aktywnego czteremastego rzędu

| Y_A | | Y_B | | Y_C | | Y_D | | Y_E | | Y_F | |
|-----------------------|---------------------------|-----------------------|---------------------------|-----------------------|---------------------------|-----------------------|---------------------------|-----------------------|--------------------------|-----------------------|--------------------------|
| R [Ω] | C [F] | R [Ω] | C [F] | R [Ω] | C [F] | R [Ω] | C [F] | R [Ω] | C [F] | R [Ω] | C [F] |
| 10,47 $\cdot 10^6$ | zwarcie | 22,30 $\cdot 10^6$ | 2,152 $\cdot 10^{-12}$ | 19,89 $\cdot 10^3$ | 11,91 $\cdot 10^{-9}$ | 716,4 $\cdot 10^3$ | 67,00 $\cdot 10^{-12}$ | 19,85 $\cdot 10^0$ | 2,418 $\cdot 10^{-6}$ | 299,4 $\cdot 10^0$ | zwarcie |
| 588,1 $\cdot 10^3$ | 241,6 $\cdot 10^{-12}$ | 19,83 $\cdot 10^3$ | 11,94 $\cdot 10^{-9}$ | 117,9 $\cdot 10^0$ | 3,356 $\cdot 10^{-6}$ | 731,0 $\cdot 10^3$ | 194,4 $\cdot 10^{-12}$ | 200,1 $\cdot 10^0$ | 1,184 $\cdot 10^{-6}$ | 86,04 $\cdot 10^0$ | 1,651 $\cdot 10^{-6}$ |
| 1,145 $\cdot 10^3$ | 281,2 $\cdot 10^{-9}$ | 117,9 $\cdot 10^0$ | 3,356 $\cdot 10^{-6}$ | 9,972 $\cdot 10^0$ | 50,34 $\cdot 10^{-6}$ | 1,145 $\cdot 10^3$ | 281,2 $\cdot 10^{-9}$ | 578,4 $\cdot 10^0$ | 648,2 $\cdot 10^{-9}$ | 360,5 $\cdot 10^0$ | 893,3 $\cdot 10^{-9}$ |
| 22,53 $\cdot 10^0$ | 20,26 $\cdot 10^{-6}$ | 9,972 $\cdot 10^0$ | 50,34 $\cdot 10^{-6}$ | 31,49 $\cdot 10^0$ | 19,03 $\cdot 10^{-6}$ | 22,53 $\cdot 10^0$ | 20,26 $\cdot 10^{-6}$ | 1,427 $\cdot 10^3$ | 351,8 $\cdot 10^{-9}$ | 909,1 $\cdot 10^0$ | 502,1 $\cdot 10^{-9}$ |
| 10,96 $\cdot 10^0$ | 49,36 $\cdot 10^{-6}$ | 31,49 $\cdot 10^0$ | 19,03 $\cdot 10^{-6}$ | 3,309 $\cdot 10^3$ | 279,1 $\cdot 10^{-9}$ | 10,96 $\cdot 10^0$ | 49,36 $\cdot 10^{-6}$ | 941,5 $\cdot 10^0$ | 636,7 $\cdot 10^{-9}$ | 1,429 $\cdot 10^3$ | 378,7 $\cdot 10^{-9}$ |
| 227,9 $\cdot 10^0$ | 3,103 $\cdot 10^{-6}$ | 3,308 $\cdot 10^3$ | 279,2 $\cdot 10^{-9}$ | 2,206 $\cdot 10^6$ | 1,939 $\cdot 10^{-9}$ | 227,9 $\cdot 10^0$ | 3,103 $\cdot 10^{-6}$ | 440,1 $\cdot 10^0$ | 2,099 $\cdot 10^6$ | 639,1 $\cdot 10^0$ | 1,106 $\cdot 10^{-6}$ |
| 81,72 $\cdot 10^3$ | 18,16 $\cdot 10^{-9}$ | 1,655 $\cdot 10^6$ | 2,584 $\cdot 10^{-9}$ | 0 | 43,04 $\cdot 10^{-12}$ | 82,37 $\cdot 10^3$ | 180,2 $\cdot 10^{-9}$ | 189,5 $\cdot 10^0$ | 22,57 $\cdot 10^{-6}$ | 292,1 $\cdot 10^0$ | 5,081 $\cdot 10^{-6}$ |
| — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | 0 | 1,505 $\cdot 10^{-6}$ |



Rys. 3.14. Schemat admittancej obwodu z rys. 3.13

Uzyskane wyniki wskazują na pewne trudności konstrukcyjne. Wynikają one z dużych rozpiętości w wartościach rezystancji i pojemności. Wskazuje to na celowość rozłożenia transmitancji $K_{14}(s)$ na iloczyn dwu funkcji wymiernych, z których jedna byłaby realizowana w układzie biernym czwórnik RLC, z jednym elementem L, a druga w opisanym układzie aktywnym.

Możliwości konkretnych rozwiązań jest wiele, a o ich wyborze powinny decydować w zasadzie warunki technologiczne wytwórcy.

4. ANALIZA

Wyboru transcendentalnej transmitancji filtra komparatora dokonano w punkcie 3.1 na podstawie przyjętych tam dwu kryteriów optymalizacyjnych. Pierwsze z nich, określające własności dynamiczne filtra, dotyczy czasu ustalania się odpowiedzi, a drugie, określające własności statyczne filtra, dotyczy poziomu składowej przemiennej odpowiedzi w stanie ustalonym.

Interesujące jest, w jakim stopniu odpowiedzi filtrów, opisanych transmitancjami wymiernymi, określonymi w rozdz. 3, różnią się od odpowiedzi filtru idealnego odnośnie wymienionych kryteriów. Będzie to równocześnie odpowiedzią na pytanie, czy dokonano trafnego wyboru transmitancji drugiego rzędu i czy transmitancja czternastego rzędu dokładnie aproksymuje transcendentalną transmitancję idealną.

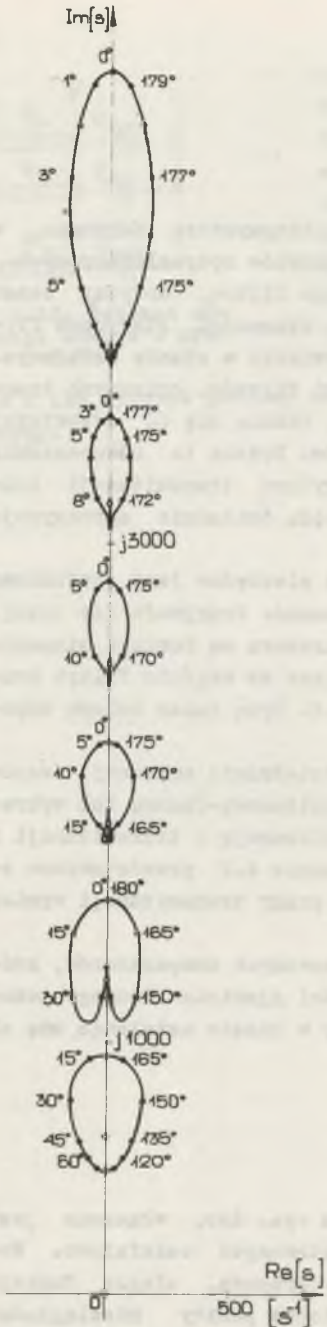
W celu ilościowego scharakteryzowania różnic niezbędne jest zdefiniowanie wymuszenia, dla którego transmitancje są badane. Przyjmuje się tutaj, że wymuszeniami działającymi na wejściach komparatora są funkcje sinusoidalne o okresie $T = 2t_a$. Wymuszenie, działające na wejściu filtra komparatora, będzie scharakteryzowane w punkcie 4.1. Będą także badane odpowiedzi filtrów na wymuszenie skokowe.

Transmitancje układów liniowych bada się w dziedzinie zmiennej zespolonej dla $s=j\omega$, określając charakterystykę amplitudowo-fazową lub wykres Nyquista. Charakterystyki te zawierają pełną informację o transmitancji i są wygodne przy interpretowaniu jej cech. W punkcie 4.2 przedstawiono obydwie rodzaje charakterystyk dla określonych w pracy transmitancji wymiernych.

Analizę uzupełniono badaniami wybranych stosowanych komparatorów, które były konieczne dla potwierdzenia powszechności zjawiska błędnego pobudzenia się indykatora w komparatorach amplitudy w czasie ustalania się odpowiedzi.

4.1. Wymuszenie

Do wejścia filtra komparatora, pokazanego na rys. 24b, włączona jest sem e, będąca różnicą sum dwu grup napięć prostowanych całofalowo. Wobec przyjętego charakteru wymuszeń, sem e jest okresową, ciągłą funkcją czasu o okresie $T/2$, której pochodna posiada liczne punkty nieciągłości pierwszego rodzaju. Odcięte punktów nieciągłości zależą od przesunięć fazowych między wymuszeniami na wejściach komparatora.



Rys. 4.1. Zera i bieguny transformaty wymuszenia

Teoretycznie, możliwy jest zapis tej funkcji przy pomocy funkcji $\sin x$, różnych w każdym przedziale ciągłości pochodnej. Określenie przedziałów ciągłości, w ogólnym przypadku, jest możliwe jedynie metodami numerycznymi.

Gdyby obwód komparatora był nieliniowy, jego matematyczna analiza lub próba syntezy wymagałyby zastosowania przedstawionego sposobu opisu wymuszenia. Skomplikowanie byłoby tak duże, że analiza pozbawiona byłaby sensu. Racjonalne w takim przypadku jest postępowanie doświadczalne.

W przypadku, gdy obwód komparatora jest liniowy, można w rozważaniach skorzystać z zasady superpozycji i zastosować jedną z dwu metod postępowania.

Pierwsza z nich polega na rozwinięciu wymuszenia w szereg Fouriera. Odpowiedź filtru jest sumą odpowiedzi pochodzących od każdej składowej oddzielnie. Z wielu względów postępowanie takie nie jest korzystne.

Druga z metod polega na analizie filtru przy założeniu, że wymuszenie jest jedno tylko, w postaci całofalowo prostowanej funkcji sinusoidalnej. Odpowiada to przypadkowi zasilania jednego spośród wielu wejść komparatora. Znając charakter odpowiedzi na to wymuszenie, bardzo łatwo jest później określić odpowiedź dla dowolnej ilości zasilanych wejść, bowiem odpowiedź ta jest sumą odpowiedzi pochodzących od wszystkich kolejno wymuszeń. Ten sposób postępowania przyjęto w pracy.

Wymuszenie w postaci całofalowo wyprostowanego napięcia definiuje się w dziedzinie czasu:

$$e = 1(t) | E_m \sin(\omega_0 t - \varphi) | \quad (4.1)$$

gdzie: E_m jest amplitudą, ω_0 - pulsacją podstawową ($2\pi/T = 100\pi$ rad/s) a $0 \leq \varphi < \pi$ jest kątem fazowym w chwili $t = 0$.

Transformata funkcji (4.1) ma postać:

$$E(s) = E_m \frac{\omega_0}{\omega_0^2 + s^2} \left[\frac{2 \exp(-\frac{\varphi}{\omega_0} s)}{1 - \exp(-\frac{\varphi}{\omega_0} s)} + \frac{1}{\omega_0} s \sin\varphi - \cos\varphi \right] \quad (4.2)$$

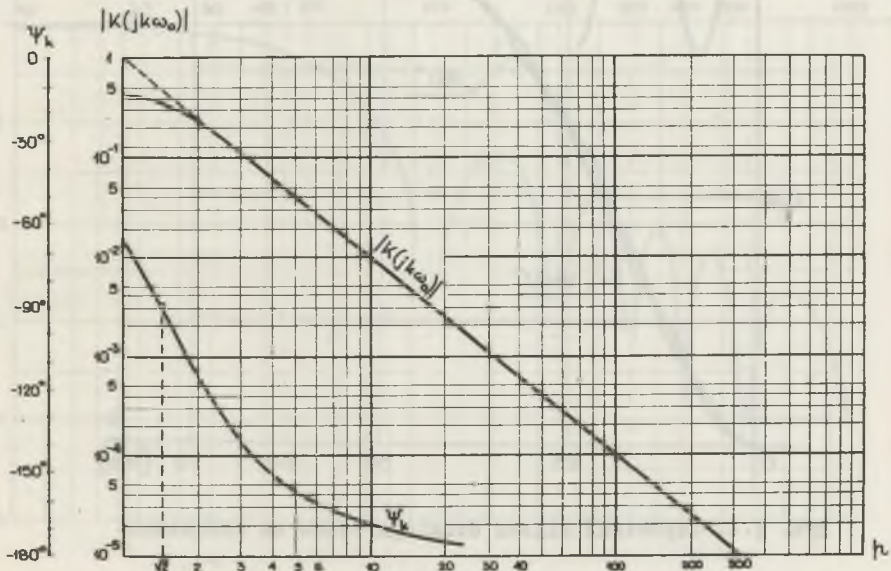
Funkcja transcendentalna nie nadaje się do numerycznych obliczeń odpowiedzi komparatora. Dla uzyskania funkcji wymiernej rozwinięto wymuszenie (4.1) w szereg Fouriera i określono transformatę tego rozwinięcia.

Celem zorientowania się w rozmieszczeniu zer i biegunów transformaty na płaszczyźnie zespolonej przedstawiono ją w postaci iloczynów czynników pierwiastkowych, uwzględniając 13 pierwszych wyrazów rozwinięcia, tzn. składową stałą i harmoniczne do dwunastej włącznie.

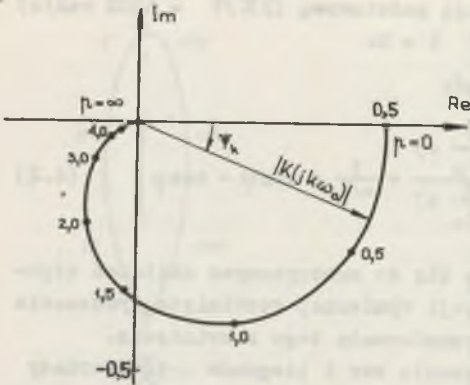
Wyniki przedstawiono na rys. 4.1, na którym kółkami oznaczono położenie biegunów, a liniami ciągłymi - położenie zer w zależności od kąta φ .

4.2. Analiza syntezy komparatorów

Dla transmitancji filtra 7, określonej wzorem(3.35), wyznaczono charakterystykę amplitudowo-fazową(rys. 4.2) w funkcji $p=2\pi k/\omega T$, $k \in \{2, 4, 6, \dots\}$ oraz wykres Nyquista (rys. 4,3).



Rys. 4.2. Charakterystyka amplitudowo-fazowa filtra drugiego rzędu

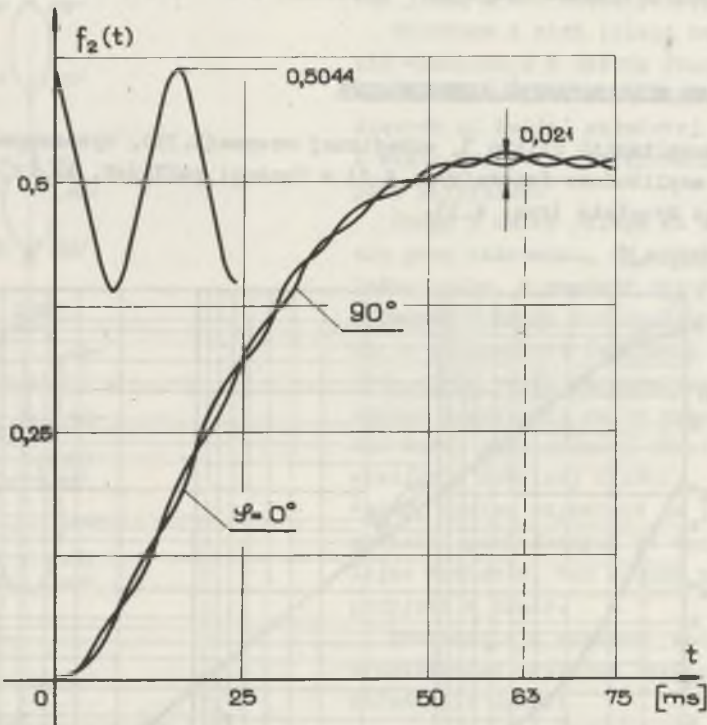


Rys. 4.3. Wykres Nyquista filtru drugiego rzędu

Przyjęto $\alpha = 50 \text{ s}^{-1}$. Obliczono odpowiedź filtru na wymuszenie (4.1), w którym uwzględniono składową stałą i harmoniczną do ósmej włącznie. Obliczenia wykonano dla $\varphi = 0$ i $\varphi = 90^\circ$ we wzorze (4.1). Na rysunku 4.4 zaznaczono maksimum odpowiedzi na wymuszenie skokowe. Występuje ono dla $t = \pi/\alpha = 0,063 \text{ s}$ i wynosi 1,042 wartości ustalonej.

Będzie przedstawiona dyskusja wyboru pulsacji α .

Moduł transmitancji dla pulsacji odpowiadającej drugiej harmo-



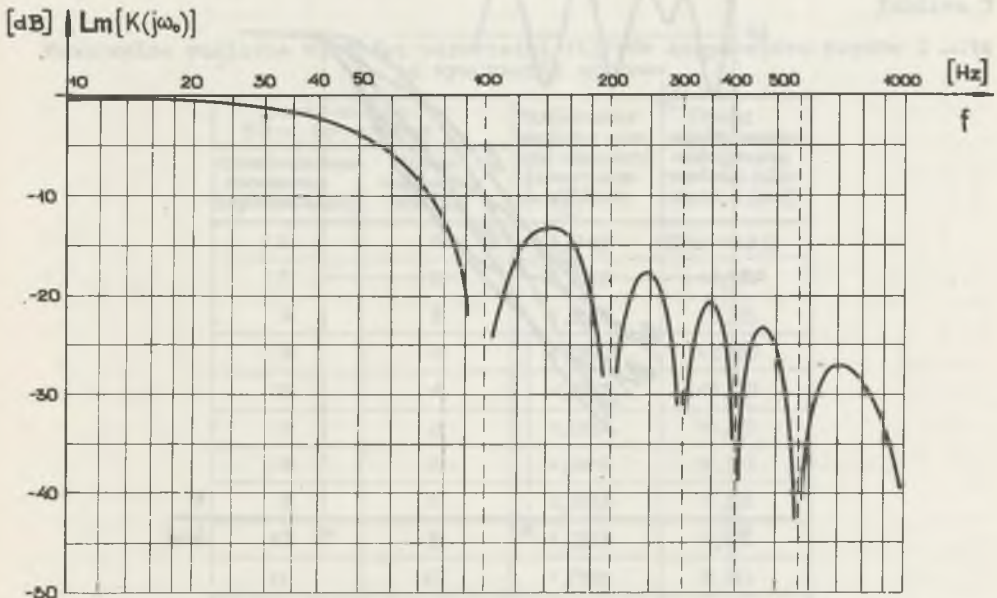
Rys. 4.4. Odpowiedź filtru drugiego rzędu na wymuszenie

$$f_1(t) = 1(t) \frac{\pi}{2} \left| \sin(\omega_0 t - \varphi) \right|$$

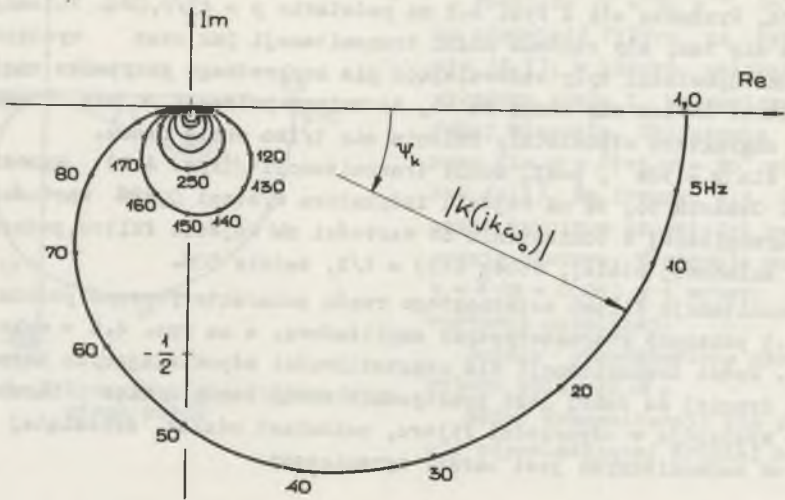
nicznej ($k=2$), decydującej o wartości składowej przemiennej na wejściu indykatora, wyznacza się z rys. 4.2 na podstawie $p = 4\pi/0,02\alpha$. Pulsację α wybiera się tak, aby zarówno moduł transmitancji jak czas występowania maksimum odpowiedzi były zadowalające dla konkretnego przypadku zastosowania filtra. Zwraca się uwagę na to, że zmiana pulsacji α nie powoduje zmiany charakteru odpowiedzi; zmienia się tylko skala czasu.

Np. dla $\alpha = 50s^{-1}$, $p=4\pi$, moduł transmitancji (rys. 4.2) wynosi ok. 0,0062. Oznacza to, że na wejściu indykatora wystąpi 0,62% wartości drugiej harmonicznej w odniesieniu do wartości na wejściu filtra, podczas gdy udział składowej stałej, wobec $K(0) = 1/2$, będzie 50%.

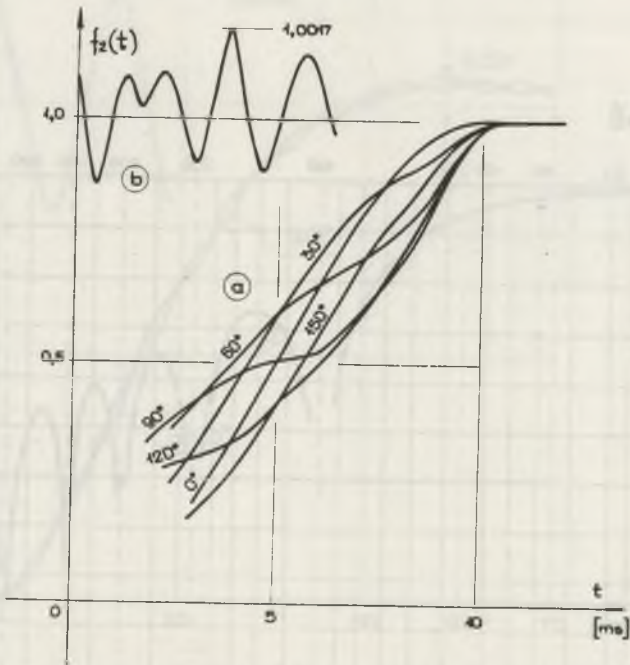
Transmitancję filtra czternastego rzędu scharakteryzowano podobnie. Na rys. 4.5 pokazano charakterystykę amplitudową, a na rys. 4.6 - wykres Nyquista. Moduł transmitancji dla częstotliwości odpowiadających harmonicznym od drugiej do ósmej jest praktycznie równy zero, a więc harmoniczne te nie występują w odpowiedzi filtra, natomiast udział dziesiątej i następnych harmonicznych jest bardzo ograniczony.



Rys. 4.5. Charakterystyka amplitudowa filtra czternastego rzędu

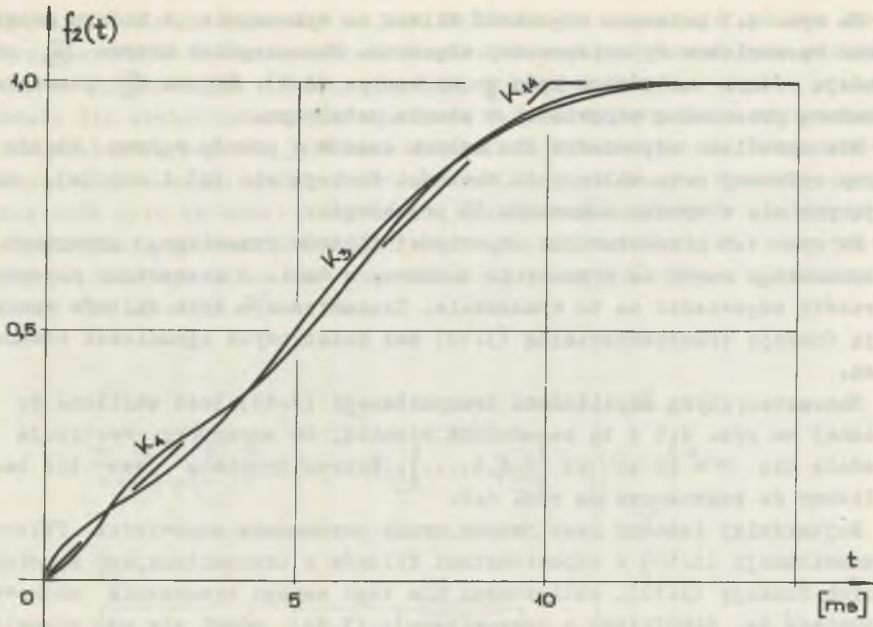


Rys. 4.6. Wykres Nyquista filtru czternastego rzędu



Rys. 4.7. Odpowiedź filtru czternastego rzędu na wymuszenie

$$f_1(t) = 1(t) \frac{1}{2} |\sin(\omega_0 t - \varphi)|$$



Rys. 4.8. Odpowiedzi filtrów trzeciego, czwartego i czternastego rzędu na wymuszenie skokowe

Tablica 3

Maksymalne względne wartości odpowiedzi filtrów komparatora rzędów 2...14 na wymuszenie skokowe

| Transmitancja filtru komparatora | | Maksymalna względna wartość odpowiedzi na wymuszenie skokowe | Chwila występowania maksymalnej wartości odpowiedzi w [ms] |
|---|-----------------------------|--|--|
| stopień wielomianu mianownika (rzędu transmitancji) | stopień wielomianu licznika | | |
| 2 | 0 | 1,042 | $\pi/\alpha = 63,0$ |
| 3 | 2 | 1,005 | 14,75 |
| 4 | 2 | 1,005 | 13,25 |
| 5 | 4 | 1,005 | 12,50 |
| 6 | 4 | 1,005 | 12,00 |
| 7 | 6 | 1,004 | 11,75 |
| 8 | 6 | 1,004 | 11,50 |
| 9 | 8 | 1,003 | 11,25 |
| 10 | 8 | 1,003 | 11,25 |
| 11 | 10 | 1,003 | 11,00 |
| 12 | 10 | 1,003 | 11,00 |
| 13 | 12 | 1,003 | 11,00 |
| 14 | 12 | 1,002 | 11,00 |

Na rys. 4.7 pokazano odpowiedź filtru na wymuszenie, w którym uwzględniono harmoniczne do czternastej włącznie. Poszczególne krzywe (a) odpowiadają różnym wartościom kąta φ we wzorze (4.1). Krzywa (b) przedstawia składową przemienną odpowiedzi w stanie ustalonym.

Nie określono odpowiedzi dla małych czasów z powodu wpływu błędów maszyny cyfrowej przy obliczaniu wartości funkcji $\sin(x)$ i $\exp(x)$, kumulujących się w wyniku sumowania 35 przebiegów.

Na rys. 4.8 przedstawiono odpowiedzi filtrów trzeciego, czwartego i czternastego rzędu na wymuszenie skokowe, w tabl. 3 zestawiono maksymalne wartości odpowiedzi na to wymuszenie. Transmitancje tych filtrów aproksymują funkcję transcendentalną (3.10) bez dodatkowych ograniczeń równościowych.

Charakterystyka amplitudowa transmitancji (3.10) jest zbliżona do pokazanej na rys. 4.5 z tą zasadniczą różnicą, że asymptoty występują dokładnie dla $f = 50k$, $k \in \{2, 4, 6, \dots\}$. Wykres Nyquista jest też bardzo zbliżony do pokazanego na rys. 4.6.

Najbardziej istotny jest jednak wynik porównania odpowiedzi filtru o transmitancji (3.10) z odpowiedziami filtrów o transmitancjach aproksymujących funkcję (3.10), obliczonymi dla tego samego wymuszenia skokowego. Odpowiedź ta, dla filtru o transmitancji (3.10), różni się od odpowiedzi filtru czternastego rzędu (rys. 4.8) znacznie mniej niż błąd rysunku. Wskazuje to na dużą dokładność aproksymacji.

Z rys. 4.8 można błędnie wnioskować, że filtry niskich rzędów, nawet rzędu trzeciego i czwartego, których odpowiedzi są tam pokazane, można stosować w komparatorach amplitudy. Filtry te charakteryzują się wprawdzie krótkim czasem ustalania się odpowiedzi, ale ich własności tłumienia harmonicznych są niezadowalające. Ich transmitancje muszą być określane z przyjęciem ograniczeń równościowych, co było dyskutowane w rozdz. 3. W przypadku zastosowania takich ograniczeń zmieni się w pewnym stopniu, w sposób niekorzystny, charakter odpowiedzi pokazanych na rys. 4.8.

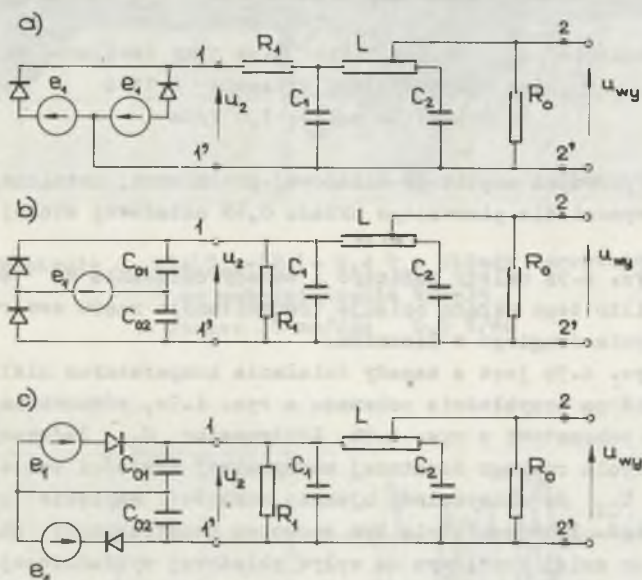
W zastosowaniach wydają się być najbardziej przydatne filtry rzędów szóstego do ósmego, których transmitancje, ze względu na dosyć wysoki ich rząd, mogą być określane na drodze aproksymacji bez ograniczeń dodatkowych, a z kolei rząd ten nie jest na tyle wysoki, aby powodował dużą komplikację struktury filtru.

4.3. Własności dynamiczne wybranych, stosowanych komparatorów

W syntezowanych komparatorach amplitudy stwierdzono możliwość występowania błędnych pobudeń indykatora. W przypadku zasilania filtru komparatora np. różnicą dwu całofalowo prostowanych napięć, takich że różnica składowych stałych tych napięć jest równa zero i są one przesunięte fazowo, napięcie na wejściu indykatora jest określone różnicą rzędnych dwu wybranych przebiegów na rys. 4.7.

W stanie ustalonym napięcie to jest zbliżone do zera i nie pobudza in-
dykatora, natomiast w stanie nieustalonym może ono przyjmować duże wartoś-
ci, zarówno dodatnie jak ujemne, powodując jego pobudzenie.

Głównie dla stwierdzenia, czy zjawisko to jest typowe dla syntezywa-
nych komparatorów, czy też jest ono zjawiskiem powszechnym w komparato-
rach amplitudy, zbadano układy prostująco-filtrujące (nazwa stosowana przez
konstruktorów tych układów) stosowane w konstrukcji krajowych zabezpie-
czeń elektronicznych oraz komparator amplitudy z przekaźnikiem magneto-
elektrycznym, którego układ elektromechaniczny może być opisany transmitan-
cją (3.11) dla $\alpha = 5\pi s^{-1}$.

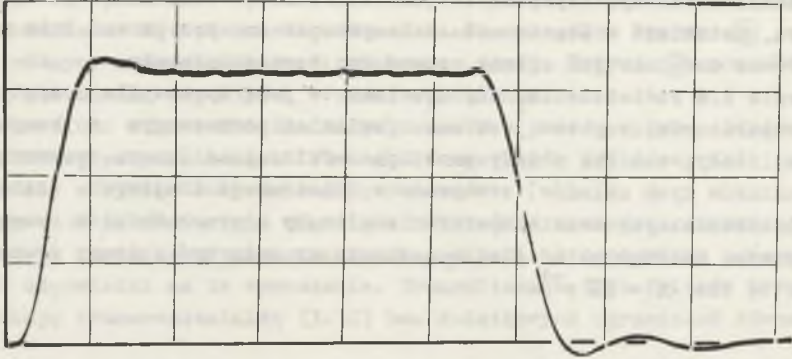


Rys. 4.9. Układy prostująco-filtrujące

a) zabezpieczeń odległościowych RTX-34, RTX-35, b) zabezpieczeń moduło-
wych typu ZAZ, c) schemat równoważny schematowi b)

Na rys. 4.9a pokazano układ prostująco-filtrujący stosowany w krajo-
wych elektronicznych zabezpieczeniach odległościowych typu RTX 34 i RTX 35,
a na rys. 4.9b - układ stosowany w zabezpieczeniach modułowych typu ZAZ
[3]. Przedstawione układy należą niewątpliwie do najlepszych nie tylko w
skali krajowej.

Zmierzony czas ustalania się napięcia wyjściowego, przy wymuszeniu si-
nusoidalnym, wynosi dla układu z rys. 4.9a: $t_u = 32$ ms. Jest to czas bar-
dzo mały w porównaniu z czasami innych stosowanych komparatorów. Na rys.
4.10 pokazano oscylogram napięcia u_{wy} układu z rys. 4.9a, zdjęty pod-
czas zasilania wejścia napięciem sinusoidalnym w czasie 0,11 s.

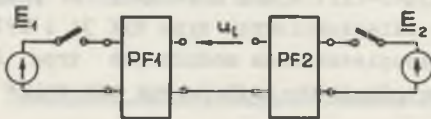


Rys. 4.10. Napięcie u_{wy} układu z rys. 4.9a przy zasilaniu wejścia napięciem sinusoidalnym w czasie 0,11 s
Stałe: 20 ms/dz; 1,0 V/dz

Zmierzona podwójna amplituda składowej przemiennej ustalonego napięcia wyjściowego wynosi dla pierwszego układu 0,6% składowej stałej, a dla drugiego 0,4%.

Układ z rys. 4.9a należy zaliczyć z zasady działania do komparatorów liniowych. Filtr tego układu opisuje transmitancja rzędu czwartego z wielomianem stopnia drugiego w liczniku.

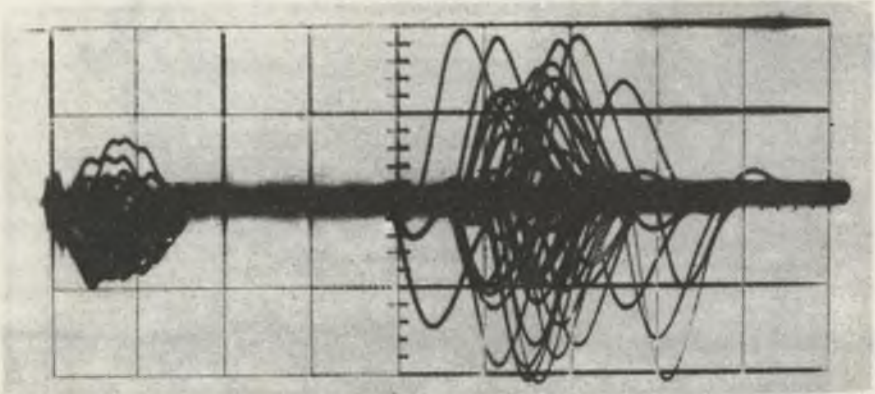
Układ z rys. 4.9b jest z zasady działania komparatorem nieliniowym, co można wyjaśnić na przykładzie schematu z rys. 4.9c, równoważnego pod każdym względem schematowi z rys. 4.9b. Kondensator C_{01} ładowany jest do wartości napięcia równego dodatniej maksymalnej wartości e_1 , natomiast kondensator C_{02} do maksymalnej ujemnej wartości. Napięcie u_2 jest sumą tych dwu napięć. Prawdopodobnie tym sposobem konstruktorzy chcieli uczynić komparator mniej wrażliwym na wpływ składowej wykładniczej w przypadku, gdy występuje ona w wymuszeniu e_1 . Jeśli tak jest istotnie, to składową tę można było nie mniej skutecznie eliminować w znanym obwodzie poza komparatorem. Nie będzie jednak podejmowana tutaj dyskusja zastosowanego rozwiązania.



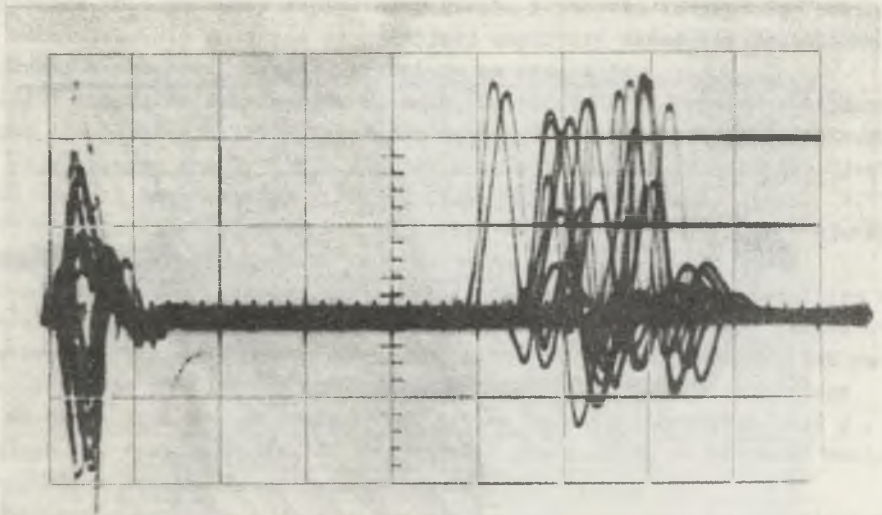
Rys. 4.11. Układ do badań oscylograficznych układów prostująco-filtrujących

Dla obydwu układów wykonano badania oscylograficzne, mające na celu określenie charakteru napięcia u_1 występującego na wejściu indykatora w przypadku, gdy tworzą one obwód komparatora dwuwejściowego z rys. 4.11. Podczas badań włą-

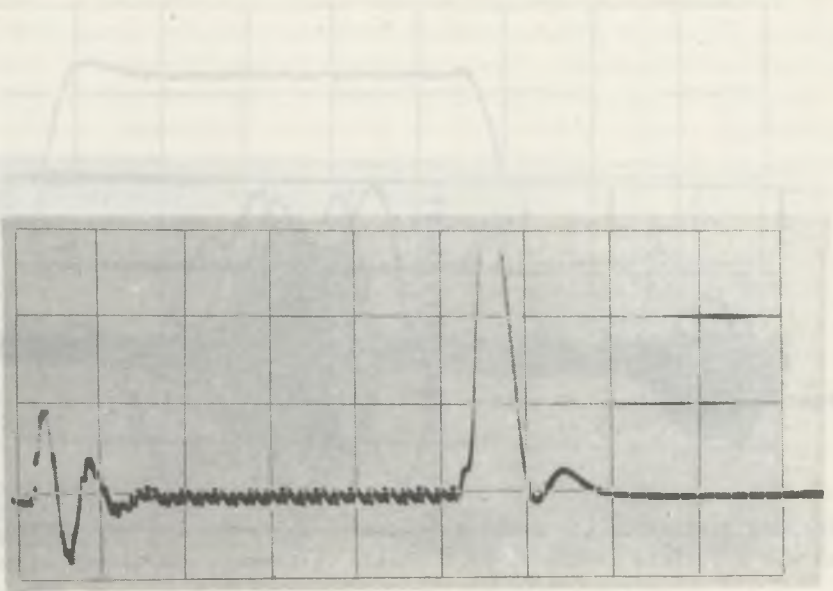
czano i wyłączano równocześnie sem E_1 i E_2 , przesunięte względem siebie o stały kąt. Chwile włączenia i wyłączenia były przypadkowe.



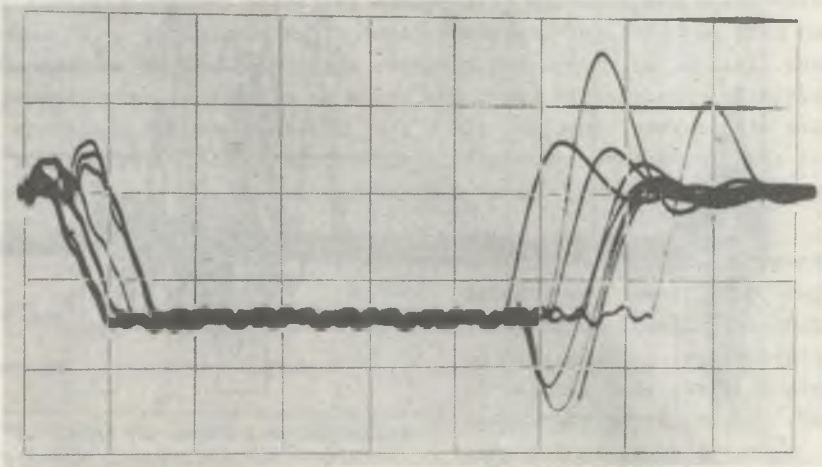
Rys. 4.12. Napięcie u_1 dla $|\underline{E}_1| = |\underline{E}_2| = 0,4 U_n$. Układy prostująco-filtrujące zabezpieczenia RTX-34
Stała: 20 ms/dz; 0,5 V/dz



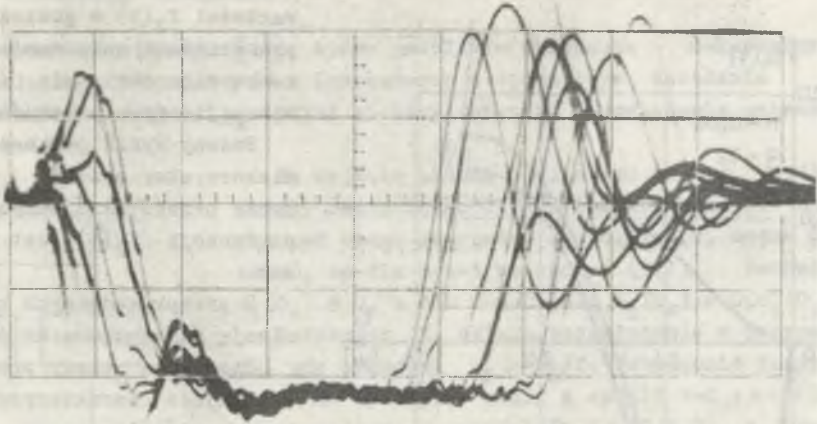
Rys. 4.13. Napięcie u_1 dla $|\underline{E}_1| = |\underline{E}_2| = 0,4 U_n$. Układy prostująco-filtrujące zabezpieczeń typu ZAZ
Stała: 50 ms/dz; 0,1 V/dz



Rys. 4.14. Pojedynczy przebieg dla warunków określonych przy rys. 4.13



Rys. 4.15. Napięcie u_1 dla $|E_1| = 0,4 U_n$, $|E_2| = 0,48 U_n$. Układy prostująco-filtrujące zabezpieczenia RTX-34
Skala: 20 ms/dz; 0,5 V/dz



Rys. 4.16. Napięcie u_1 dla $|E_1| = 0,4 U_n, |E_2| = 0,48 U_n$. Układy prostująco-filtrujące zabezpieczeń typu ZAZ
Stałe: 20 ms/dz; 0,1 V/dz

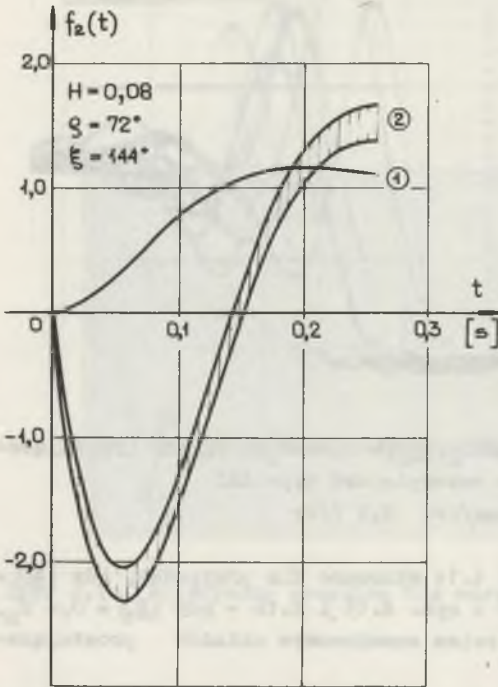
Oscylogramy z rys. 4.12, 4.13 i 4.14 wykonano dla przypadku, gdy $|E_1| = |E_2| = 0,4 U_n$, natomiast oscylogramy z rys. 4.15 i 4.16 - gdy $|E_1| = 0,4 U_n, |E_2| = 0,48 U_n$, gdzie U_n jest napięciem znamionowym układów prostująco-filtrujących.

Różnica U_R pomiędzy napięciem rozruchu i powrotu indykatora powinna być mała, lecz nie mniejsza od podwójnej amplitudy składowej przemiennej, widocznej w środkowej części przebiegu na rys. 4.14.

Jeśli indykator działa bezzwłocznie, to należy się spodziewać błędnych, czasem wielokrotnych (rys. 4.14) pobudzeń indykatora w początkowym okresie po włączeniu sem E_1 i E_2 , jak też w okresie po ich wyłączeniu. Zjawisko to wystąpi także wtedy, kiedy napięcie strony negatywnej (rys. 4.15, 4.16) zdecydowanie przeważa nad napięciem strony pozytywnej, co ujawnia się ujemną wartością napięcia u_1 w stanie ustalonym.

Zbadano pod tym względem także komparator amplitudy z przełącznikiem magnetoelektrycznym. Założono zasilanie przełącznika różnicą dwu całofalowo prostowanych takich sygnałów sinusoidalnych, że różnica średnich ich wartości powoduje w stanie ustalonym wychylenie $f_2(t)$ organu ruchomego o kąt względny 1,0. W chwili $t = 0$ kąt fazowy sygnału pierwszego jest 0, a drugiego ξ . Stosunek wartości rozruchowej przełącznika do średniej wartości sygnału o większej amplitudzie (pierwszego) wynosi H.

Obliczenia wykonano w dziedzinie czasu, całkując równanie różniczkowe drugiego rzędu w przedziałach ciągłości pochodnej różnicy sygnałów i określając każdorazowo wartości początkowe w kolejnych przedziałach. Wyniki obliczeń podano na rys. 4.17, na którym krzywa 1 jest odpowiedzią na funkcję jednostkową, a krzywe 2 określają obszar maksymalnych i minimalnych



Rys. 4.17. Odpowiedź przekaźnika magnetoelektrycznego
1 - na wymuszenie skokowe, 2 - na wymuszenie w postaci różnicy dwu, całofalowo prostowanych sygnałów sinusoidalnych

sowanie opóźnienia t_k w działaniu indykatora, takiego aby nie było kumulacji wpływu pobudeń krótszych niż t_k .

Na podstawie oscylogramów (rys. 4.12, 4.13, 4.14) pożądaný czas opóźnienia dla układu z rys. 4.9a można oszacować $t_k \geq t_u = 32$ ms, natomiast dla układu z rys. 4.9b - $t_k \geq 70$ ms.

W przypadku zastosowania syntezowanych filtrów odpowiednio wysokiego rzędu można zastosować $t_k \geq 11$ ms.

Biorąc pod uwagę, że dla ustalonych dodatnich wartości u_1 przebieg może rozpoczynać się wartościami ujemnymi, podczas których układ opóźnienia nie jest pobudzany, w wielu przypadkach maksymalny czas działania komparatora, liczony od chwili wystąpienia zakłócenia, może być równy $2 t_k$, a więc odpowiednio: 64 ms, 140 ms, 22 ms.

wartości $f_2(t)$ w poszczególnych przedziałach całkowania. Krzywe te są więc obwiednią amplitud wibracji styku przekaźnika.

Podany wynik jest najbardziej niekorzystny spośród obliczonych; przedział ujemnych wartości funkcji $f_2(t)$ jest największy.

Z przeprowadzonych badań wynikają następujące wnioski:

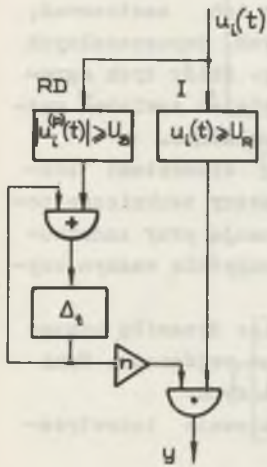
Stosowane układy prostująco-filtrujące charakteryzują się bardzo krótkim czasem ustalania się odpowiedzi, niemniej jest to czas, który w jednym przypadku jest 3-krotnie, a w drugim 7-krotnie dłuższy od czasu możliwego do uzyskania.

Zjawisko błędnego pobudzenia się indykatora jest zjawiskiem powszechnym w komparatorach amplitudy i prawdopodobnie nie analizowanym przez konstruktorów. Może ono być przyczyną wielu tzw. niewyjaśnionych, błędnych działań zabezpieczeń.

Błędnym pobudzeniem indykatora można zapobiec przez zasto-

4.4. Układ blokady indykatora

Opracowano rozwiązanie [18], które umożliwia skrócenie maksymalnych czasów działania komparatorów z indykatorem o opóźnionym działaniu do wartości czasów równych t_k . Układ elektryczny tego rozwiązania pokazano na rys. 4.18.



Rys. 4.18. Układ blokady indykatora

W celu wyeliminowania wpływu ewentualnych wielokrotnych działań i powrotów przełącznika RD w czasie $t \in (0, t_k)$ wprowadzono do układu człon sumy logicznej.

Nie jest trudno wykazać, że przedstawiony układ będzie działał bezwzględnie w przypadku quasi-ustalonych zmian napięcia u_1 , natomiast w przypadku skokowych zmian tego napięcia będzie działał zawsze z tą samą zwłoką, równą t_k . Podobne działanie będzie przy zmianie napięcia u_1 od wartości różnej od zera do wartości zerowej, tzn. przy powrocie komparatora.

Proponowany układ blokady umożliwia wyeliminowanie fałszywych działań komparatora w wyniku występującego w tym komparatorze stanu nieustalonego; zapewnia równocześnie uzyskanie najmniejszego z możliwych czasów działania. Stosując zatem proponowane w pracy filtry odpowiednio wysokiego rzędu oraz proponowany układ blokady, można uzyskać poprawne działanie komparatora z czasem ok. 11 ms.

Na wejście układu oddziałuje sygnał $u_1(t)$, będący napięciem z filtru komparatora. Nie biorąc pod uwagę przypadku szczególnego, można wykazać, że dla $m-n=1$ we wzorze (3.1) zachodzi $u_1'(0_+) \neq 0$, a dla $m-n=2$ jest $u_1'(0_+) = 0, u_1''(0_+) \neq 0$.

Indykator I działa bezzwłocznie w przypadku, gdy zachodzi $u_1 > U_R/2$. Pobudzenie indykatora nie występuje nigdy w chwili $t=0_+$; może być nieprawidłowe w przedziale $t \in (0, t_k)$, a poza tym przedziałem jest prawidłowe.

Element rozruchowy RD reaguje na pochodną napięcia u_1 i działa bezzwłocznie, gdy jest spełnione $|u_1^{(p)}| > U_B$, gdzie $p=1$ gdy $m-n=1$, natomiast $p=2$ gdy $m-n=2$. Napięcie rozruchu U_B tego elementu może być określone doświadczalnie.

Przełącznik czasowy Δ_t charakteryzuje się tym, że z chwilą jego pobudzenia pojawia się bezzwłocznie sygnał na wyjściu; znika on po czasie nastawionej zwłoki, równej t_k .

5. OGRANICZENIA TECHNICZNE

Niedoskonałość układów technicznych ogranicza zakres ich zastosowań, co znajduje swój wyraz w określaniu wartości znamionowych, dopuszczalnych zakresów zmienności niektórych wielkości fizycznych itp. Zbiór tych ograniczeń, nazywanych parametrami technicznymi układu, powinien zawierać najbardziej istotne, syntetyczne, a zarazem pełne dane o układzie.

Niektóre układy, wśród nich komparator amplitudy, są elementami konstrukcyjnymi układów nadrzędnych; w tym przypadku parametry techniczne powinny określać te ograniczenia, które są istotną informacją przy konstruowaniu układu nadrzędnego. Wartości parametrów są równocześnie ważnym kryterium porównawczym.

Dla komparatora amplitudy określono trzy ograniczenia: dynamikę komparatora, napięcie dopuszczalne i szczytową stratę mocy na wejściach. Wynikają one na ogół z cech zastosowanych układów prostowniczych.

Przed ich omawianiem niezbędne jest jednak przeprowadzenie teoretycznych rozważań ogólnych.

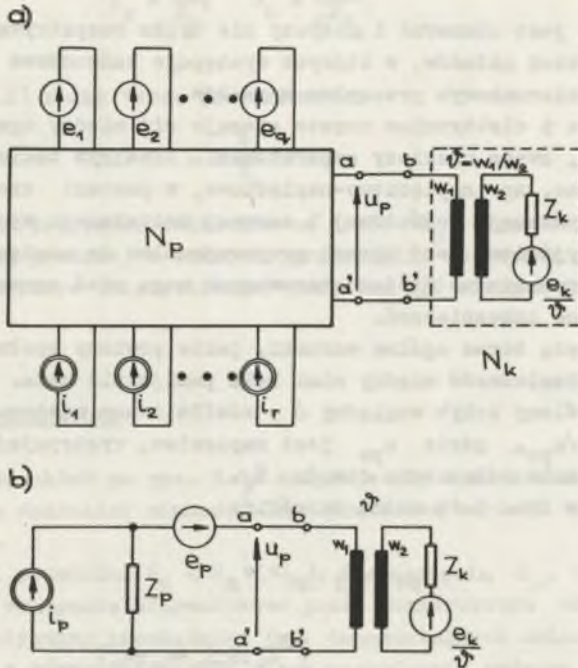
5.1. Wprowadzenie

Będzie rozpatrzony przypadek, gdy do jednego z wejść komparatora, wejścia b-b' na rys. 5.1a, zostaje doprowadzony sygnał napięciowy u_p . Pochodzi on z zacisków wyjściowych a-a' obwodu N_p , w którym następuje liniowe przekształcenie sygnałów napięciowych e i prądowych i . Sygnały e oraz i mogą być interpretowane jako napięcia i prądy przekładników głównych, a obwód N_p jako obwód przekaźnika pomiarowego. Podobne obwody są włączone do pozostałych wejść komparatora.

O obwodzie N_p zakłada się, że jest obwodem liniowym biernym.

Obwód N_k zastępuje komparator oraz wszystkie obwody przyłączone do pozostałych jego wejść. O obwodzie tym zakłada się wstępnie, w celu ogólnego scharakteryzowania zjawisk, że widziany od strony zacisków b-b', jest obwodem liniowym aktywnym. Na rys. 5.1a jest on reprezentowany liniową impedancją wzlierną Z_k , rozpatrywaną na poziomie napięcia komparatora i zastępczą sem e_k/v , rozpatrywaną na poziomie napięcia obwodu przekaźnika.

Obwód N_p z rys. 5.1a może być przekształcony do postaci z rys. 5.1b na podstawie twierdzenia o źródłach zastępczych, dowiedzionego w dodatku do pracy.



Rys. 5.1. Układ zastępczy obwodu przekaźnika i komparatora

Œem e_p jest tutaj kombinacją liniową sygnałów prądowych i , natomiast Z_p jest impedancją wzierną obwodu N_p , widzianą od strony zacisków $a-a'$. Zarówno ze względów metodologicznych jak i względów technicznych wskazane jest takie rozwiązanie obwodów, aby - w zakresie ustalonych wymagań technicznych - napięcie u_p nie zależało od stanu włączenia i wyłączenia obwodu N_k , lub - to samo, lecz inaczej - aby zjawiska w obwodzie N_k i parametry tego obwodu nie wpływały na zjawiska w obwodzie N_p i na odwrót.

W tej sytuacji obydwaj obwody mogą być syntezowane i rozważane oddzielnie; obwód N_p - jako zasilający - w stanie otwartego wyjścia, a obwód N_k - jako zasilany - w stanie, gdy wejście jest zasilane idealnym źródłem napięcia.

Jedną z korzyści technicznych jest możliwość typizacji układów przy nielicznym zbiorze ograniczeń i to ograniczeń mało krytycznych. Np., gdyby parametry obwodu N_k wpływały znacząco na zjawiska w obwodzie N_p , wtedy dla typowego obwodu N_k należałoby szczegółowo wymienić wszystkie parametry i tolerancje.

Inną korzyścią jest elastyczność rozwiązań, przez co należy rozumieć: łatwe zestawianie układów podczas ich projektowania, dopuszczenie samoczynnych zmian strukturalnych podczas działania zabezpieczenia, lub zmian adaptacyjnych, zależnych np. od sytuacji systemowej.

Zagadnienie jest obszerne i dotyczy nie tylko rozpatrywanego przypadku, ale wszystkich układów, w których występuje łańcuchowe połączenie elementów z jednokierunkowym przesyłem sygnałów.

W automatyce i elektronice często stosuje się między ogniwami tego łańcucha elementy, zwane niekiedy separatorami. Idealnym takim elementem jest źródło sterowane, np. napięciowo-napięciowe, w postaci czwórnik o nieskończonej rezystancji wejściowej i zerowej rezystancji wyjściowej, w którym napięcie wyjściowe jest wprost proporcjonalne do napięcia wejściowego.

Realizacje techniczne źródeł sterowanych mogą mieć ograniczone zastosowanie w technice zabezpieczeń.

Rozważone będą teraz ogólne warunki, jakie powinny spełniać obwody N_p i N_k , aby współzależność między nimi była pomijalnie mała.

Będzie określony uchyb względny δ , zdefiniowany następująco:

$\delta = (u_{po} - u_p) / u_{po}$, gdzie u_{po} jest napięciem, występującym na zaciskach $a-a'$, w stanie odłączenia obwodu N_k .

Na podstawie rys. 5.1b można określić:

$$u_{po} = Z_p i_p + e_p$$

$$u_p = e_k + \frac{\sqrt{2} Z_k (Z_p i_p + e_p - e_k)}{Z_p + \sqrt{2} Z_k}$$

a po prostych przekształceniach:

$$\delta = \frac{u_{po} - u_p}{u_{po}} = \frac{1 - \frac{e_k}{Z_p i_p + e_p}}{1 + \frac{\sqrt{2} Z_k}{Z_p}} \quad (5.1)$$

Należy teraz określić warunki, dla jakich $\delta \rightarrow 0$ przy spełnieniu $e_p, Z_p i_p, e_k = \text{const}$.

Ze wzoru (5.1) wynika, że musi zachodzić:

$$h = \frac{\sqrt{2} Z_k}{Z_p} \rightarrow \infty \quad (5.2)$$

co w praktyce oznacza, że stosunek modułu impedancji wziernej obwodu komparatora do modułu impedancji wziernej obwodu przekaźnika musi być, w całym zakresie częstotliwości, wielokrotnie większy od jedności. Dalszym wnioskiem jest, że impedancja Z_k nie może mieć zer, a impedancja Z_p - biegunów na osi urojonej.

Określa się straty mocy pozornej w obwodach N_p i N_k dla przypadku $e_p, e_k = 0$:

$$S_p = \frac{u_p^2}{Z_p}; \quad S_k = \frac{u_p^2}{\eta^2 Z_k}$$

Wyrażenie (5.2) można teraz przedstawić:

$$h = \frac{S_p}{S_k} \quad (5.3)$$

skąd wynika, że w przypadku działania na obwód N_p sygnałów prądowych stosunek straty mocy pozornej w obwodzie przekaźnika do straty mocy pozornej w obwodzie komparatora (napięciowego) powinien być wielokrotnie większy od jedności.

5.2. Dynamika komparatora

Przyjmijmy, że układ na rys. 5.1a znajduje się w stanie ustalonym, a napięcie u_p ma charakter sinusoidalny. Skuteczną wartość tego napięcia oznacza się U_p .

Istnieje taki przedział $U_o \leq U_p \leq U_{MM}$, dla napięcia U_o , w którym komparator spełnia wymagania sformułowane przez konstruktora odnośnie charakterystyki statycznej przekaźnika (np. dopuszczalnych zmian charakterystyki kołowej), a równocześnie nie ulega uszkodzeniu podczas zasilania tym napięciem w ustalonym czasie.

Dynamiką D_k komparatora amplitudy będzie nazwany iloraz U_{MM}/U_o , który może być wyrażany w postaci liczby niemianowanej, albo w decybelach jako: $D_k = 20 \log (U_{MM}/U_o)$.

Pojęcie dynamiki układów jest powszechnie stosowane w elektronice w tym samym sensie.

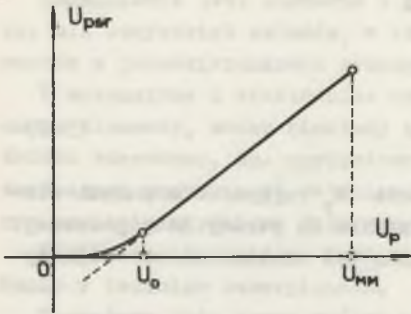
W komparatorze amplitudy najczęściej dolne ograniczenie U_o , nazwane napięciem progowym, oraz górne ograniczenie U_{MM} , nazwane napięciem dopuszczalnym, są uwarunkowane cechami zastosowanych układów prostowniczych.

Na rys. 5.2 pokazano poglądowo charakterystykę określającą zależność pomiędzy napięciem U_p a średnią wartością U_{psr} napięcia na wyjściu układu prostowniczego, włączonego do układu komparatora.

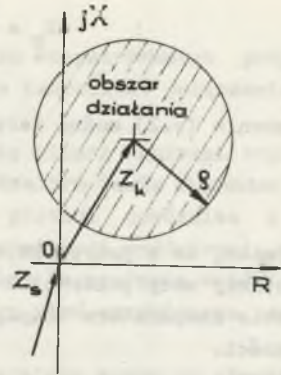
Charakterystyka posiada przedział liniowości $\langle U_o, U_{MM} \rangle$ przy czym zawsze $U_o > 0$.

Napięcie U_o związane jest z kolanem charakterystyki przewodzenia elementów prostowniczych, a napięcie U_{MM} - z dopuszczalnym napięciem wstępnym tych elementów.

Należy zauważyć, że charakterystykę można łatwo przesunąć w kierunku osi rzędnych przez włączenie stałej sem szeregowo z wyjściem układu prostowniczego, natomiast przesuwanie jej w kierunku osi odciętych nie jest możliwe.



Rys. 5.2. Charakterystyka układu prostowniczego



Rys. 5.3. Charakterystyka rozruchowa przekąźnika podimpedancyjnego

Znaczenie pojęcia dynamiki, jako parametru charakteryzującego komparator amplitudy, najlepiej można wyjaśnić na przykładzie jego zastosowania do konstrukcji przekąźnika pomiarowego podimpedancyjnego o charakterystyce kołowej. Charakterystykę tę pokazano na rys. 5.3, gdzie Z_S jest impedancją systemu, Z_K - impedancją określającą położenie środka okręgu na płaszczyźnie zespolonej (R, X), a Q jest promieniem okręgu.

Funkcję przejścia przekąźnika można określić następująco:

$$b = \left| \frac{E}{Z_S + Z} \right| - \left| \frac{E}{Z_S + Z} \right| \geq 0$$

gdzie: E jest zastępczą sem systemu, a $Z = U/I$ jest wektorem impedancji na płaszczyźnie zespolonej.

Definiuje się napięcie U_R jako różnicę napięcia U_A rozruchu indykatora i napięcia U_B jego powrotu.

Mnożąc nierówność przez α i dodając obustronnie U_R ($\alpha, U_R > 0$), otrzymuje się:

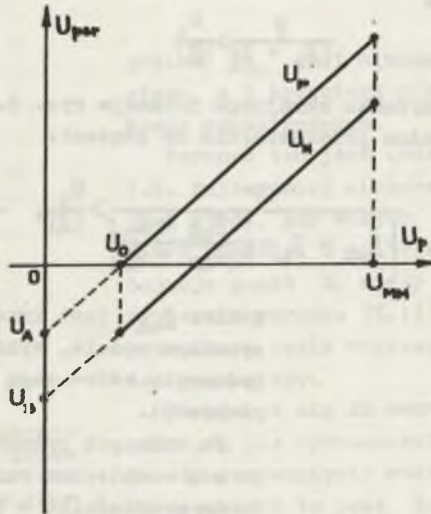
$$b = U_R + \alpha \left| \frac{E}{Z_S + Z} \right| - \alpha \left| \frac{E}{Z_S + Z} \right| \geq U_R$$

Wstawiając po lewej stronie nierówności $U_R = U_A - U_B$, otrzymuje się:

$$b = (U_A + \alpha \left| \frac{E}{Z_S + Z} \right|) - (U_B + \alpha \left| \frac{E}{Z_S + Z} \right|) \geq U_R \quad (5.4)$$

Wprowadza się pojęcia napięcia strony pozytywnej U_P i napięcia strony negatywnej U_N , zdefiniowanych następująco:

$$U_P = U_A + \alpha \left| \frac{E}{Z_B + Z} \frac{S}{Z} \right|; \quad U_N = U_B + \alpha \left| \frac{E}{Z_B + Z} \frac{Z_k - Z}{Z} \right| \quad (5.5)$$



Rys. 5.4. Wykres napięć strony pozytywnej i negatywnej komparatora

Zależności (5.4) i (5.5) ilustruje rys. 5.4, na którym pokazano wykres napięcia strony pozytywnej i negatywnej w tym samym układzie współrzędnych co na rys. 5.2. Współczynnik α jest współczynnikiem nachylenia charakterystyki i jest zazwyczaj zbliżony do wartości $2\sqrt{2}/\pi$.

Napięcia U_A , U_B można wyrazić:

$$U_A = -\alpha U_0; \quad U_B = -\alpha U_0 - U_R$$

a wtedy:

$$b = (-\alpha U_0 + \alpha \left| \frac{E}{Z_B + Z} \frac{S}{Z} \right|) - (-\alpha U_0 + \alpha \left| \frac{E}{Z_B + Z} \frac{Z_k - Z}{Z} \right| - U_R) > U_R \quad (5.6)$$

$$\left. \begin{aligned} U_P &= -\alpha U_0 + \alpha \left| \frac{E}{Z_B + Z} \frac{S}{Z} \right| \\ U_N &= -\alpha U_0 + \alpha \left| \frac{E}{Z_B + Z} \frac{Z_k - Z}{Z} \right| - U_R \end{aligned} \right\} \quad (5.7)$$

Przełącznik będzie działał poprawnie w dolnym zakresie liniowości wtedy, gdy dla wszystkich Z , znajdujących się na okręgu charakterystyki, spełniony jest warunek:

$$U_P, U_N + U_R \geq 0,$$

który można wyrazić:

$$\frac{g}{|Z_{SM} + Z_k|} \geq \frac{U_0}{|E|} \quad (5.8)$$

Sposób wyboru przypadku skrajnego pokazuje rys. 5.5. Korzystając z rysunku, wzór (5.8) można przekształcić do postaci:

$$\frac{g}{|Z_{SM} + Z_k + g \frac{Z_{SM} + Z_k}{|Z_{SM} + Z_k|}|} > \frac{U_0}{|E|},$$

gdzie: Z_{SM} jest impedancją systemu o maksymalnym module, wybraną spośród tych impedancji, które mogą wystąpić podczas eksploatacji.

Po dalszych przekształceniach otrzymuje się ostateczny warunek poprawnego działania przełącznika w dolnym zakresie liniowości charakterystyki układu prostowniczego:

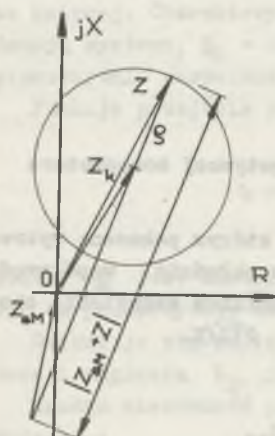
$$|Z_{SM} + Z_k| \leq g \left(\frac{|E|}{U_0} - 1 \right) \quad (5.9)$$

Z warunku tego wynika, że w przypadku potrzeby skonstruowania przełącznika o charakterystyce kołowej o małym promieniu, znajdującej się w pierwszej lub drugiej ćwiartce układu współrzędnych, daleko od środka, należy bądź zrezygnować z dopuszczalności dużych impedancji systemu, bądź też zmniejszyć napięcie progowe U_0 .

Ponieważ $|E|/U_0 \gg 1$, można warunek (5.8) przedstawić bardziej przejrzysto:

$$\left| \frac{E}{Z_{SM} + Z_k} \right| \geq \frac{U_0}{g} \quad (5.10)$$

Z kolei rozważany będzie górny zakres charakterystyki układu prostowniczego.



Rys. 5.5. Określenie skrajnego przypadku pracy przełącznika w dolnym zakresie charakterystyki układu prostowniczego

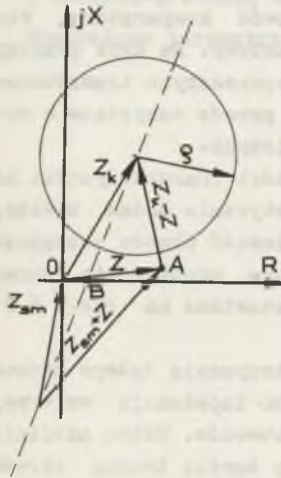
Warunek nieprzekroczenia napięcia U_{MM} formułuje się:

$$\text{Max} \left\{ \left| \underline{E} \frac{\varrho}{\underline{Z}_{sm} + \underline{Z}} \right|, \left| \underline{E} \frac{\underline{Z}_k - \underline{Z}}{\underline{Z}_{sm} + \underline{Z}} \right| \right\} \leq U_{MM} \quad (5.11)$$

gdzie: \underline{Z}_{sm} jest minimalną impedancją systemu, a \underline{Z} przebiega pierwszą ćwiartkę układu współrzędnych.

Warunek ten jest interpretowany na rys. 5.6. Najbardziej niekorzystny przypadek jest wtedy, gdy wektor $\underline{Z}_{sm} + \underline{Z}$ znajduje się w punkcie B i teraz: jeżeli krąg obejmuje punkt B, wtedy wartość pierwszego wyrażenia warunku (5.11) jest większą; w przeciwnym razie większa jest wartość wyrażenia drugiego.

Przyjmuje się do rozważań pierwszy przypadek, a dla uproszczenia wzorów rozpatruje się przesunięcie wektora \underline{Z} do punktu O. Uproszczenie to jest dopuszczalne tylko wtedy, gdy argumenty impedancji \underline{Z}_{sm} i \underline{Z}_k są zbliżone.



Rys. 5.6. Określenie skrajnego przypadku pracy przekaznika w górnym zakresie charakterystyki układu prostowniczego

Można wobec tego napisać:

$$\left| \underline{E} \frac{\underline{Z}_k}{\underline{Z}_{sm}} \right| \leq U_{MM} \quad (5.12)$$

Zakładając we wzorze (5.12) znak równości, z warunku (5.8) można wyeliminować \underline{E} . Wówczas:

$$\left| \underline{Z}_{sm} + \underline{Z}_k \right| \leq \left(\frac{U_{MM}}{U_0} \cdot \left| \frac{\underline{Z}_{sm}}{\underline{Z}_k} \right| - 1 \right) \quad (5.13)$$

W ostatnim wzorze występuje liczbowa wartość dynamiki komparatora U_{MM}/U_0 . Ze wzoru tego można wysnuć wniosek, że zakresy możliwości wyboru położenia okręgu charakterystyki i jego promienia oraz dopuszczalnych parametrów systemu są ograniczone ze strony komparatora amplitudy tylko jego dynamiką.

Na zakończenie warto podkreślić, że w przypadku potrzeby zwiększenia dynamiki układu, istotne korzyści odnosi się wpływając na zmniejszenie napięcia U_0 , a nie na zwiększenie napięcia U_{MM} .

5.3. Szczytowa strata mocy

Do rozważań ogólnych w punkcie 5.1 przyjęto założenie o liniowości obwodu zastępczego komparatora, widzianego z jego zacisków wejściowych. Fizyczny komparator nie wykazuje jednak tej cechy. Obwód komparatora, widziany z zacisków zewnętrznych, jest wyraźnie nieliniowy. Na ogół przyczyną nieliniowości tkwi w nieliniowości reaktancji poprzecznych transformatorów wejściowych dla małych indukcyjności w rdzeniu, a przede wszystkim w nieliniowości rezystancji wejściowej układów prostowniczych.

Nie należy bezpośrednio łączyć z sobą nieliniowości charakterystyki na rys. 5.2 z nieliniowością obwodu zastępczego. Teoretycznie można byłoby, przynajmniej w pewnym stopniu, wyeliminować nieliniowość obwodu zastępczego przez włączenie, równolegle do wejścia komparatora, odpowiednio dobranej rezystancji nieliniowej; charakterystyka przedstawiona na rys. 5.2 nie ulegnie przez to zmianie.

W punkcie 5.1 wykazano i uzasadniono potrzebę utrzymania dużego stosunku modułów impedancji wziernej obwodu komparatora do impedancji wziernej obwodu przekaźnika przy założeniu liniowości tych obwodów. Wobec nieliniowości impedancji wziernej obwodu komparatora byłoby bardzo trudne określić teoretycznie odpowiedni warunek. Zagażnienie nie jest jednak trudne do rozwiązania na drodze eksperymentalnej, bowiem konstruktor może w układzie modelowym poszukiwać takiej przekładni ν' , dla której włączenie obwodu komparatora nie powoduje powstania znaczących uchybów napięcia u_p . Po ustaleniu tej przekładni może odpowiednio skorygować wartości parametrów w obwodzie przekaźnika.

Warto nadmienić, że identyczna sytuacja występuje w układzie: główne przekładniki napięciowe - zabezpieczenia. Wobec dużej mocy granicznej przekładników, występująca często nieliniowość impedancji wejściowych zabezpieczeń nie ma znaczącego wpływu na wartość napięcia wtórnego przekładników.

W punkcie 5.1 wykazano, że kryterium stosunku impedancji może być zastąpione bardziej uniwersalnym, niezależnym od przekładni ν' , kryterium stosunku straty mocy pozornych.

Stratę mocy na wejściu komparatora można różnie definiować. Najbardziej przydatne wydaje się być definiowanie szczytowej straty mocy S_s następującym wzorem:

$$S_s = \sqrt{2} U_{MM} I_s, \quad (5.14)$$

gdzie: U_{MM} jest znanym już napięciem dopuszczalnym, a I_s jest maksymalną chwilową wartością prądu, jaki płynie na wejściu komparatora pod wpływem napięcia U_{MM} przy zwartych wszystkich pozostałych wejściach.

Na podstawie rozważań przeprowadzonych w niniejszym rozdziale, proponuje się charakteryzowanie komparatorów amplitudy trzema parametrami technicznymi:

- dynamiką D_k ,
- maksymalnym napięciem dopuszczalnym U_{MM} ,
- szczytową stratą mocy S_S .

Wymienione parametry są istotne dla konstrukcji obwodu przekąźnika.

6. LINEARYZACJA UKŁADÓW PROSTOWNICZYCH

Założenie o liniowości obwodu komparatora wymaga, aby wszystkie elementy tego obwodu były liniowe.

Stosowane indykatory, a szczególnie układy prostownicze, wykazują wyraźną cechę nieliniowości i nie mogą być stosowane w liniowych komparatorach amplitudy bez dokonania ich linearyzacji.

Linearyzacja rezystancji wejściowej indykatora jest łatwa, wobec czego nie będzie rozważana. Niniejszy rozdział poświęcony jest w całości linearyzacji układów prostowniczych. Zagadnienie jest istotne także z tego powodu, że od sposobu linearyzacji zależą dynamika komparatora i szczytowa strata mocy.

6.1. Liniowy i linearyzowany układ prostowniczy

Z punktu widzenia konieczności spełnienia założenia o liniowości obwodu komparatora wystarcza, aby układy prostownicze charakteryzowały się jedynie liniowością rezystancji wzieranej, widzianej od strony zacisków wyjściowych, nazywanej rezystancją wyjściową i oznaczanej R_z .

Jest jednak drugie wymaganie odnoszące się do układów prostowniczych, stosowanych w liniowych komparatorach amplitudy. Wynika ono z liniowości przekształcenia we wzorze (2.2). Będzie się wymagało, aby sem zastępcza e_z układu prostowniczego, rozpatrywanego od strony zacisków wyjściowych, była wprost proporcjonalna do bezwzględnej wartości napięcia e_1 na zaciskach wejściowych.

Przy okazji należy zauważyć, że układ prostowniczy, spełniający obydwie wymagania, charakteryzuje się nieskończenie dużą dynamiką nawet wtedy, gdy napięcie dopuszczalne U_{MM} (punkt 5.2) ma wartość skończoną.

Przedstawione wymagania spełnia układ wyidealizowany, nazwany liniowym układem prostowniczym. Będzie on wzorcem w ocenie wyników linearyzacji układów fizycznych. Jego definicję formułuje się następująco:

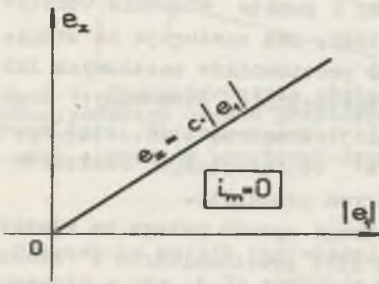
Liniowym układem prostowniczym będzie nazwany rezystancyjny liniowy dwójnik źródłowy o rezystancji zastępczej $R_z \geq 0$, którego sem zastępcza e_z jest sterowana napięciem, e_1 według zależności:

$$e_z = c |e_1|, \quad c = \text{const} > 0.$$

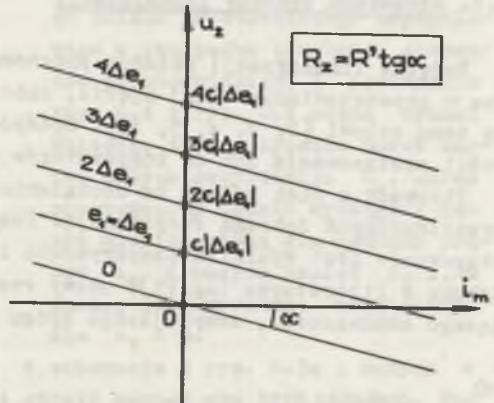
Zdefiniowany w ten sposób liniowy układ prostowniczy jest równoważny układowi złożonemu z czwórnika i zasilającego go rzeczywistego źródła napięcia o sem e_1 , włączonego do wejścia czwórnika, dla którego to układu spełnione są równocześnie zależności:

$$\left. \begin{aligned} u_2 \Big|_{i_m=0} &= e_z = c |e_1|, \quad c = \text{const} > 0, \\ - \frac{\partial u_2}{\partial i_m} &= R_z = \text{const} \geq 0, \end{aligned} \right\} \quad (6.1)$$

gdzie: u_2 i i_m są odpowiednio napięciem i prądem na wyjściu czwórnika.



Rys. 6.1. Charakterystyka stanu jałowego liniowego układu prostowniczego



Rys. 6.2. Charakterystyka obciążenia liniowego układu prostowniczego

Spełnienie pierwszego warunku wyraża liniowość charakterystyki stanu jałowego pokazanej na rys. 6.1, przy równoczesnym spełnieniu $e_z(0) = 0$.

Spełnienie drugiego warunku można określić na podstawie charakterystyki obciążenia $u_2 = f(i_m, |e_1|)$. Warunek ten jest spełniony, jeżeli wykresy $u_2 = f(i_m, |e_1|)$ dla $|e_1| = \text{const}$ przedstawiają rodzinę równoległych prostych, takich że $-\partial u_2 / \partial i_m = R_z > 0$. W przypadku, gdy spełnione są równocześnie obydwa warunki, charakterystyka obciążenia wyraża się rodziną równoodległych prostych (rys. 6.2), odpowiadających równym przyrostom Δe_1 sem e_1 . Rodzina ta nie przebiega trzeciej ćwiartki układu współrzędnych.

Charakterystyka obciążenia zawiera pełną informację o liniowym układzie prostowniczym; charakterystyka stanu jałowego jest jedynie wygodnym jej uzupełnieniem. Wystarczy bowiem założyć $i_m = 0$, a punkty charakterystyki obciążenia wyznaczają charakterystykę stanu jałowego $e_z = f(|e_1|)$.

Przez linearyzację układu prostowniczego należy rozumieć zastosowanie takiego rozwiązania technicznego, które dla założonego przez konstruktora zakresu prądu i_m i napięcia u_2 , umożliwia zastąpienie w rozważaniach fizycznego układu prostowniczego układem liniowym, bez popełnienia błędu przekreślającego praktyczną wartość przyjętej metody rozważania.

Dla linearyzowanych układów prostowniczych, stosowanych w liniowych komparatorach amplitudy, będzie się wymagało zachowania liniowości charakterystyki stanu jałowego w możliwie dużym zakresie sem e_1 , a liniowości charakterystyki obciążenia w możliwie dużym zakresie dodatnich i ujemnych wartości i_m , także dla przypadku $e_1 = 0$.

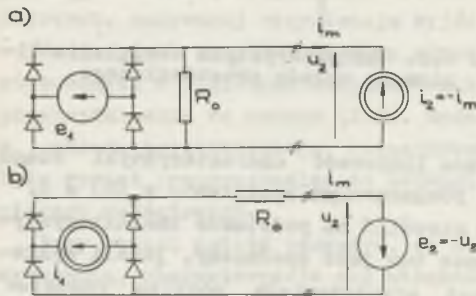
6.2. Stosowane sposoby linearyzacji

Pojęcie linearyzacji układów prostowniczych nie jest znane w literaturze w przedstawionym tutaj ujęciu, chociaż są stosowane rozwiązania służące temu celowi [2, 3, 4, 5, 12]. Spośród nich, z punktu widzenia możliwości zastosowania ich do komparatorów amplitudy, dwa zasługują na uwagę.

Pierwszy z nich polega na obciążeniu wyjść prostowników mostkowych lub przeciwobnych dobraną rezystancją. Jest on powszechnie stosowany. Jego stosowanie jest wynikiem eksperymentu i intuicji konstruktorów, stąd spotykane w literaturze (np. [5]) nazwy rezystora obciążającego, rozładunku-jącego kondensator, zamykającego drogę przepływu prądu itp.

Drugi sposób polega na włączeniu diod prostowniczych w obwód sprzężenia zwrotnego wzmacniacza prądu przemiennego lub stałego [2, 12]. Układy te, zwane aktywnymi, mogą być realizowane z zastosowaniem dwu wzmacniaczy operacyjnych. Zakres liniowości charakterystyki stanu jałowego tych układów wynosi od kilku miliwoltów do kilku woltów, a rezystancja wyjściowa jest mała.

Będzie rozpatrzony bliżej pierwszy z wymienionych sposobów, którego zasadę wyjaśnia rys. 6.3.



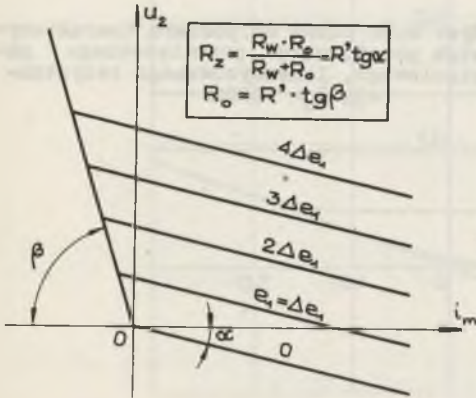
Rys. 6.3. Stosowane sposoby linearyzacji układów prostowniczych mostkowych

a) napięciowych b) prądowych

W przypadku linearyzacji układu prostowniczego napięciowego (rys. 6.3a) rezystancja liniowa R_o jest włączona równolegle do wyjścia prostownika, natomiast w przypadku linearyzacji układu prądowego (rys. 6.3b) - szeregowo z wyjściem.

Rolę tych rezystancji, przy założeniu idealnych elementów prostowniczych oraz $e_1 = 0$, $i_1 = 0$, $R_W = 0$, można poglądowo przedstawić następująco:

Dla dodatnich wartości prądu i_2 , nieskończenie duża rezystancja źródła zostaje sprowadzona do wartości R_0 . Rezystancja źródła dla ujemnych wartości i_2 pozostaje bez zmiany i jest równa zero.



Rys. 6.4. Charakterystyka obciążenia linearyzowanego układu prostowniczego wg rys. 6.3a w przypadku idealnych elementów prostowniczych

Z kolei, dla dodatnich wartości napięcia e_2 , zerowa wartość rezystancji źródła zostaje sprowadzona do wartości R_0 , a dla ujemnych pozostaje bez zmiany i jest nieskończenie duża.

Na rys. 6.4 pokazano charakterystykę obciążenia linearyzowanego układu prostowniczego w przypadku idealnych elementów prostowniczych. Z porównania rys. 6.4 z rys. 6.2 można wysnuć wnioski, że w przypadku nawet bardzo małych rezystancji R_0 , układ prostowniczy będzie wykazywał cechę nieliniowości dla ujemnych prądów i_m i małych napięć u_2 i, co ważne, jest wyraźnie nieliniowy dla $e_1 = 0$.

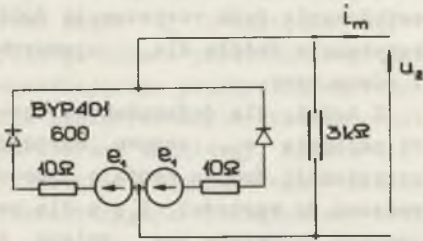
Stosowanie małych rezystancji R_0 w schemacie z rys. 6.3a i dużych w schemacie z rys. 6.3b powoduje wzrost straty mocy w obu tych układach. Poza tym, w pierwszym układzie wzrasta wartość prądu w elementach prostowniczych, a w drugim - wartości napięcia. Rośnie przez to niebezpieczeństwo uszkodzenia cieplnego lub napięciowego elementów prostowniczych przy dużych wartościach e_1 i i_1 .

Rezystancje linearyzujące R_0 niekoniecznie muszą występować jawnie. Obowiązującą zasadą, sformułowaną w odniesieniu do obwodu komparatora w którym zastosowano układy prostownicze napięciowe linearyzowane omawianym sposobem, jest: układ komparatora, w którym indukcyjności zastąpiono zwarciami, a pojemności przerwami, musi zawierać co najmniej $N+1$ oczek niezależnych, gdzie N jest ilością zastosowanych układów prostowniczych.

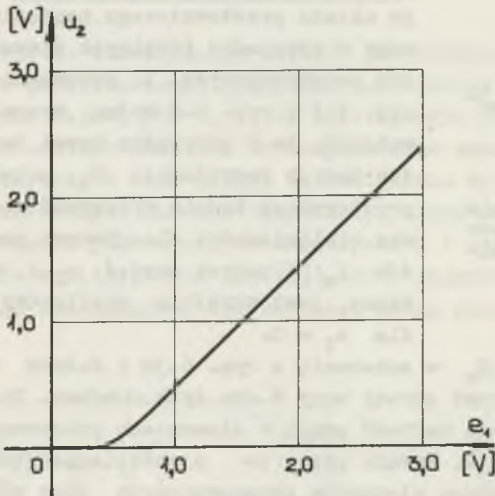
Przykładem mogą być układy prostująco-filtrujące, rozważane w rozdz. 3 i przedstawione na rys. 4.9.

Przedstawioną zasadę można odnieść, po dokonaniu transfiguracji źródłowej, także do komparatora z układami prostowniczymi prądowymi.

Zmierzone charakterystyki układu prostowniczego z prostownikiem przeciwnym wg rys. 6.5, w którym zastosowano diody krzemowe typu BYP 401 600 Charakterystykę przewodzenia tych diod przedstawia rys. 6.24. Układ jest linearyzowany przy pomocy rezystancji $3 \text{ k}\Omega$.



Rys. 6.5. Układ do pomiaru charakterystyk prostownika przeciwsobnego napięciowego, linearyzowanego rezystancją $R_0 = 3000\Omega$



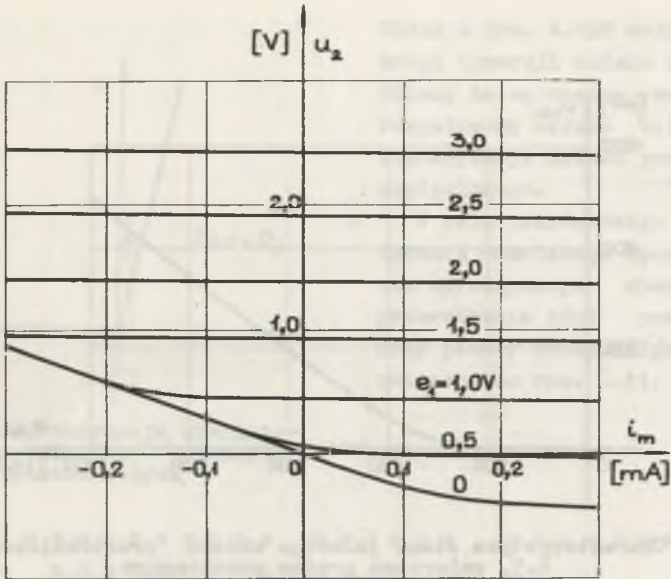
Rys. 6.6. Charakterystyka stanu jałowego układu prostowniczego wg rys. 6.5

Na rys. 6.6 przedstawiono zmierzoną charakterystykę stanu jałowego. Charakterystykę obciążenia, dla małego zakresu prądu i_m , pokazano na rys. 6.7, a dla dużego zakresu - na rys. 6.8.

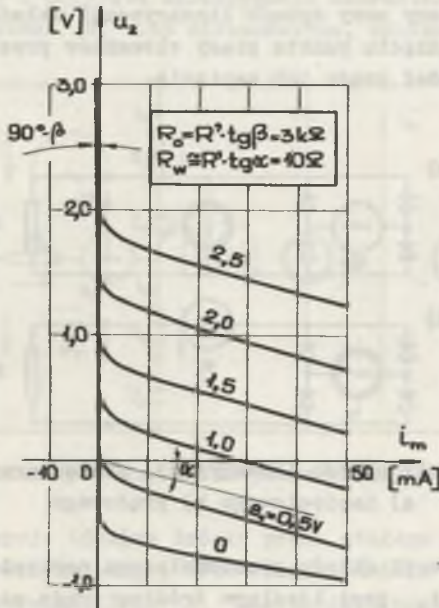
Przedstawione charakterystyki były mierzone prądem stałym.

Zmierzone także charakterystykę stanu jałowego przy zasilaniu układu prostowniczego napięciem przemiennym sinusoidalnym; wyniki przedstawiono na rys. 6.9. Oś odciętych wyraża wartości skuteczne napięcia wejściowego, a oś rzędnych - wartości średnie napięcia wyjściowego.

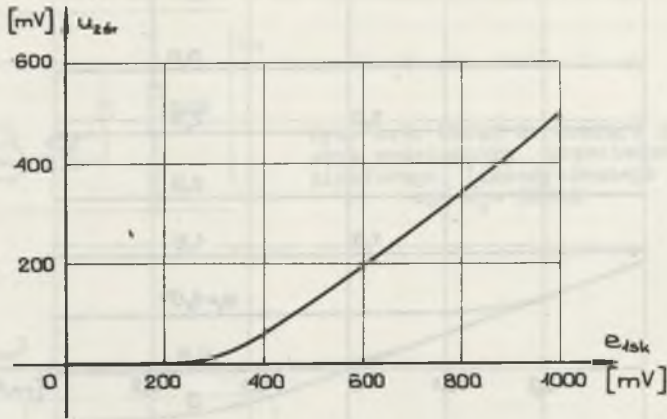
Przedstawione charakterystyki znacznie odbiegają od charakterystyk liniowego układu prostowniczego, przedstawionych na rys. 6.1 i 6.2. Dokładniej będą one omówione w ostatnim punkcie rozdziału, po rozważeniu nowego sposobu linearyzacji.



Rys. 6.7. Charakterystyka obciążenia układu prostowniczego wg rys. 6.5 dla małego zakresu prądu i_m



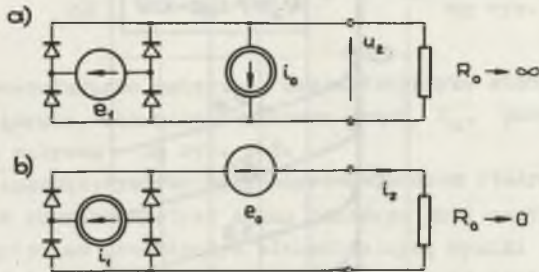
Rys. 6.8. Charakterystyka obciążenia układu prostowniczego wg rys. 6.5 dla dużego zakresu prądu i_m



Rys. 6.9. Charakterystyka stanu jałowego układu prostowniczego wg rys. 6.5, zmierzona prądem przemiennym

6.3. Nowy sposób linearyzacji

Będzie rozpatrzony nowy sposób linearyzacji układów prostowniczych, polegający na przesunięciu punktu pracy elementów prostowniczych przy pomocy dodatkowych źródeł prądu lub napięcia.

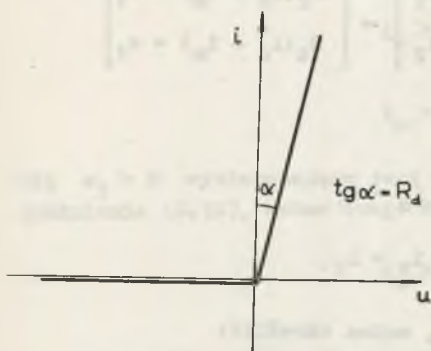


Rys. 6.10. Nowy sposób linearyzacji układu prostowniczego
a) napięciowego b) prądowego

Sposób linearyzacji układu prostowniczego napięciowego wyjaśnia rys. 6.10a, na którym i_0 jest idealnym źródłem prądu stałego. Sposób linearyzacji układu prądowego wyjaśnia rys. 6.10b, gdzie e_0 jest idealnym źródłem napięcia stałego.

Układ z rys. 6.10b można uzyskać drogą inwersji układu z rys. 6.10a. Układy te są dualne, wobec czego rozpatrzony będzie bliżej sposób linearyzacji układu prostowniczego napięciowego.

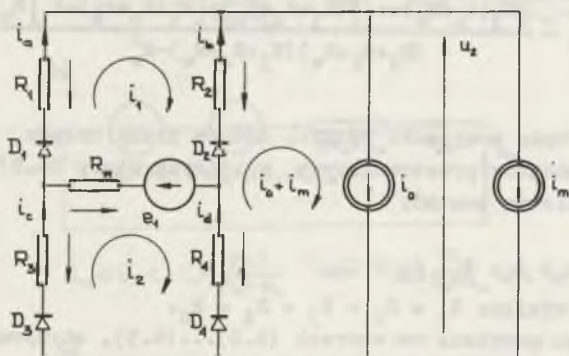
W celu jakościowego scharakteryzowania omawianego sposobu wystarcza aproksymacja charakterystyki przewodzenia diod prostowniczych przy pomocy dwóch półprostych, jak pokazano na rys. 6.11.



Rys. 6.11. Aproksymacja charakterystyki przewodzenia elementów prostowniczych

6.3.1. Linearyzacja układu prostowniczego mostkowego

Będzie rozpatrywany układ prostowniczny mostkowy, zasilany rzeczywistym źródłem napięcia e_1 o rezystancji wewnętrznej R_w , pokazany na rys. 6.12. Rezystancje R_1, \dots, R_4 są rezystancjami zastosowanych elementów prostowniczych, które zgodnie z przyjętą aproksymacją charakterystyki mogą przyjmować wartości skończone R_d lub nieskończone, zależnie od polaryzacji.



Rys. 6.12. Linearyzowany układ prostowniczny mostkowy

W schemacie występuje idealne źródło prądu stałego i_o , służące do linearyzacji układu prostowniczego, oraz idealne źródło prądu i_m , wprowadzone dla ułatwienia rozważań. Prąd i_m należy interpretować jako prąd obciążenia źródła, który może mieć dodatnie i ujemne wartości.

Zakładając wstępnie, że obwód z rys. 4.12 jest liniowy (brak elementów D_1, \dots, D_4), można dla niego napisać równanie:

$$\begin{bmatrix} R_1 + R_2 + R_w & -R_w \\ -R_w & R_3 + R_4 + R_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_2(i_o + i_m) + e_1 \\ R_4(i_o + i_m) - e_1 \end{bmatrix}$$

Biorąc pod uwagę:

$$i_a = i_1 ; \quad i_b = i_o + i_m - i_1$$

$$i_c = i_2 ; \quad i_d = i_o + i_m - i_2$$

oraz rozwiązania przedstawionego równania, można określić:

$$i_a = \frac{[R_2(i_o + i_m) + e_1](R_3 + R_4 + R_w) + [R_4(i_o + i_m) - e_1]R_w}{(R_1 + R_2 + R_w)(R_3 + R_4 + R_w) - R_w^2} \quad (6.2)$$

$$i_b = \frac{[R_1(i_o + i_m) - e_1](R_3 + R_4 + R_w) + [R_3(i_o + i_m) + e_1]R_w}{(R_1 + R_2 + R_w)(R_3 + R_4 + R_w) - R_w^2} \quad (6.3)$$

$$i_c = \frac{[R_4(i_o + i_m) - e_1](R_1 + R_2 + R_w) + [R_2(i_o + i_m) + e_1]R_w}{(R_1 + R_2 + R_w)(R_3 + R_4 + R_w) - R_w^2} \quad (6.4)$$

$$i_d = \frac{[R_3(i_o + i_m) + e_1](R_1 + R_2 + R_w) + [R_1(i_o + i_m) - e_1]R_w}{(R_1 + R_2 + R_w)(R_3 + R_4 + R_w) - R_w^2} \quad (6.5)$$

Rozpatrzone będą przypadki różnych stanów pracy układu, zależnych od polaryzacji elementów prostowniczych, w których wzory (6.2)...(6.5) będą przyjmowały odmienną postać.

A. Założenie: $i_a, i_b, i_c, i_d > 0$.

Z założenia wynika: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_d$.

Uwzględniając powyższe we wzorach (6.2)...(6.5), otrzymuje się:

$$i_a = \frac{1}{2} \left[(i_o + i_m) + \frac{e_1}{R_d + R_w} \right] \quad (6.6)$$

$$i_b = \frac{1}{2} \left[(i_o + i_m) - \frac{e_1}{R_d + R_w} \right] \quad (6.7)$$

$$i_c = \frac{1}{2} \left[(i_o + i_m) - \frac{e_1}{R_d + R_w} \right] \quad (6.8)$$

$$i_d = \frac{1}{2} \left[(i_o + i_m) + \frac{e_1}{R_d + R_w} \right] \quad (6.9)$$

Należy zauważyć, że $i_a = i_d$ oraz $i_b = i_c$.

Przyjęte założenie jest spełnione, gdy zachodzi równocześnie:

$$i_m > -i_o - \frac{e_1}{R_d + R_w} \quad (6.10)$$

$$i_m > -i_o + \frac{e_1}{R_d + R_w} \quad (6.11)$$

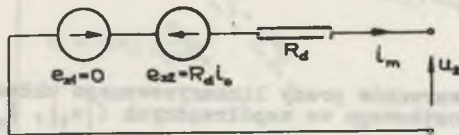
Dla $e_1 > 0$ wystarczające jest spełnienie warunku (6.11), a dla $e_1 < 0$ spełnienie (6.10), wobec czego warunki (6.10) i (6.11) można zastąpić:

$$i_m > -i_o + \frac{|e_1|}{R_d + R_w} \quad (6.12)$$

Napięcie u_2 (rys. 6.12) na wyjściu prostownika można określić na podstawie rozkładu napięć np. w gałęzi lewej.

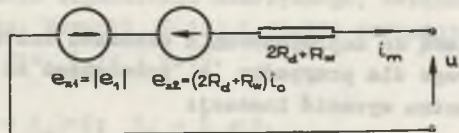
$$u_2 = -R_1 i_a - R_3 i_c \quad (6.13)$$

a)



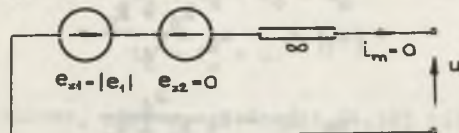
$$i_m > -i_o + \frac{|e_1|}{R_d + R_w} \quad \text{albo} \quad u_2 < -|e_1| \frac{R_d}{R_d + R_w}$$

b)



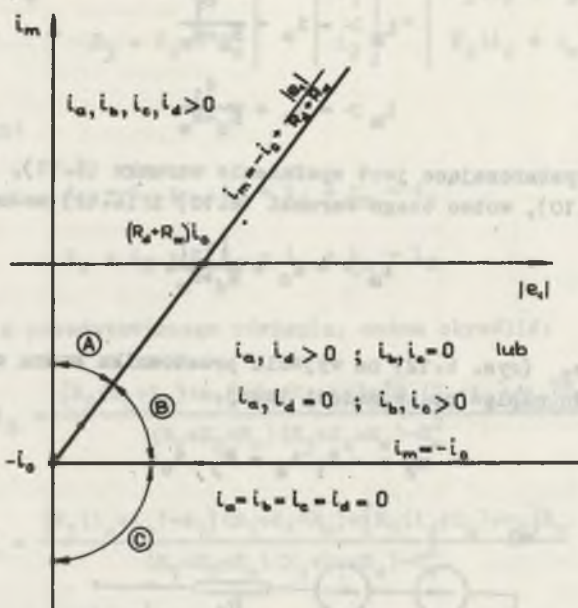
$$-i_o < i_m < -i_o + \frac{|e_1|}{R_d + R_w} \quad \text{albo} \quad -|e_1| \frac{R_d}{R_d + R_w} < u_2 < |e_1|$$

c)



$$i_m \leq -i_o \quad \text{albo} \quad u_2 \geq e_1$$

Rys. 6.13. Schematy zastępcze linearyzowanego układu prostowniczego mostkowego



Rys. 6.14. Obszary warunków pracy linearyzowanego układu prostowniczego mostkowego we współrzędnych $(|e_1|, i_m)$

a po uwzględnieniu równości $R_1 = R_3 = R_d$ oraz wzorów (6.6) i (6.8):

$$u_2 = -R_d (i_0 + i_m). \quad (6.14)$$

Wzór ten jest podstawą do zaproponowania schematu zastępczego układu prostowniczego mostkowego dla przypadku A, pokazanego na rys. 6.13a.

Warunek (6.12) można wyrazić inaczej:

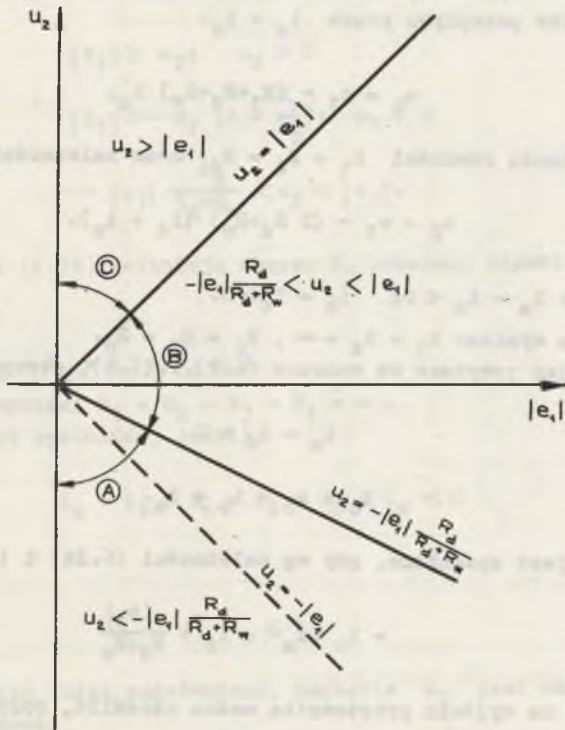
$$|e_1| < (R_d + R_w)(i_0 + i_m), \quad (6.15)$$

a po uwzględnieniu (6.14) także:

$$|e_1| < -u_2 \frac{R_d + R_w}{R_d} \quad (6.16)$$

$$u_2 < -e_1 \frac{R_d}{R_d + R_w} \quad (6.17)$$

Warunki (6.12) i (6.15) można rozpatrywać graficznie odpowiednio w układzie współrzędnych $(|e_1|, i_m)$ lub $(i_m, |e_1|)$, a warunki (6.16) i (6.17) w układzie $(u_2, |e_1|)$ lub $(|e_1|, u_2)$. Wybór układu współrzędnych zależy od



Rys. 6.15. Obszary warunków pracy linearyzowanego układu prostokątnego mostkowego we współrzędnych $(|e_1|, u_2)$

sposobu rozpatrywania zagadnienia nadrzędnego, związanego z przyłączeniem obwodu zewnętrznego. Warunki (6.12) i (6.17) definiują obszar A, pokazany odpowiednio na rys. 6.14 i 6.15.

B₁. Założenie: $i_a = i_d > 0$; $i_b = i_c \leq 0$.

Z założenia wynika: $R_1 = R_4 = R_d$; $R_2 = R_3 = \infty$.

Uwzględniając powyższe we wzorach (6.2)...(6.5), otrzymuje się:

$$i_a = i_d = i_o + i_m \quad (6.18)$$

$$i_b = i_c = 0. \quad (6.19)$$

Założenie jest spełnione, gdy wg zależności (6.18) i (6.12) zachodzi:

$$-i_o < i_m < -i_o + \frac{|e_1|}{R_d + R_w}. \quad (6.20)$$

Napięcie u_2 na wyjściu prostownika można określić, rozpatrując rozkład napięć na drodze przepływu prądu $i_a = i_d$.

$$u_2 = e_1 - (R_1 + R_4 + R_w) i_a, \quad (6.21)$$

a po uwzględnieniu równości $R_1 = R_4 = R_d$ oraz zależności (6.18):

$$u_2 = e_1 - (2 R_d + R_w) (i_o + i_m). \quad (6.22)$$

B₂. Założenie: $i_a = i_d \leq 0$; $i_b = i_c > 0$.

Z założenia wynika: $R_1 = R_4 = \infty$, $R_2 = R_3 = R_d$.

Uwzględniając powyższe we wzorach (6.2)...(6.5), otrzymuje się:

$$i_a = i_d = 0 \quad (6.23)$$

$$i_b = i_c = i_o + i_m. \quad (6.24)$$

Założenie jest spełnione, gdy wg zależności (6.24) i (6.12) zachodzi:

$$-i_o < i_m < -i_o + \frac{|e_1|}{R_d + R_w} \quad (6.25)$$

Napięcie u_2 na wyjściu prostownika można określić, rozpatrując rozkład napięć na drodze przepływu prądu $i_b = i_c$.

$$u_2 = -e_1 - (R_2 + R_3 + R_w) i_b, \quad (6.26)$$

a po uwzględnieniu równości $R_2 = R_3 = R_d$ oraz zależności (6.24):

$$u_2 = -e_1 - (2R_d + R_w) (i_o + i_m) \quad (6.27)$$

Przypadki B_1 i B_2 mają identyczne warunki (6.20) i (6.25) spełnienia założeń, a napięcie u_2 , określone wzorami (6.22) i (6.27), można wyrazić jednym wzorem:

$$u_2 = |e_1| - (2R_d + R_w) (i_o + i_m). \quad (6.28)$$

Na podstawie wzoru (6.28) można utworzyć schemat zastępczy układu prostowniczego, pokazany na rys. 6.13b, obowiązujący dla przypadków B_1 i B_2 , nazywanych dalej przypadkiem B.

Warunek (6.20) można wyrazić inaczej:

$$|e_1| > (R_d + R_w) (i_o + i_m); \quad i_o + i_m \geq 0, \quad (6.29)$$

a po uwzględnieniu wzoru (6.28) także:

$$\begin{aligned} |e_1| > u_2; \quad u_2 > 0 \\ |e_1| > -u_2 \left(1 + \frac{R_W}{R_d}\right); \quad u_2 < 0 \end{aligned} \quad (6.30)$$

$$- |e_1| \frac{R_d}{R_d + R_W} < u_2 < |e_1|. \quad (6.31)$$

Warunki (6.20) i (6.31) definiują obszar B, pokazany odpowiednio na rys. 6.14 i 6.15.

C. Założenie: $i_a = i_b = i_c = i_d \leq 0$.

Z założenia wynika: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = \infty$.

Założenie jest spełnione, jeżeli:

$$i_a + i_b = i_c + i_d = i_o + i_m \leq 0 \quad (6.32)$$

czyli:

$$i_m \leq -i_o \quad (6.33)$$

Przy przyjętych tutaj założeniach, napięcie u_2 jest określone dla $i_m = -i_o$ i wynosi:

$$u_2 = |e_1|, \quad (6.34)$$

natomiast dla $i_m < -i_o$ napięcie to jest nieokreślone.

Na rys. 6.14 i 6.15 zaznaczono obszar C odpowiadający omawianemu przy padkowi, a na rys. 6.13c przedstawiono schemat zastępczy.

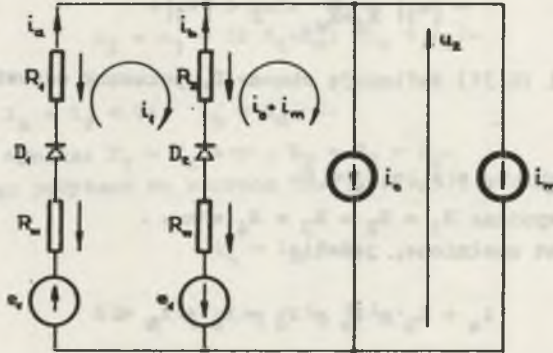
6.3.2. Linearyzacja układu prostowniczego przeciwsobnego

Sposób rozpatrywania układu przeciwsobnego jest analogiczny do sposobu przedstawionego w punkcie 6.3.1. W schemacie na rys. 6.16 R_1 i R_2 reprezentują rezystancje elementów prostowniczych, przyjmujące, zależnie od polaryzacji, wartości skończone R_d lub nieskończenie duże. Rezystancje R_W są wewnętrznymi rezystancjami dwu identycznych źródeł napięcia e_1 . Źródła i_o i i_m są idealnymi źródłami prądu stałego, przy czym źródło i_m wprowadzono dla ułatwienia rozważań.

Przyjmując wstępnie, że obwód z rys. 6.16 jest liniowy, można określić prądy:

$$i_a = \frac{(R_2 + R_w)(i_o + i_m) + 2e_1}{R_1 + R_2 + 2R_w} \quad (6.35)$$

$$i_b = \frac{(R_1 + R_w)(i_o + i_m) - 2e_1}{R_1 + R_2 + 2R_w} \quad (6.36)$$



Rys. 6.16. Linearyzowany układ prostowniczy przeciwsobny

Będą rozpatrzone przypadki różnych stanów pracy układu, wynikających z polaryzacji elementów prostowniczych.

A. Założenie: $i_a, i_b > 0$.

Z założenia wynika: $R_1 = R_2 = R_d$.

Uwzględniając powyższe we wzorach (6.35) i (6.36), otrzymuje się:

$$i_a = \frac{1}{2} \left[(i_o + i_m) + \frac{2e_1}{R_d + R_w} \right] \quad (6.37)$$

$$i_b = \frac{1}{2} \left[(i_o + i_m) + \frac{2e_1}{R_d + R_w} \right]. \quad (6.38)$$

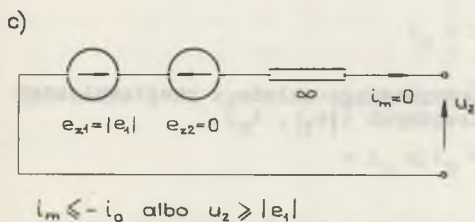
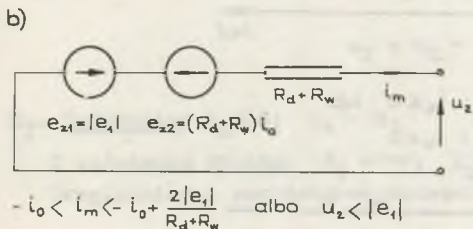
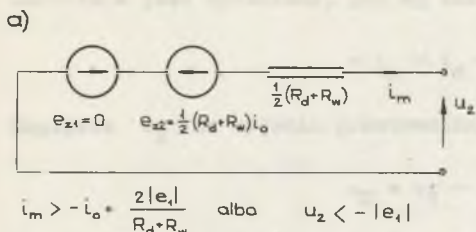
Przyjęte założenie jest spełnione, gdy zachodzi równocześnie:

$$i_m > -i_o - \frac{2e_1}{R_d + R_w} \quad (6.39)$$

$$i_m > -i_o + \frac{2e_1}{R_d + R_w}. \quad (6.40)$$

Dla $e_1 > 0$ wystarczające jest spełnienie warunku (6.40), a dla $e_1 < 0$ spełnienie (6.39), wobec czego warunki (6.39) i (6.40) można zastąpić:

$$i_m > -i_o + \frac{2|e_1|}{R_d + R_w} \quad (6.41)$$



Napięcie u_2 na wyjściu prostownika można określić:

$$u_2 = e_1 - (R_1 + R_w) i_a, \quad (6.42)$$

a po uwzględnieniu równości $R_1 = R_d$ oraz wzoru (6.37):

$$u_2 = -\frac{1}{2} (R_d + R_w) (i_o + i_m). \quad (6.43)$$

Na podstawie wzoru (6.43) można określić schemat zastępczy układu prostowniczego dla rozpatrywanego przypadku, pokazany na rys. 6.17a.

Po uwzględnieniu wzoru (6.43) można warunek (6.41) wyrazić w dowolnego z poniższych sposobów:

$$|e_1| > \frac{1}{2} (R_d + R_w) (i_o + i_m) \quad (6.44)$$

$$|e_1| > -u_2 \quad (6.45)$$

$$u_2 > -|e_1| \quad (6.46)$$

Rys. 6.17. Schematy zastępcze linearyzowanego układu prostowniczego przeciwsobnego

Warunki (6.45) i (6.46) w układzie $(u_2, |e_1|)$ lub $(|e_1|, u_2)$.

Warunki (6.41) i (6.46), definiujące obszar A, odpowiadający rozpatrywanemu przypadkowi, pokazano odpowiednio na rys. 6.18 i 6.19.

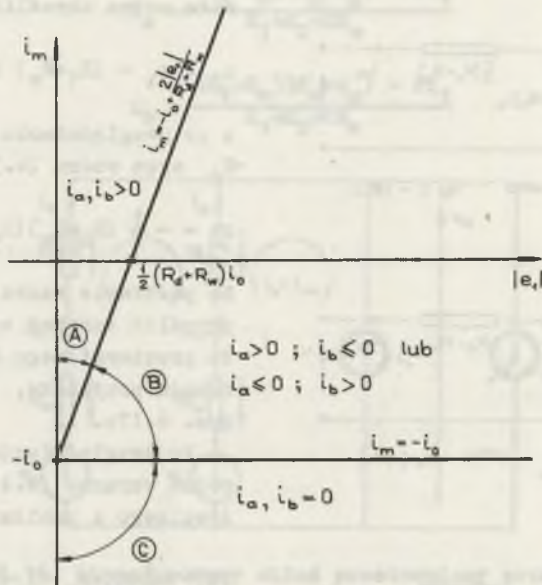
B₁. Założenie: $i_a > 0$; $i_b \leq 0$.

Z założenia wynika: $R_1 = R_d$; $R_2 = \infty$.

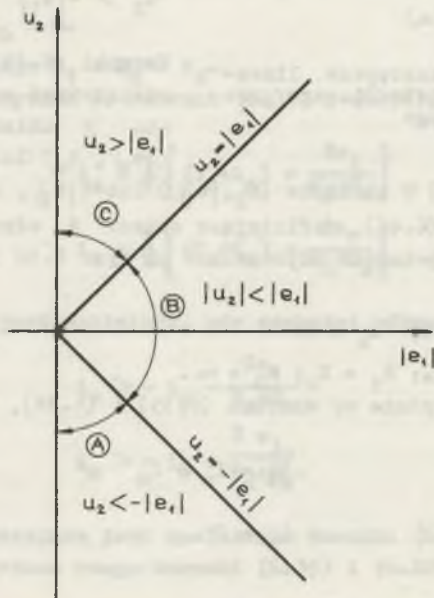
Uwzględniając powyższe we wzorach (6.35) i (6.36), otrzymuje się:

$$i_a = i_o + i_m \quad (6.47)$$

$$i_b = 0 \quad (6.48)$$



Rys. 6.18. Obszary warunków pracy linearyzowanego układu prostowniczego przeciwsobnego we współrzędnych $(|e_1|, i_m)$



Rys. 6.19. Obszary warunków pracy linearyzowanego układu prostowniczego przeciwsobnego we współrzędnych $(|e_1|, u_2)$

Założenie jest spełnione, gdy wg zależności (6.47) i (6.41) zachodzi:

$$-i_0 < i_m < -i_0 + \frac{2|e_1|}{R_d + R_w} \quad (6.49)$$

Napięcie u_2 na wyjściu prostownika można określić:

$$u_2 = e_1 - (R_1 + R_w) i_a, \quad (6.50)$$

a po uwzględnieniu równości $R_1 = R_d$ oraz wzoru (6.47):

$$u_2 = e_1 - (R_d + R_w)(i_0 + i_m) \quad (6.51)$$

B₂. Założenie: $i_a \leq 0$; $i_b > 0$.

Z założenia wynika: $R_1 = \infty$; $R_2 = R_d$.

Uwzględniając powyższe we wzorach (6.35) i (6.36), otrzymuje się:

$$i_a = 0. \quad (6.52)$$

$$i_b = i_0 + i_m. \quad (6.53)$$

Założenie jest spełnione, gdy wg zależności (6.53) i (6.41) zachodzi:

$$-i_0 \leq i_m < -i_0 + \frac{2|e_1|}{R_d + R_w} \quad (6.54)$$

Przy uwzględnieniu $R_2 = R_d$ oraz zależności (6.53), napięcie u_2 na wyjściu prostownika można określić:

$$u_2 = -e_1 - (R_d + R_w)(i_0 + i_m) \quad (6.55)$$

Przypadki B_1 i B_2 mają identyczne warunki (6.49) i (6.54) spełnienia założeń, a napięcie u_2 określone wzorami (6.51) i (6.55) można wyrazić jednym wzorem:

$$u_2 = |e_1| - (R_d + R_w)(i_0 + i_m). \quad (6.56)$$

Na podstawie wzoru (6.56) można utworzyć schemat zastępczy układu prostowniczego, pokazany na rys. 6.17b, obowiązujący dla przypadków B_1 i B_2 , nazywanych dalej przypadkiem B.

Po uwzględnieniu wzoru (6.56) warunek (6.49) można wyrazić wg dowolnego z poniższych sposobów:

$$|e_1| > \frac{1}{2} (R_d + R_w)(i_0 + i_m); \quad (i_0 + i_m > 0) \quad (6.57)$$

$$|e_1| > |u_2| \quad (6.58)$$

$$|u_2| < |e_1|. \quad (6.59)$$

Warunki (6.49) i (6.59) definiują obszar B, pokazany odpowiednio na rys. 6.18 i 6.19.

C. Założenie: $i_a = i_b \leq 0$.

Z założenia wynika: $R_1 = R_2 = \infty$.

Uwzględniając powyższe we wzorach (6.35) i (6.36) otrzymuje się:

$$i_a = 0. \quad (6.60)$$

$$i_b = 0. \quad (6.61)$$

Założenie jest spełnione, jeżeli:

$$i_a + i_b = i_o + i_m \leq 0$$

Czyli:

$$i_m \leq -i_o. \quad (6.62)$$

Przy przyjętych tutaj założeniach, napięcie u_2 jest określone dla $i_m = -i_o$ i wynosi:

$$u_2 = |e_1|, \quad (6.63)$$

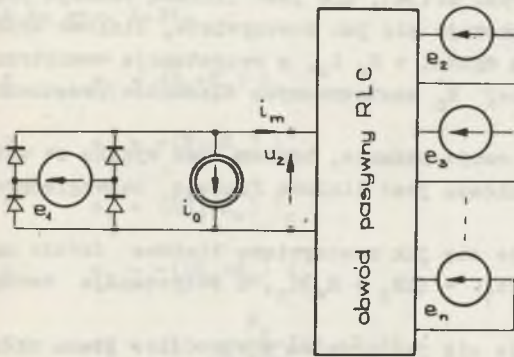
natomiast dla $i_m < -i_o$ napięcie to jest nieokreślone.

Na rys. 6.18 i 6.19 zaznaczono obszar C, odpowiadający omawianemu przypadkowi, a na rys. 6.17o przedstawiono schemat zastępczy układu prostowniczego.

6.3.3. Współpraca układu linearyzowanego z obwodem zewnętrznym

Linearyzowane układy mogą być w najogólniejszym przypadku włączone do obwodu aktywnego, zawierającego źródła napięć, źródła prądu, elementy dysypatywne i konserwatywne. Przyjmuje się liniowość obwodu łącznie z rozpatrywanym linearyzowanym układem. Na rys. 6.20 pokazano taki obwód, z tym jednak że w wyniku transfiguracji ewentualnych źródeł prądu, wymuszeniami są wyłącznie źródła napięcia $e_2 \dots e_n$, a te wyprowadzono na zewnątrz obwodu. Dzięki temu uzyskano pasywny n-parobiegownik RLC.

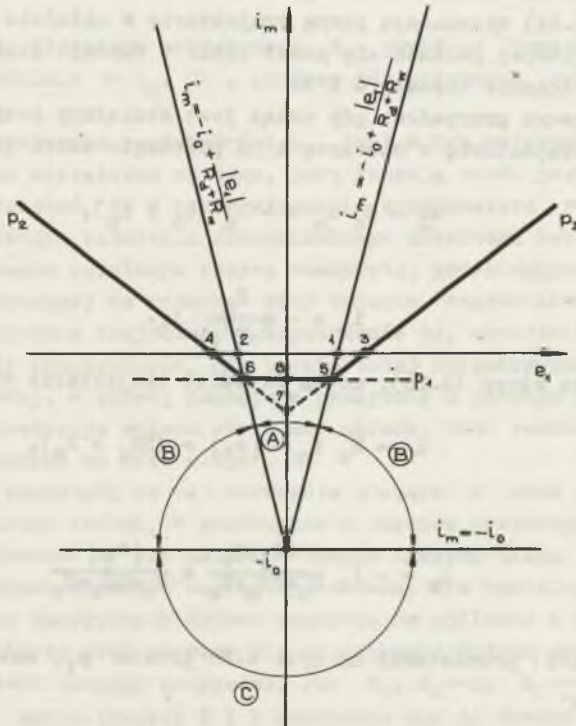
Stan pracy linearyzowanego układu prostowniczego najlepiej charakteryzuje prąd i_m . Korzystając z zasady superpozycji, można go wyznaczyć przez



Rys. 6.20. Schemat połączenia linearyzowanego układu prostowniczego z obwodem liniowym RLC

określenie jego składowych, pochodzących od wszystkich kolejno wymuszeń, ewentualnie składowych tych wymuszeń w najogólniejszym sensie.

Łatwo zauważyć, że prąd i_m będzie określony bardzo skomplikowaną funkcją wymuszeń, a jego związek z wymuszeniami e_1 i i_0 będzie mało wyraźny. Prąd ten będzie przyjmował dodatnie i ujemne wartości. Istotą zagadnienia jest, czy w zakresie występujących w rzeczywistym układzie prądów i_m linearyzowany układ prostowniczy ma cechy układu liniowego. Pogląd na to zagadnienie może dać rozpatrzenie rys. 6.21, na którym przedstawiono obszary pracy układu prostowniczego mostkowego, omawianego w punkcie 6.2.1.



Rys. 6.21. Trajektoria punktu pracy linearyzowanego układu prostowniczego, obciążonego rezystancyjnie, w układzie współrzędnych (e_1, i_m)

W obszarze A, jak to wynika ze wzoru (6.14), napięcie na wyjściu układu nie należy od sem e_1 (patrz rys. 6.13a), ale jest liniową funkcją prądu i_m . Układ w tym obszarze zachowuje się jak rzeczywiste, liniowe źródło napięcia stałego, którego sem wynosi $-R_d i_o$, a rezystancja wewnętrzna równa jest rezystancji dynamicznej R_d zastosowanych elementów prostownicznych.

W obszarze B układ spełnia swoje zadanie, bowiem, jak wynika ze wzoru (6.28), napięcie na wyjściu układu jest liniową funkcją bezwzględnych wartości sem e_1 .

W obszarze tym układ zachowuje się jak rzeczywiste liniowe źródło napięcia, którego sem jest równa $|e_1| - (2R_d + R_w)i_o$, a rezystancja wewnętrzna jest $2R_d + R_w$.

W obszarze C układ zachowuje się jak przerwa w obwodzie. Praca układu powinna zatem odbywać się w obszarach A i B. Pomocne w rozważaniach może być wprowadzenie pojęcia punktu pracy układu, określonego równaniami parametrycznymi:

$$e_1 = f_1(t); \quad i_m = f_2(t) \quad (6.64)$$

Na ogół pierwsza funkcja (6.64) jest znana; drugą można określić na podstawie znajomości obwodu zasilanego.

Funkcje (6.64) wyznaczają pewną trajektorię w układzie współrzędnych (e_1, i_m) , po której porusza się punkt pracy w funkcji czasu. Powinien on przebiegać wyłącznie obszary A i B.

W najprostszym przypadku, gdy układ jest obciążony rezystancją R_o , można określić trajektorię w obszarze A na podstawie wzoru (6.14):

$$u_2 = R_o i_m = -R_d (i_o + i_m), \quad (6.65)$$

a stąd:

$$i_m = -\frac{R_d}{R_o + R_d} i_o. \quad (6.66)$$

Korzystając ze wzoru (4.28), można określić trajektorię w obszarze B:

$$u_2 = R_o i_m = |e_1| - (2R_d + R_w), \quad (6.67)$$

a stąd:

$$i_m = -i_o \frac{2R_d + R_w}{R_o + 2R_d + R_w} + \frac{|e_1|}{R_o + 2R_d + R_w} \quad (6.68)$$

Zależność (6.66) przedstawia na rys. 6.21 prosta p_1 , natomiast (6.68) - półproste p_2 .

Podaje się zestawienie odciętych lub rzędnych punktów 1...8, zaznaczonych na rys. 6.21.

$$1 \quad e_1 = (R_d + R_w) i_0$$

$$2 \quad e_1 = -(R_d + R_w) i_0$$

$$3 \quad e_1 = (2R_d + R_w) i_0$$

$$4 \quad e_1 = -(2R_d + R_w) i_0$$

$$5 \quad e_1 = \left(1 - \frac{R_d}{R_o + R_d}\right) (R_d + R_w) i_0$$

$$6 \quad e_1 = -\left(1 - \frac{R_d}{R_o + R_d}\right) (R_d + R_w) i_0$$

$$7 \quad i_m = -i_0 \frac{2R_d + R_w}{R_o + 2R_d + R_w}$$

$$8 \quad i_m = -\frac{R_d}{R_o + R_d} i_0$$

Warto zauważyć, że zmiana rezystancji R_o powoduje przesuwanie się punktu 7 w przedziale $\langle -i_0, 0 \rangle$, podczas gdy położenie punktów 3 i 4 nie ulega zmianie.

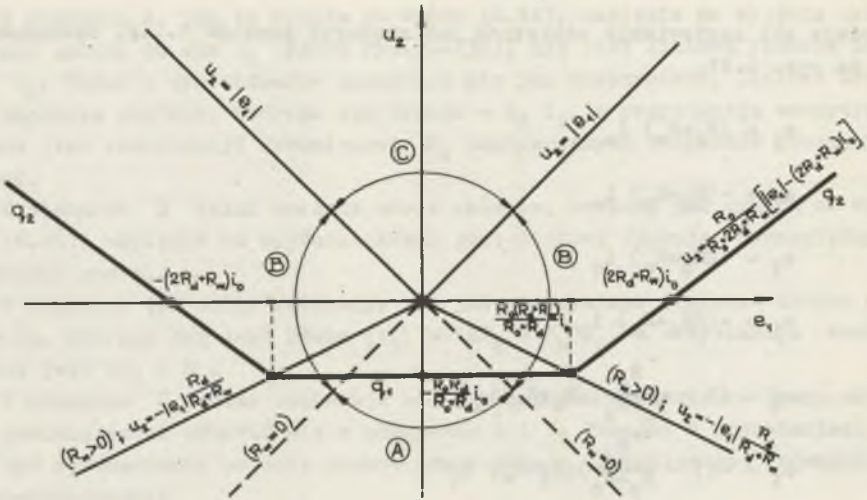
Wyznaczona trajektoria $p_2-3-5-8-6-4$ p_2 jest w tym najprostszym rozpatrywanym przypadku niezależna od tego, jaką funkcją czasu jest sem e_1 .

Można się spodziewać, że w razie włączenia kondensatora równolegle do R_o , przy równoczesnym założeniu sinusoidalnego przebiegu sem e_1 , trajektoria będzie w stanie ustalonym krzywą zamkniętą, przebiegającą w pobliżu trajektorii pokazanej na rysunku. Przy zmianie częstotliwości sem e_1 nastąpi przemieszczenie trajektorii. Zagadnienie to, aczkolwiek dosyć ważne dla konstrukcji komparatorów, nie będzie tutaj rozpatrywane.

W chwili czasowej, w której następuje przejście z jednego obszaru pracy do drugiego, następuje zmiana struktury układu, tzn. zamiana schematów zastępczych pokazanych na rys. 6.13a i b.

Należy jednak zauważyć, że kąt rozwarcia obszaru A może być bardzo mały. Trwające bardzo krótko, w porównaniu z okresem przebiegu sem e_1 , przejście przez obszar A nie zmieni w sposób istotny stanu energetycznego elementów konserwatywnych zasilanego układu, tym bardziej że rezystancje wewnętrzne zastępczych źródeł napięcia są zbliżone w swych wartościach. Stwierdzenie to jest słuszne dla odpowiednio dużych amplitud sem e_1 .

Interesujący jest skrajny przypadek, gdy $R_d, R_w \rightarrow 0$, $R_o \rightarrow \infty$. W tej sytuacji obszar A znika (punkty 1 i 2 przenoszą się do środka układu współrzędnych), a więc układ staje się liniowy z jedynym zastrzeżeniem:



Rys. 6.22. Trajektoria punktu pracy linearyzowanego układu prostowniczego, obciążonego rezystancyjnie, w układzie współrzędnych (e_1, u_2)

$i_m > -i_0$. Trajektoria dla obciążenie rezystancyjnego zbliża się w tym przypadku do osi odciętych.

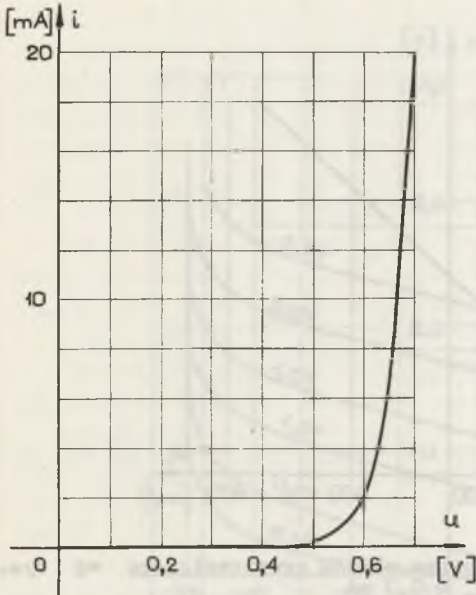
Podobną analizę przeprowadzono w układzie współrzędnych (e_1, u_2) , a jej wyniki przedstawiono na rys. 6.22. Trajektorię dla obciążenia rezystancyjnego oznaczono odcinkami q_1, q_2 . Dyskusja wyników jest analogiczna do przedstawionej.

6.3.4. P o m i a r y

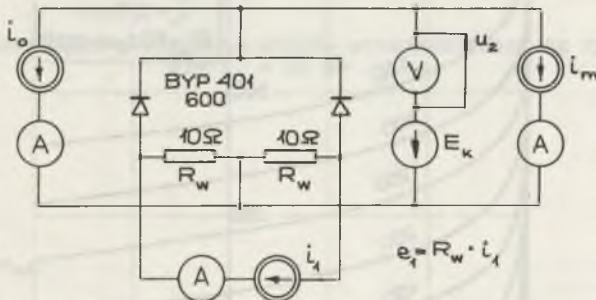
Rozważania, przedstawione w punktach 6.3.1 i 6.3.2, miały na celu ustalenie ogólnych prawidłowości charakteryzujących nowy sposób linearyzacji. W celu potwierdzenia tych prawidłowości, jakościowego scharakteryzowania nowego sposobu oraz porównania ze stosowanym sposobem, wykonano pomiary układu prostowniczego przeciwsobnego, w którym zastosowano diody prostownicze krzemowe typu BYP 401 600, o maksymalnym napięciu wstecznym 600 V i maksymalnym prądzie przewodzenia 1 A, te same które były stosowane w układzie pomiarowym na rys. 6.5, przy badaniu stosowanego sposobu linearyzacji. Charakterystykę przewodzenia tych diod pokazano na rys. 6.23.

Pomiary przeprowadzono w układzie pokazanym na rys. 6.24. Występuje tutaj stała $sem E_k$, która służy do skompensowania $sem e_{z2}$ z rys. 6.17b.

Wprowadzono ją do układu ze względów wyłącznie pomiarowych; jej stosowanie w realizowanych komparatorach, co najmniej dwuwęściowych, jest zbędne, bowiem można tak rozwiązać wielowęściowy linearyzowany układ prostowniczy, że suma $sem e_{z2}$, pochodzących od poszczególnych elementarnych układów prostowniczych, będzie równa zero w oczku układu wielowęściowego.



Rys. 6.23. Charakterystyka przewodzenia diody prostowniczej typu BYP 401 600

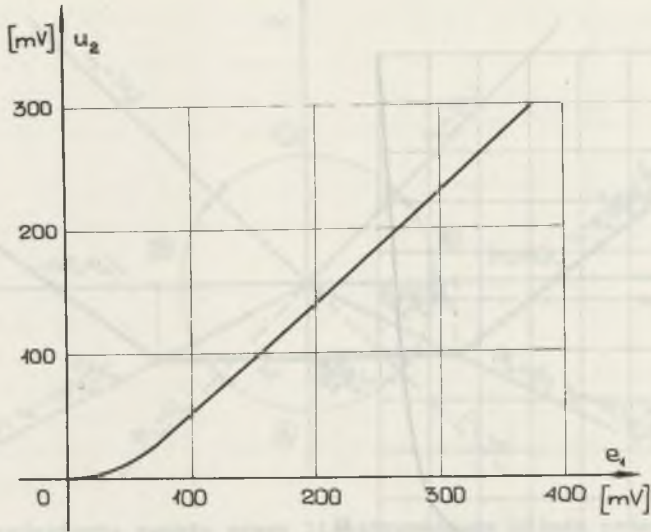


Rys. 6.24. Układ do pomiaru charakterystyk prostownika przeciwsobnego napięciowego, linearyzowanego nowym sposobem

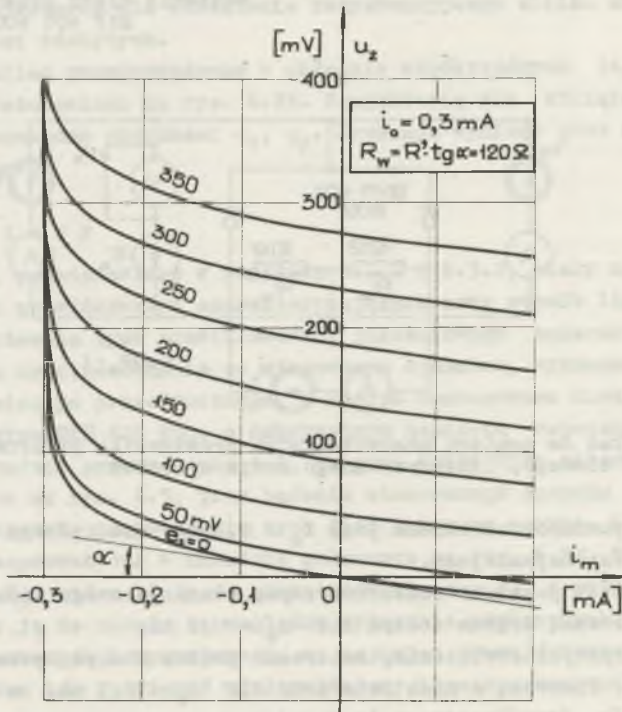
Podczas pomiarów określono prąd $i_0 = 0,3 \text{ mA}$, dla którego napięcie progu U_0 jest najmniejsze.

Na rys. 6.25 pokazano charakterystykę stanu jałowego linearyzowanego układu, zmierzoną prądem stałym dla $i_0 = 0,3 \text{ mA}$.

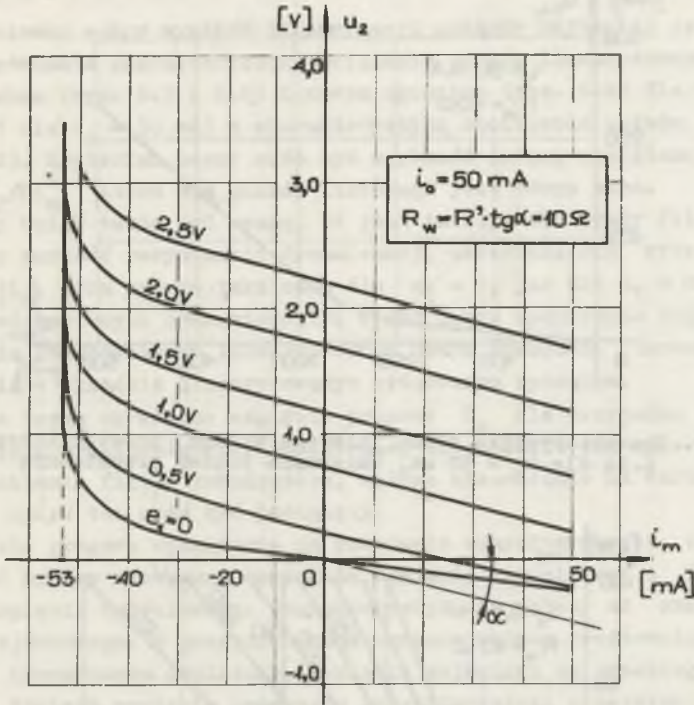
Charakterystyki obciążenia, zmierzone prądem stałym, pokazano na rys. 6.26 i 6.27. Pierwszą z nich zmierzono dla $i_0 = 0,3 \text{ mA}$, a drugą dla $i_0 = 50 \text{ mA}$.



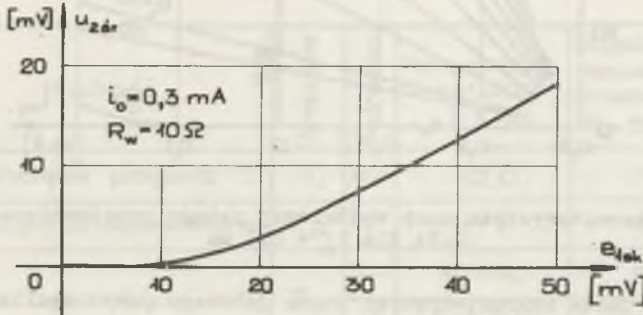
Rys. 6.25. Charakterystyka stanu jałowego układu prostowniczego wg rys. 6.24 dla $i_0 = 0,3$ mA



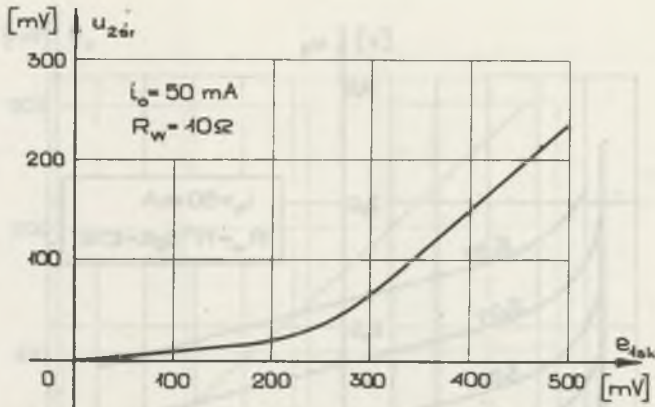
Rys. 6.26. Charakterystyka obciążenia układu prostowniczego wg rys. 6.24 dla $i_0 = 0,3$ mA



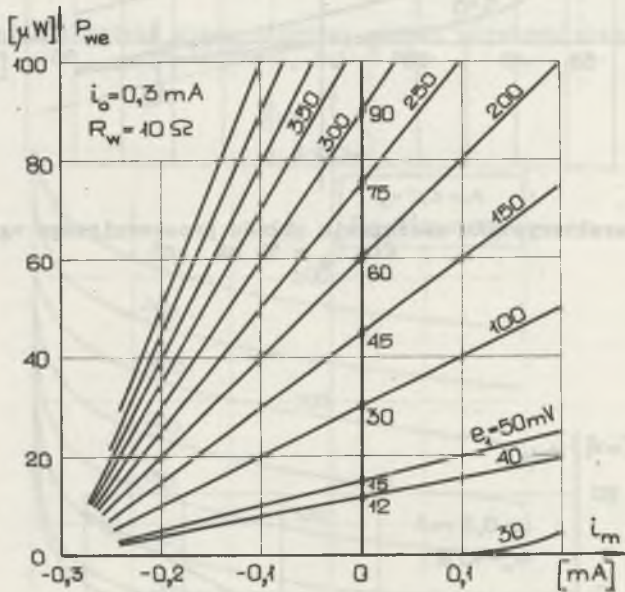
Rys. 6.27. Charakterystyka obciążenia układu prostowniczego wg rys. 6.24 dla $i_0 = 50 \text{ mA}$



Rys. 6.28. Charakterystyka stanu jałowego układu prostowniczego wg rys. 6.24 dla $i_0 = 0,3 \text{ mA}$, zmierzona prądem przemiennym



Rys. 6.29. Charakterystyka stanu jałowego układu prostowniczego wg rys. 6.24 dla $i_0 = 50 \text{ mA}$, zmierzona prądem przemiennym



Rys. 6.30. Charakterystyka mocy wejściowej układu prostowniczego wg rys. 6.24 dla $i_0 = 0,3 \text{ mA}$

Zmierzono także charakterystyki stanu jałowego przy zasilaniu układu sinusoidalnym prądem przemiennym. Wyniki przedstawiono na rys. 6.28 i 6.29.

Rys. 6.30 przedstawia charakterystykę straty mocy na wejściu układu, zmierzoną prądem stałym, przy $i_0 = 0,3 \text{ mA}$.

6.3.5. Omówienie wyników linearyzacji

Jakościowej oceny wyników linearyzacji układów najlepiej jest dokonać przez porównanie charakterystyk obciążenia układu linearyzowanego stosowanym sposobem (rys. 6.7 i 6.8) i nowym sposobem (rys. 6.26 dla $i_0 = 0,3 \text{ mA}$, rys. 6.27 dla $i_0 = 50 \text{ mA}$) z charakterystyką obciążenia układu liniowego (rys. 6.2). Kryterium oceny może być szybkość zmiany rezystancji dynamicznej $\partial^2 u_2 / \partial i_m^2$, która dla układu liniowego jest równa zero.

Należy wziąć także pod uwagę, że jest istotne dla pracy filtru komparatora, aby wartość rezystancji dynamicznej, określana dla wybranego przedziału $\pm |i_m|$, była prawie taka sama dla $e_1 = 0$, jak dla $e_1 > 0$.

Z przedstawionych charakterystyk widać dobre spełnienie tego wymagania w układzie prostowniczym linearyzowanym nowym sposobem, natomiast brak spełnienia w układzie linearyzowanym stosowanym sposobem.

Będzie teraz określone napięcie progowe U_0 dla przypadku braku obciążenia układu prostowniczego. Obciążenie, szczególnie tak małe jak w przypadku zasilania filtru komparatora, wpływa nieznacznie na wartość tego napięcia i wpływ ten może być pominięty.

Napięcie progowe wyznaczono na podstawie charakterystyki określającej zależność między skuteczną wartością napięcia wejściowego i średnią wartością napięcia wyjściowego. Charakterystyka ta zależy od charakteru napięcia wejściowego. W przypadku zastosowania układu prostowniczego do konstrukcji komparatora amplitudy, napięcie wejściowe ma przebieg sinusoidalny i dla takiego napięcia zmierzono charakterystyki przedstawione na rys. 6.9, 6.28, 6.29. Sposób wyznaczania napięcia progowego nie jest rygorystyczny; powinien być jednak jednakowy w przypadku porównywania układów. Tutaj napięcie progowe jest określone odcięciem punktu przecięcia się asymptot charakterystyki. Wyniki zestawiono w tabl. 4.

Tablica 4

Parametry techniczne linearyzowanych układów prostowniczych

| Wielkość | Obznaczenie | Jednostka | Nowy sposób linearyzacji $i_0 = 0,3 \text{ mA}$ | Stosowany sposób linearyzacji $R_0 = 3000 \Omega$ |
|-----------------------|-------------|-----------|--|--|
| Napięcie progowe | U_0 | mV | 12,0 | 300 |
| Napięcie dopuszczalne | U_{MM} | V | 177 | 177 |
| Dynamika | D_k | — | 14750 | 590 |
| | | dB | 83,38 | 55,418 |
| Szczytowa strata mocy | P_s | mW | 75 | 20800 |

Napięcie dopuszczalne U_{MM} będzie określone dla przypadku zastosowania diod prostowniczych krzemowych typu BYP 401 1000 o dopuszczalnym napięciu wstecznym 1000 V. Różnią się one od diod zastosowanych w badanym układzie tylko wartością dopuszczalnego napięcia wstecznego. Biorąc pod uwagę zastosowanie w badanych układach prostownika przeciwsobnego oraz przyjmując współczynnik bezpieczeństwa równy 2, napięcie U_{MM} określa się:

$$U_{MM} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1000}{2 \cdot 2} = 177 \text{ V}$$

Określone wartości napięć U_o i U_{MM} wyznaczają dynamikę układu prostowniczego, która jest utożsamiana z dynamiką D_k komparatora. Obliczone wartości podano w tabl. 4.

Szczytową stratę mocy w układzie linearyzowanym nowym sposobem określono drogą ekstrapolacji wykresu na rys. 6.30. Dla dużych wartości e_1 chwilową wartość prądu na wejściu układu, przy $i_m = 0$, można uważać za niezależną od e_1 , równą 0,3 mA. Stąd szczytowa strata mocy w tym układzie wynosi:

$$P_s = \frac{1000}{2 \cdot 2} \cdot 0,3 \cdot 10^{-3} = 75 \text{ mW.}$$

W układzie linearyzowanym stosowanym sposobem, szczytową stratę mocy można obliczyć następująco:

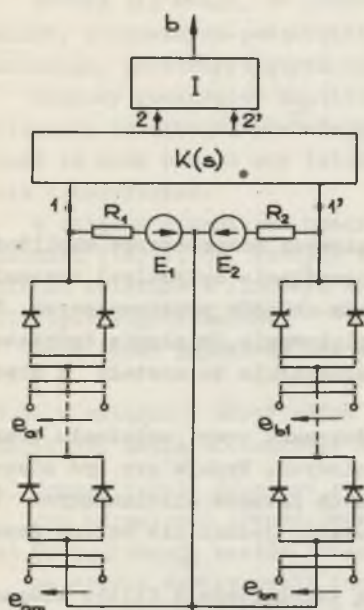
$$P_s = \left(\frac{1000}{2 \cdot 2}\right)^2 / 3000 = 20800 \text{ mW}$$

Na zakończenie zwraca się uwagę na nieliniowość rezystancji wejściowej układu prostowniczego linearyzowanego nowym sposobem. Wobec stałej wartości prądu wejściowego dla $e_1 > 50 \text{ mV}$ (można to odczytać z rys. 6.30), rezystancja wejściowa jest z dosyć dużą dokładnością wprost proporcjonalna do e_1 .

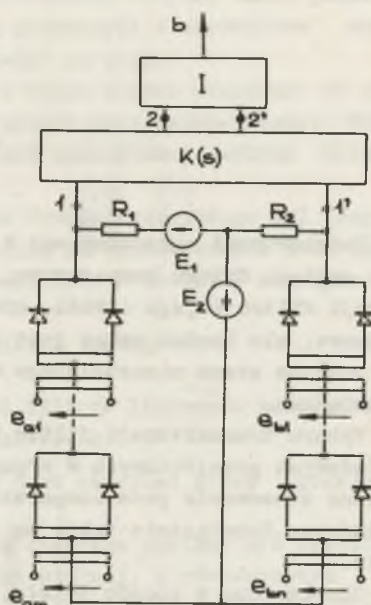
6.3.6. Linearyzowany układ prostowniczy wielowejsciowy

Linearyzowane układy prostownicze są w liniowym komparatorze amplitudy połączone w dwu grupach (rys. 2.4a), tworząc grupę strony pozytywnej i grupę strony negatywnej. Wyjścia układów łączone są szeregowo.

Rozwiązania techniczne linearyzowanych układów prostowniczych wielowejsciowych, objętych zastrzeżeniami patentowymi [16], pokazano na rys. 6.31 i 6.32 w postaci dwu układów, równorzędnych pod względem swych własności. Stałe sem E_1 i E_2 oraz rezystory R_1 i R_2 , łącznie z pozostałymi elementami obwodu, określają wartość prądu linearyzującego i_o . Sem E_1 i E_2 , przy zastosowaniu dzielnika rezystancyjnego, mogą być zastąpione jednym źródłem.



Rys. 6.31. Pierwsza odmiana sposobu linearyzacji wielowjęściowego układu prostowniczego napięciowego



Rys. 6.32. Druga odmiana sposobu linearyzacji wielowjęściowego układu prostowniczego napięciowego

Dokładna analiza tych układów, nie przedstawiona w niniejszej pracy, pozwala na sformułowanie następujących wniosków:

Przy założeniu identyczności charakterystyk przewodzenia diod strony pozytywnej i niezależnie strony negatywnej można tak dobrać stałe sem E_1 , E_2 oraz rezystancje R_1 , R_2 , że przy spełnieniu dla składowych stałych wymuszeń następującej równości:

$$(e_{oa1} + e_{oa2} + \dots + e_{oan}) - (e_{ob1} + e_{ob2} + \dots + e_{obn}) = 0$$

składowa stała napięcia na zaciskach 1-1' ma wartość stałą w przedziale napięć strony pozytywnej (negatywnej) określonym dynamiką układu.

Jeżeli założy się identyczność diod po obydwu stronach, to składowa ta jest pomijalnie mała. Stosując zatem po obydwu stronach komparatora diody o odmiennych charakterystykach, można uzyskać pożądane przesunięcie charakterystyki rzeczywistego indykatora do postaci z rys. 2.3, bez potrzeby stosowania dodatkowej stałej sem.

7. WNIOSKI

Podstawowymi zagadnieniami w syntezie liniowych komparatorów amplitudy są: synteza filtru komparatora, obejmująca określenie optymalnej transmitancji filtru i jego obwodu, oraz linearyzacja układów prostowniczych. Wycinkowe, ale bardzo ważne jest zagadnienie blokowania działania indykatora podczas stanu nieustalonego w filtrze. Zagadnienia te zostały w pracy rozwiązane.

Wyboru transmitancji filtru komparatora dokonano przy założeniu braku składowych przejściowych w sygnałach wejściowych. Wydaje się być nieuniknione stosowanie poza komparatorem specjalnych układów eliminujących te składowe. Rozwiązania takie są obecnie stosowane, jednak nie są one doskonałe.

Udowodniono w sposób ścisły, że optymalną transmitancją filtru komparatora jest funkcja transcendentálna (wzór 3.10), znana w technice regulacji automatycznej pod nazwą transmitancji ekstrapolatora zerowego rzędu. Dowód ten upoważnia do stwierdzenia, że optymalnymi transmitancjami filtrów komparatorów nie mogą być inne funkcje jak tylko te, które aproksymują przedstawną funkcję transcendentálną, z ewentualnym przyjęciem ograniczeń równościowych w przypadku niákich rzędów aproksymującej funkcji wymiernej.

Bardzo ważne są także, wynikające z dowodu stwierdzenia, że niemożliwe jest konstruowanie komparatorów amplitudy o czasie działania krótszym od wspólnego, najmniejszego okresu całofalowo prostowanych sygnałów wejściowych oraz to, że spośród komparatorów realizowanych w układach biernych tylko liniowe komparatory reagują na wartości średnie wyprostowanych sygnałów.

Optymalizacja transmitancji filtru liniowych komparatorów amplitudy stawia je przed powszechnie stosowanymi komparatorami nieliniowymi, realizowanymi w układach biernych. Przy poszukiwaniu rozwiązań optymalnych staje się zbędne rozważanie całej klasy stosowanych komparatorów, bardzo zróżnicowanych pod względem strukturalnym.

Liniowe komparatory amplitudy mogą się stać typowymi elementami konstrukcyjnymi zabezpieczeń, skatalogowanymi według rzędu transmitancji, posiadającymi katalogowe własności statyczne i dynamiczne.

Pozostaje otwarte zagadnienie optymalizacji struktury komparatora liniowego. Powinno ono być rozwiązywane według kryteriów określanych każdorazowo przez producenta zabezpieczeń; kryteria te są ściśle związane ze stosowaną technologią i asortymentem produkcji.

Zwraca się uwagę, że przedstawione stwierdzenia dotyczą także przetworników, stosowanych powszechnie w układach automatyki i miernictwa dynamicznego, przetwarzających sygnały przemienne na stałe.

Liniowy komparator amplitudy może być z małym błędem zbliżony do rozwiązania idealnego, posiadającego bardzo prosty opis matematyczny. Własność ta może okazać się istotna przy próbach numerycznej analizy działania zabezpieczeń.

W związku z wynikami pracy zgłoszono do Urzędu Patentowego PRL trzy wynalazki [16,17,18], których zakres stosowania na ogół wykracza poza zagadnienia związane z liniowym komparatorem amplitudy i techniką zabezpieczeń elektroenergetycznych.

Będą teraz przedstawione ważniejsze wnioski szczegółowe.

7.1. W związku z określaniem transmitancji filtrów liniowych komparatorów amplitudy można sformułować następujące zalecenia:

- a) Transmitancje drugiego rzędu najlepiej jest określać przez przyjęcie dwu ograniczeń równościowych.
- b) Transmitancje rzędów trzeciego do około szóstego powinny być określane na drodze aproksymacji funkcji transcendentalnej, z równoczesnym uwzględnieniem ograniczeń równościowych. Postępowanie takie zapewnia uzyskanie zadowalających własności tłumienia składowej przemiennej wymuszenia, kosztem nieznacznego pogorszenia własności dynamicznych filtru.
- c) Transmitancje rzędu wyższego niż szósty mogą być określane na drodze aproksymacji funkcji transcendentalnej bez ograniczeń równościowych. Uzyskuje się w tym przypadku zarówno zadowalające własności tłumienia składowej przemiennej wymuszenia jak też krótki czas ustalania się odpowiedzi, zbliżony do czasu granicznego.

7.2. Korzystna jest synteza filtrów, szczególnie o transmitancjach wyższych rzędów, w układach liniowych aktywnych. Unika się wtedy potrzebę stosowania dławików, bardzo niechętnie stosowanych przez konstruktorów, szczególnie wtedy, gdy jest wymagana duża dobroć.

Przedstawiony w pracy przykład syntezy filtru w układzie aktywnym nie należy uważać za optymalny pod względem konstrukcyjnym. Teoria syntezy daje możliwości poszukiwania rozwiązań w różnych strukturach podstawowych, niekoniecznie w strukturze mostkowej, wymagających mniejszej ilości elementów R, C. Niekiedy napotyka się tutaj jeszcze na poważne trudności teoretyczne z dziedziny syntezy i na wiele nierozwiązanych do końca zagadnień.

Układy aktywne mogą jednak, w niektórych przypadkach zastosowań komparatorów, zbytnio ograniczać ich dynamikę.

7.3. Filtry opisane transmitancją drugiego rzędu są bardzo proste i powinny być stosowane wszędzie tam, gdzie krótki czas działania nie jest istotny. Mogą one w pełni zastępować te układy, w których stosuje się przekaźniki magnetoelektryczne. Zwraca się uwagę na możliwość syntezy tych filtrów w układach aktywnych, z elementami wyłącznie R i C.

7.4. Autor uważa za bardzo ważne dla poznania i rozwoju konstrukcji komparatorów amplitudy sformułowanie i wyjaśnienie zagadnienia linearyzacji układów prostowniczych.

Ułatwia to poszukiwanie nowych, lepszych rozwiązań i umożliwia ich ocenę.

7.5. W pracy wprowadzono pojęcie dynamiki komparatora amplitudy i uzasadniono jego przydatność dla scharakteryzowania cech technicznych komparatora. O dynamice komparatorów, realizowanych w układach biernych, decyduje przede wszystkim dynamika zastosowanych układów prostowniczych. W przypadku realizowania komparatorów w układach aktywnych, o dynamice komparatorów mogą decydować własności tych układów łącznie z własnościami układów prostowniczych.

W niniejszej pracy uzyskano dużą dynamikę układu prostowniczego przy okazji linearyzacji jego rezystancji wyjściowej nowym sposobem. Nie należy jednak bezpośrednio łączyć ze sobą tych dwu zagadnień; nie jest wykluczone ich rozwiązywanie przy pomocy odmiennych środków technicznych. Niewątpliwą zaletą nowego sposobu jest jednoczesne rozwiązanie obydwu zagadnień.

7.6. Uzasadniono, że drugim istotnym parametrem technicznym komparatora jest szczytowa strata mocy, zależna od sposobu linearyzacji układów prostowniczych.

W przypadku stosowania zasad obowiązujących przy łańcuchowym łączeniu układów, omówionych w rozdz. 5, wymienione parametry techniczne są wystarczającą informacją dla konstruowania pozostałych obwodów przekaźnika pomiarowego.

7.7. Warunkiem stosowania teorii liniowych obwodów elektrycznych do syntezy komparatora amplitudy jest liniowość wszystkich jego elementów, w tym także rezystancji wyjściowej układów prostowniczych, przynajmniej w określonym przedziale prądów i napięć wyjściowych. W rozdz. 5 wykazano, że układy linearyzowane proponowanym sposobem spełniają to zasadnicze wymaganie.

7.8. Okazało się, że stosowanie nowego sposobu linearyzacji przynosi dodatkowe, istotne korzyści. W porównaniu ze stosowanym sposobem linearyzacji, uzyskuje się istotne zwiększenie dynamiki komparatora (tabl. 4) oraz

zmniejszenie szczytowej straty mocy; dynamika wzrasta 25-krotnie, a szczytowa strata mocy maleje 277-krotnie.

Należy podkreślić, że w stosowanych komparatorach amplitudy częstokrotnie można wykorzystać ich dynamiki z tego tylko powodu, że w stanie zasilania zabezpieczenia znamionowym napięciem przekładników głównych, strata mocy w rezystorze linearyzującym przekroczyłaby rozsądną wartość [15]. Dotyczy to szczególnie komparatorów stosowanych w konstrukcji członów rozruchowych zabezpieczeń. Zmniejszenie szczytowej straty mocy usuwa to ograniczenie.

7.9. Ze zmniejszeniem szczytowej straty mocy na wejściach komparatora wiąże się możliwość stosowania liniowych obwodów aktywnych do syntezy przekładników pomiarowych oraz możliwość zasilania prostszych zabezpieczeń wprost z przekładników niekonwencjonalnych, znacznie tańszych od powszechnie stosowanych.

7.10. Wykazano możliwość błędnego działania komparatorów amplitudy nawet w tych przypadkach, gdy sygnały wejściowe nie zawierają składowych przejściowych. Przyczyną błędnych pobudzeń jest stan nieustalony w filtrze komparatora. Wynika stąd niezbędność blokowania działania indykatora w czasie trwania stanu nieustalonego. Wynalazek przedstawiony w [18] rozwiązuje to zagadnienie bez zbędnego wydłużania czasu działania.

7.11. W zabezpieczeniach złożonych, np. odległościowych, można stosować jeden układ blokady, wspólny dla całego zabezpieczenia, pobudzany niektórymi tylko sygnałami wejściowymi zabezpieczenia i działający na wybrane człony pomiarowe.

Można rozważyć stosowanie trzech układów, współdziałających zgodnie z regułą "dwa z trzech", co zapewnia wymaganą w tym przypadku dużą niezawodność.

7.12. Stosowanie filtrów o dużym czasie ustalania się napięcia wyjściowego czyni mniej prawdopodobnym błędne pobudzenie indykatora. Kierowniejszym jednak rozwiązaniem jest stosowanie filtrów o możliwie krótkim czasie ustalania się napięcia wyjściowego z równoczesnym stosowaniem układu blokady indykatora.

7.13. Stosowanie układu blokady może w znacznym stopniu ograniczyć wpływ przeradania się zwarć na działanie zabezpieczeń. Ograniczenie to jest tym bardziej skuteczne im dłuższy jest nastawiony czas blokady, bowiem w miarę upływu czasu, prawdopodobieństwo przeradania się zwarcia jest coraz mniejsze. Poza tym każdy nowy stan nieustalony powoduje ponowne uruchomienie układu blokady, co dodatkowe chroni przed błędnym działaniem.

LITERATURA PODSTAWOWA

1. Atabiekow G.I.: Teoria liniowych obwodów elektrycznych, WNT, Warszawa 1964.
2. Bołgin L.I.: Liniejnnye eliektriczieskije priebrazowatieli dlia izmieritielnych priborow i sistiem, Izd. Sowietskoje Radio, Moskwa 1971.
3. Dominko S., Łyskanowski J., Stefankiewicz Z.: Przekazniki elektroenergetyczne, WNT, Warszawa 1973.
4. Fabrikant W.L.: Osnovy teorii pastrojenija izmeritielnych organow riellejnoj zaszczyty i awtomatiki, Izd. Wysszaja Szkoła, Moskwa 1968.
5. Fabrikant W.L., Głuchow W.L., Papierno L.B.: Eliemienty ustrojstw riellejnoj zaszczyty i awtomatiki eniergesistiem i ich projektirowanije, Izd. Wysszaja Szkoła, Moskwa 1974.
6. Kulikowski R.: Wstęp do syntezy liniowych układów elektrycznych, PWN, Warszawa 1957.
7. Kurzawa S.: Liniowe obwody elektryczne, PWN, Warszawa 1974.
8. Lagasse J.: Teoria obwodów elektrycznych, WNT, Warszawa 1965.
9. Leja F.: Funkcje zespolone, PWN, Warszawa 1971.
10. Luenberger D.G.: Teoria optymalizacji, PWN, Warszawa 1974.
11. Mitra S.K.: Analiza i synteza układów aktywnych liniowych, WNT, Warszawa 1974.
12. Praca zbiorowa: Przetworniki elektryczne analogowe wielkości elektrycznych, WNT, Warszawa 1975.
13. Przekazniki elektroenergetyczne elektryczne. Ogólne wymagania i badania. PN-70/E-88500.
14. Smoluk A.: Podstawy teorii apreksymacji i s -funkcje, PWE, Warszawa 1974.
15. Trynkiewicz J.: Podimpedancyjny człkon rozruchowy do zabezpieczeń porównawczo-fazowych linii najwyższych napięć. Materiały II Międzynarodowej Konferencji nt. Aktualne problemy elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej, Gliwice 1975.
16. Trynkiewicz J.: Układ komparatora amplitudy zwłaszcza do zabezpieczeń elektroenergetycznych. Opis patentowy wynalazku zgłoszonego do UP PRL.
17. Trynkiewicz J.: Układ komparatora amplitudy. Opis patentowy wynalazku zgłoszonego do UP PRL.
18. Trynkiewicz J.: Układ do blokowania systemów logicznych. Opis patentowy wynalazku zgłoszonego do UP PRL.
19. Żydanowicz J.: Elektroenergetyczna automatyka zabezpieczeniowa, WNT, Warszawa 1966.

LITERATURA POMOCNICZA

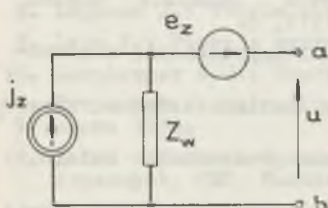
20. Antoniou A.: Design of precision rectifiers using operational amplifiers, Proc. IEE, 1974, 121, (10).
21. Binder N.: Messwerterfassung und Messwertverarbeitung für Schutzzwecke, Elektrie, 1976, 1.
22. Boczew A.S., Figurnow E.P.: Schiemy rasszczieplienija dla rieliejnoj zaszczity, Elektricziestwo, 1967, 4.
23. Brandley D.A., Gray C.B., O'Kelly D.: Digital simulation of distance - relay comparators and their response to primary - system d.c. transients, Proc. IEE, 1974, 121, (12).
24. Ernould J.: The current wave in an amplitude comparison relay, Raport CIGRE, 1968, nr 31-10.
25. Gielfand J.S., Pierielman W.S.: Distanconnaja zaszczita raspriedielitielnych sietzej, Trudy WNIIE, 1973, wyp. 43.
26. Hagel R.: Miernictwo dynamiczne, WNT, Warszawa 1975.
27. Khincha H.P. i inni: Developments in amplitude-comparator techniques for distance relays, Proc. IEE, 1970, 117, (6).
28. Khincha H.P. i inni: New possibilities in amplitude - and phase - comparison techniques for distance relays, Proc. IEE, 1970, 117, (11).
29. Knott K.F.: Sensitive wideband linear a.c. - d.c. convertor, Proc. IEE, 1975, 122, (3).
30. Kokorjew W.W., Mizjurin S.R., Mirnyj R.A.: Metod rasczota schiem mostowych wypryamitieliej, Elektricziestwo, 1971, 4.
31. Kokorjew W.W.: Wzaimnaja swiaz wchodnych tokow i napriazhenij mostowego wypryamitielia, Elektricziestwo, 1974, 7.
32. Laycock G.K. i inni: Filtering applications in static distance relays, Proc. IEE, 1972, 119, (3).
33. Mathews P., Nellist B.P.: Transients in distance protection relays, Proc. IEE, 1963, 110, (2).
34. Ridler P.F., Rhod F.: Analysis of single phase capacitor - input rectifier circuits, Proc. IEE, 1970, 117, (12).
35. Szniejerson E.M.: Pieriechodnyje režimy rielie soprotiwlienija s filtrami w cepiach srawniwajemnych wieliczn, Elektricziestwo, 1973, 8.
36. Szniejerson E.M.: Pożuprowodnikowyje rielie soprotiwlienija, Izd. Energijska, Moskwa 1975.
37. Szpilka S.: Komparatory statyczne w technice zabezpieczeń elektroenergetycznych, Główny Instytut Górnictwa, Katowice 1973.
38. Tureli A.: Transient analysis of relay comparators, Prace Naukowe Instytutu Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej, 1972, 17.
39. Walz F.C., Burkhard D.G.: Analysis of capacitive filtering of full - wave rectification, Internat. J. Elect. Engng., 1967, 5.
40. Wanin W.K., Jenin A.S.: Rielie naprawlienija moszcznosti na opieracyjnych usilitieljach, Elektricziestwo, 1975, 7.
41. Wedepohl L.M.: Własności przetworników i próby syntetyczne, referat SEP, Warszawa 1971.
42. Wedepohl L.M.: Zasady działania systemów komparatorowych, referat SEP, Warszawa 1971.

DODATEK

Będzie sformułowane i dowiedzione twierdzenie o źródłach zastępczych liniowego obwodu aktywnego.

Twierdzenie

Liniowy obwód aktywny, zawierający źródła napięcia i źródła prądu, rozważany od strony zacisków zewnętrznych a-b, jest równoważny obwodowi zastępczemu, złożonemu z impedancji wziernej Z_w , widzianej od strony zacisków a-b, zastępczego źródła napięcia e_z i zastępczego źródła prądu j_z , w którym to obwodzie źródło e_z włączone jest szeregowo z impedancją Z_w , a źródło j_z równoległe z impedancją Z_w .



Rys. D

Dowód

Niech w wyniku działania źródeł na zaciskach a-b występuje napięcie u .

Korzystając z zasady superpozycji, można napięcie u wyrazić $u = u_1 + u_2$, gdzie u_1 jest napięciem na zaciskach a-b, gdy działają wszystkie sem, a wszystkie spm są równe zero, natomiast u_2 jest napięciem na zaciskach a-b, gdy wszystkie sem są równe zero, a działają wszystkie spm.

W pierwszym przypadku, na zasadzie twierdzenia Thevenina, obwód zastępczy składa się z szeregowo połączonych sem $u_1 = e_z$ oraz impedancji Z_w .

W drugim przypadku, na zasadzie twierdzenia Nortona, obwód zastępczy składa się z równoległe połączonych spm $u_2/Z_w = u_e/Z_w = j_z$ i impedancji Z_w .

Obwód zastępczy na rysunku, utworzony zgodnie z formułą twierdzenia, tak samo spełnia obydwa twierdzenia.

STRESZCZENIE

W pracy przedstawiono i rozwiązano zagadnienia związane z konstrukcją nowej odmiany komparatorów amplitudy, nazwanych liniowymi. W rozważaniach oparto się na teorii liniowych obwodów elektrycznych i teorii syntezy tych obwodów.

Założono liniowość i pasywność obwodu komparatora, brak składowych przejściowych w sygnałach wejściowych oraz okresowość tych sygnałów.

Komparator przedstawiono w postaci n -parobiegownika liniowego biernego, który przekształcono, drogą etapowych redukcji, do postaci czwórnika, zasilanego źródłem napięcia i obciążonego rezystancją indykatora.

Udowodniono, że optymalną transmitancją filtra komparatora jest funkcja transcendentálna, znana w technice regulacji impulsowej pod nazwą transmitancji ekstrapolatora zerowego rzędu, oraz że najkrótszym, granicznym czasem działania komparatora jest czas równy najmniejszemu wspólnemu okresowi całofalowo prostowanych sygnałów wejściowych. Optymalną transmitancją realizowalną jest funkcja wymierna, aproksymująca funkcję transcendentálną, z uwzględnieniem ewentualnych ograniczeń równościowych. Stosowanie ograniczeń jest korzystne w przypadku niskich rzędów funkcji wymiernej.

Określono transmitancję drugiego rzędu na podstawie dwu ograniczeń równościowych oraz transmitancję czternastego rzędu, metodą aproksymacji funkcji transcendentálnej bez ograniczeń.

Dokonano syntezy filtra drugiego rzędu w obwodzie liniowym biernym i filtra czternastego rzędu w obwodzie liniowym aktywnym z wykorzystaniem jednego wzmacniacza operacyjnego, optymalizując wrażliwość biegunów transmitancji.

Przeprowadzono analizę syntezerowanych filtrów przy założeniu braku składowych przejściowych w sygnałach wejściowych komparatora.

Stwierdzono powszechność zjawiska błędnego pobudzenia się indykatora w wyniku wpływu stanu nieustalonego w obwodzie komparatora i zaproponowano układ blokady, eliminujący ten wpływ bez wydłużania czasu działania komparatora.

Wprowadzono pojęcia dynamiki komparatora i szczytowej straty mocy, jako podstawowych parametrów technicznych.

Przyjęte założenie o liniowości obwodu oraz liniowość przekształcenia definiującego funkcję przejścia komparatora wymagały linearyzacji układów prostowniczych. Przedstawiony nowy sposób linearyzacji spełnia zasadnicze zadanie, a oprócz tego powoduje znaczne polepszenie parametrów technicznych komparatora. W porównaniu ze stosowanymi rozwiązaniami uzyskano 25-krotny wzrost dynamiki i 277-krotne zmniejszenie szczytowej straty mocy.

W zakończeniu pracy przedstawiono szereg wniosków ogólnych i szczegółowych, wykazujących większą doskonałość liniowych komparatorów amplitudy w porównaniu z komparatorami stosowanymi.

Przedstawiony sposób syntezy daje możliwość konstruowania komparatorów amplitudy, działających z jednakowym czasem działania i powrotu, równym 11 ms, z pomijalnie małym uchybem charakterystyki statycznej, charakteryzujących się dynamiką ok. 83 dB i szczytową stratą mocy dla jednego wejścia ok. 75 mW.

Stosowanie komparatorów o czasach działania zbliżonych do granicznego jest uzasadnione w tych przypadkach, gdy sygnały wejściowe nie zawierają składowych przejściowych. Postuluje się stosowanie poza komparatorem, na niektórych jego wejściach, układów eliminujących te składowe.

W związku z pracą zgłoszono do Urzędu Patentowego trzy wynalazki [16, 17, 18]. Zastosowanie dwu spośród nich [16, 18] wykracza poza zagadnienia związane z komparatorem amplitudy, a nawet technikę zabezpieczeń elektroenergetycznych.

РЕЗЮМЕ

В работе представлены и решены проблемы, связанные с конструкцией нового вида компараторов амплитуды, названных линейными.

Были приняты линейность и пассивность цепи компаратора, отсутствие переходных составляющих во входных сигналах и периодичность этих сигналов.

Компаратор представлен в виде линейного пассивного n -полюсника, который путем этапных редукций был сведен к четырехполюснику, питающемуся от источника напряжения и нагруженному резистансом индикатора.

Доказано, что оптимальной передаточной функцией фильтра компаратора является трансцендентная функция (известная в технике импульсной регуляции под названием "передаточной функции экстраполятора нулевого порядка") и что самое короткое предельное время действия компаратора — это время, равное самому малому общему периоду полноволнового выпрямления входных сигналов.

Оптимальной исполнимой передаточной функцией является рациональная функция, аппроксимирующая трансцендентную функцию с учетом возможных ограничений равенства.

Определены передаточная функция второго порядка на основании двух ограничений равенства, а также передаточная функция четырнадцатого порядка путем аппроксимации трансцендентной функции без ограничений.

Проведен синтез фильтра второго порядка в линейной пассивной схеме и фильтра четырнадцатого порядка в линейной активной схеме с использованием одного операционного усилителя, оптимизируя чувствительность полюсов передаточной функции.

Установлено, что очень распространено явление ошибочного действия компаратора вследствие влияния внутреннего переходного состояния в схеме компаратора. Предложена схема блокировки, исключая это влияние без увеличения времени действия компаратора.

Введены понятия "динамики компаратора" и "пиковой потери мощности" — главные параметры компаратора.

Принятые линейность схемы и линейность преобразования, определяющего функцию перехода компаратора, требовали линеаризации выпрямительных схем. Представленный новый способ линеаризации выполняет основные задачи, кроме этого значительно улучшает технические параметры компаратора. По сравнению с применяющимися решениями динамика увеличилась в 25 раз, а пиковая потеря мощности уменьшилась в 277 раз.

В конце работы представлены преимущества линейных компараторов амплитуды по сравнению с применяемыми компараторами.

Представленный метод синтеза дает возможность конструировать амплитудные компараторы, действующие с постоянным временем пуска и возврата, равным около 11 мс с незначительной погрешностью статической характеристики. Эти компараторы характеризуются динамикой около 92дБ и пиковой потерей мощности для одного входа около 75 мВт.

Применение компараторов с временем действия, приближенным к предельному, обосновано в тех случаях, когда входные сигналы не имеют переходных составляющих. На некоторых входах этих компараторов необходимо применять схемы, включающие переходные составляющие во входных сигналах.

В связи с этой работой патентному бюро были представлены три изобретения [16, 17, 18]. Применение двух из них [16, 18] выходит за пределы проблем, связанных с амплитудными компараторами и даже техники электроэнергетической защиты.

SUMMARY

In the paper are presented and solved problems connected with the design of a new amplitude comparator modification, called the linear comparator. The considerations have been based on the theory of linear electric circuits and on the synthesis theory of these circuits.

Assumed have been the linearity and passivity of the comparator circuit, the lack of transient components in input signals and the periodicity of these signals.

The comparator has been presented as a linear, passive n -port network, resolved by dint of successive reductions into a quadripole, supplied from a voltage source and loaded with the indicator's resistance.

It has been proved, that the optimum comparator filter transfer function is a transcendental one, known in the sampled - data systems as the transfer function of a zero order extrapolator and that the shortest operating time - limit of the comparator equals to the least common period of the full - wave rectified input signals. The optimum realizable transfer function is a rational function, approximating a transcendental function, taking into account eventual equation restrictions. The use of restrictions is advantageous in case of a low order rational functions.

Defined has been the second order transfer function basing on two equation restrictions and the fourteenth order transfer function by means of an approximation method of a transcendental function with no restrictions at all.

The synthesis of the second order filter has been carried out in the linear passive circuit and of the fourteenth order in the linear active circuit, using one operational amplifier, optimizing the sensitivity of the transfer function poles.

An analysis of the synthesised filter has been made assuming that in the input signals there are no transient components.

The commonness of the indicator's maloperation due to the transient state in the comparator circuit has been stated and a blocking system suggested to eliminate it without increasing of the comparator operation time.

The terms "comparator dynamics" and "maximum instantaneous power loss" have been introduced as basic technical parameters.

The accepted assumption of the circuit linearity and of the transformation linearity which defines the comparator transient function called for the linearization of the rectifying systems. The presented new linearization method fulfils this basic task and beside this it improves the tech-

nical parameters of the comparator. Compared with the already used solutions a dynamics increase of 25 times and a decrease of the maximum instantaneous power loss of 277 times has been obtained.

Last of all the paper presents some general and detailed conclusions pointing out a better perfection of linear amplitude comparators compared with already used comparators.

The presented synthesis method enables the design of amplitude comparators performing with a constant operating and resetting time of abt. 11 ms, with a neglectable low steady-state characteristics error. They have a dynamics of abt. 83 dB and a maximum instantaneous power loss of abt. 75 mW for one input circuit.

The use of comparators having operation times approaching the time limit is justified when the input signals are without transient components. Suggested are special systems, used beyond the comparator on some input circuits, for the elimination of these components.

In connection with this paper three inventions have been listed at the Patent Office [16, 17, 18]. The application of two out of them [16, 18] goes beyond the problems connected with the amplitude comparator and moreover beyond the power system protection technique.

P 8347/77/57

**WYDAWNICTWA NAUKOWE I DYDAKTYCZNE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ MOŻ-
NA NABYĆ W NASTĘPUJĄCYCH PLACÓWKACH:**

- Gliwice — Księgarnia Techniczna, ul. M. Strzody 14b;
- Gliwice — Punkt sprzedaży Studenckiej Spółdzielni Pracy, ul. Wrocławska 4/8;
- Katowice — Księgarnia nr 004, ul. Warszawska 11;
- Katowice — Księgarnia nr 015, ul. Żwirki i Wigury 33;
- Chorzów — Księgarnia nr 063, ul. Wolności 22;
- Dąbrowa Górnicza — Księgarnia nr 081, ul. ZBoWiD-u 2;
- Rybnik — Księgarnia nr 126, Rynek 1;
- Warszawa — Ośrodek Rozpoznawania Wydawnictw PAN, Pałac Kultury i Nauki.

Wszystkie wydawnictwa naukowe i dydaktyczne zamawiać można poprzez Składnicę Księgarską w Warszawie, ul. Mazowiecka 9.