

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA-MIEDZESZYN

PROBLEMY

ŁĄCZNOŚCI

151

1976

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 16

WARSZAWA 1976

NR 151

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Problemów Łączności

Redaktor Naczelny - prof. mgr inż. Lesław Kędzierski
Z-ca Redaktora Naczelnego - dr inż. Krystyn Plewko

Redaktorzy działów:

doc. mgr inż. Władysław Cetner, doc. mgr inż. Adam Moniuszko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miechów, ul. Szachowa 1.

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 585. Wpłynęło do
Działu Wydawniczego 11.06.1976 r.
Druk ukończono we wrześniu 1976 r.

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

Alfons Podemski

KOREKCJA ZNIEKSZTAŁCEŃ SYGNAŁU TELEWIZYJNEGO W UKŁADACH PRZESYŁOWYCH

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wstęp	1
2. Sumowanie zniekształceń	3
2.1. Wiadomości ogólne	3
3. Korekcja zniekształceń linearnych	5
3.1. Wiadomości ogólne	5
3.2. Korekcja zniekształceń tłumieniowych	8
3.3. Automatyczna korekcja charakterystyki tłumieniowej toru telewizyjnego	13
3.4. Korekcja zniekształceń fazowych	18
3.5. Korektory bierne	21
3.6. Korektory grupowego czasu przejścia w zakresie pośredniej częstotliwości	27
3.7. Wpływ pasożytniczych elementów ogniwa korektora grupowego czasu przejścia w zakresie pośrednich częstotliwości	30
3.8. Korektory czynne	32
4. Korekcja zniekształceń nieliniarnych	36
4.1. Korekcja zniekształceń nieliniarnych amplitudy	36

	Str.
4.2. Korekcja zniekształceń fazy różnicowej	39
5. Korekcja zniekształceń podnośnej chrominancji przesyłanej w okresie wygaszania	48
Wykaz literatury	53

Wojciech

Alfons Podemski

621.397
621.391.83

KOREKCJA ZNIEKSZTAŁCENÍ SYGNAŁU TELEWIZYJNEGO W UKŁADACH PRZESYŁOWYCH

WSTĘP

Informacja o przesyłanym obrazie telewizyjnym uzyskiwana w wyniku analizy jest zawarta w sygnale wizyjnym, którego poziom jest funkcją czasu zgodnie ze zmianami elementów analizowanego obrazu. Zmiany poziomu są ograniczone i wyznaczają je odpowiednie minimalne i maksymalne zmiany luminancji analizowanego obrazu telewizyjnego. Pośrednie wartości sygnału odpowiadają pośrednim poziomom luminancji.

Sygnal wizyjny jest sygnałem kompleksowym, składającym się ze zmieniającej się kombinacji jego składowych stałych i składowych zmiennych. Składowe zmienne sygnału zawarte są w pasmie częstotliwości od małych do wielkich, określonych przez prędkość analizy i wielkość elementów obrazu. Im większa szybkość analizy oraz im mniejsze elementy obrazu, tym większa szerokość pasma składowych zmiennych sygnału. Sygnal telewizyjny ma szczególny kształt i dla jego wytworzenia składowe sygnały mają specyficzne związki amplitudowe i fazowe. Jeżeli te związki nie zostaną zachowane, to w rezultacie przebieg sygnału ulegnie zmianie i w konsekwencji do sygnału zostanie wprowadzone zniekształcenie. Dla wiernej transmisji sygnału wizyjnego, telewizyjny układ trans-

misyjny musi mieć płaską charakterystykę tłumieniową i płaską charakterystykę grupowego czasu przejścia oraz liniową charakterystykę amplitudy. Niespełnienie tych warunków spowoduje powstawanie zniekształceń sygnału.

Sygnał telewizyjny przesyłany ze studia do odbiornika przechodzi przez dużą ilość różnych urządzeń transmisyjnych /urządzenia studyjne, linie dosyłowe, dalekosiężne linie przesyłowe, urządzenia nadawcze i retransmisyjne/, których parametry transmisyjne w zasadniczy sposób wpływają na jakość odtwarzanego obrazu telewizyjnego. Różnorodność telewizyjnej sieci transmisyjnej i wzrost wymagań parametrów technicznych tych sieci /szczególnie związanych z wprowadzeniem telewizji kolorowej/ narzucają ostre wymagania na parametry wszystkich ogniw toru transmisyjnego.

Dla spełnienia tych wymagań stosuje się korekcje zniekształceń. Korekcje zniekształceń można w zasadzie wprowadzać w każdym ogniwie toru transmisyjnego. Najczęściej przeprowadza się je w nadajniku telewizyjnym, ponieważ jest on ostatnim ogniwem toru transmisyjnego i tam można skompensować zniekształcenia całego toru transmisyjnego.

Korekcję zniekształceń przeprowadza się za pomocą dodatkowego urządzenia, zwanego korektorem, włączonego w tor sygnału wizyjnego.

Zadaniem korektora jest skompensowanie zniekształceń, które zostały wprowadzone w całym torze przesyłowym. Kompensację zniekształceń realizuje się przez wprowadzenie do sygnału zniekształceń przeciwnego znaku. Suma zniekształceń na wyjściu układu powinna być równa zero.

Korekcje zniekształceń sygnału telewizyjnego można przeprowadzać w obszarze czasowym i obszarze częstotliwościowym. Wymagania sygnału w obszarze czasowym są określone przez charakterystyki w obszarze częstotliwościowym.

W celu spełnienia odpowiednich wymagań w obszarze czasowym projektowanie urządzeń i systemów jest przeprowadzane w obszarze częstotliwościowym. Z tego wynika, że błąd przebiegu w obszarze czasowym należy przetransponować do obszaru częstotliwościowego i tam przeprowadzić jego korekcje.

Korekcja w obszarze częstotliwości może być względnie prosta lub skomplikowana. Może ona wprowadzać tylko korekcje amplitudy lub tylko grupowego czasu przejścia albo obie jednocześnie. Korektory mogą być stałe lub regulowane. Korektory stałe są zwykle bardzo proste, zaś korektory regulowane zwykle bardziej rozbudowane i skomplikowane i w związku z tym odpowiednio droższe. Korektory regulowane mogą być z płynną lub skokową regulacją przebiegu charakterystyki i zakresu korekcji.

2. SUMOWANIE ZNIEKSZTAŁCEN

2.1. Wiadomości ogólne

Korekcja zniekształceń sygnału polega na skompensowaniu zniekształceń sygnału wizyjnego wprowadzanych przez tor przesyłowy. Praktycznie zagadnienie sprowadza się do opracowania urządzenia korekcyjnego o zadanej charakterystyce zniekształceń. Do określenia właściwej charakterystyki zniekształceń korektora konieczna jest znajomość praw sumowania danego rodzaju zniekształceń.

Znajomość praw sumowania zniekształceń ma także bardzo duże znaczenie przy eksploatacji urządzeń telewizyjnych. Opracowanie odpowiednich praw sumowania zniekształceń jest zagadnieniem bardzo trudnym i złożonym, i dlatego dotąd nie zostało właściwie opracowane.

Zniekształcenia sygnału telewizyjnego można podzielić na dwie grupy:

- 1/ zniekształcenia wprowadzające nieodwracalne zmiany kształtu sygnału,
- 2/ zniekształcenia wprowadzające odwracalne zmiany kształtu sygnału.

Do pierwszej grupy można zaliczyć wszelkiego rodzaju szumy i zakłócenia. Do drugiej grupy charakterystykę tłumieniową, grupowego czasu przejścia, fazę różnicową i wzmocnienie różnicowe. Nie ulega wątpliwości, że zniekształcenia te sumują się w różny sposób, dlatego wzory do ich obliczania powinny być różne.

Drugą właściwością zniekształceń sygnału telewizyjnego jest ich zależność od innego parametru. Na przykład charakterystyka tłumieniowa i grupowego czasu przejścia są funkcją częstotliwości, a faza różnicowa i wzmocnienie różnicowe są funkcją poziomu sygnału luminancji.

Zniekształcenia należące do tej grupy powinny określać się za pomocą odpowiednich charakterystyk, a mianowicie:

- 1/ zniekształcenia charakterystyki tłumieniowej $A = F_1/f$
- 2/ charakterystyki grupowego czasu przejścia $\tau_g = F_2/f$
- 3/ charakterystyki fazy różnicowej $\varphi_r = F_3/U_L$

4/ charakterystyki wzmocnienia różnicowego $K_r = F_4/U_L/$.

Z punktu widzenia sumowania zniekształceń, a tym samym i korekcji zniekształceń, znajomość przebiegu charakterystyki zniekształceń jest bardzo istotna, ponieważ wówczas wiadomo, przy jakiej częstotliwości względnie przy jakim poziomie sygnału luminancji występują zniekształcenia w danym czwórniku telewizyjnym. W zależności od kształtu i znaku charakterystyk zniekształceń w kaskadowo połączonych urządzeniach sumaryczne zniekształcenia będą się wzmacniać lub kompensować.

3. KOREKCJA ZNIEKSZTAŁCEŃ LINEARNYCH

3.1. Wiadomości ogólne

W skład toru nadawczego telewizyjnej sieci programowej wchodzi urządzenia studyjne, linie dalekosiężne, urządzenia nadawcze i retransmisyjne oraz linie dosyłowe. Różnorodność urządzeń toru transmisyjnego i wzrost wymagań odnośnie parametrów technicznych /szczególnie w związku z wprowadzeniem telewizji kolorowej/ narzucają ostre wymagania na charakterystyki wszystkich ogniw toru przesyłowego.

Charakterystyka tłumieniowa jest jedną z podstawowych charakterystyk czwórnika telewizyjnego. Zniekształcenia tłumieniowe wywołują zmniejszenie rozdzielczości obrazu monochromatycznego i kolorowego.

Przy przesyłaniu sygnałów telewizji monochromatycznej podstawowa część energii widma sygnału jest skupiona w zakresie małych częstotliwości, dlatego nawet stosunkowo duże nierównomier-

ności charakterystyki tłumieniowej w górnym zakresie pasma nie wywołują zauważalnego pogorszenia jakości odtwarzanego obrazu. W sygnale telewizji kolorowej całkowita informacja o chrominancji /rys. 1/^{x/} jest umieszczona w górnym zakresie częstotliwości pasma sygnału wizyjnego, dlatego deformacje charakterystyki tłumieniowej w tym zakresie częstotliwości będą silnie wpływać na jakość odtwarzanego obrazu kolorowego. Z tego wynika, że charakterystyki tłumieniowe urządzeń wykorzystywanych do przesyłania sygnałów telewizji kolorowej muszą mieć znacznie mniejsze odstępstwa /odchyłki/ od urządzeń telewizji czarno-białej. Zniekształcenia tłumieniowe wywołują zmiany stosunku amplitudy sygnału luminancji do chrominancji. Spadek charakterystyki tłumieniowej może wywołać zakłócenia synchronizacji koloru, ponieważ informacja ta jest przesyłana w pobliżu górnej granicy pasma.

Zniekształcenia tłumieniowe są jednym z najczęściej spotykanych zniekształceń transmisyjnych w telewizji. Powstają one zwykle wskutek wadliwego działania urządzeń. Zasadniczymi przyczynami zniekształceń tłumieniowych są pojemności pasożytnicze w obwodach wizyjnych oraz niewłaściwe zestrojenia w obwodach wielkiej częstotliwości przenoszących sygnał telewizyjny na fali nośnej.

Jednym z warunków koniecznych dla wiernego odtworzenia sygnału transmitowanego w miejscu odbioru jest brak zniekształceń tłumieniowych. Oznacza to, że charakterystyka tłumieniowa powinna być możliwie płaska w całym paśmie użytecznym. W skład toru transmisyjnego wchodzi zwykle wiele urządzeń połączonych kaska-

^{x/} Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

dowo. Zwykle w pobliżu częstotliwości granicznych występują pewne odchylenia od "idealnego" przebiegu charakterystyki tłumieniowej spowodowane stratami elementów R i C oraz niedopasowaniem, co jest równoznaczne z występowaniem zniekształceń tłumieniowych w tym pasmie.

Jeżeli zniekształcenia poszczególnych urządzeń lub całego toru transmisyjnego przekraczają dopuszczalne wartości, zachodzi konieczność ich sztucznego zmniejszenia, czyli zastosowanie korekcy zniekształceń tłumieniowych.

Jeżeli w torze transmisyjnym powstają zniekształcenia tłumieniowe w pasmie częstotliwości $f_1 + f_2$, a charakterystyka tłumieniowa tego układu ma przebieg $A_1/f/$ podany na rys. 2, to należy włączyć w ten tor kaskadowo układ korekcyjny, którego charakterystyka tłumieniowa $A_2/f/$ /rys. 2/ powinna mieć taki przebieg, aby sumaryczna charakterystyka tłumieniowa $A/f/$ reprezentująca charakterystykę tłumieniową toru przesyłowego i korektora miała przebieg płaski w danym pasmie częstotliwości $A/f/$ /rys. 2/.

Należy zauważyć, że długie odcinki kabli współosiowych stosowanych do przesyłania sygnałów wizyjnych wykazują większe tłumienie wielkich częstotliwości pasma sygnału wizyjnego i dlatego powinny być właściwie korygowane. Spadki charakterystyk tłumieniowych są spowodowane występowaniem pojemności pasożytniczych w obwodach wizyjnych. Szczególnie niekorzystne jest dołączenie dłuższych odcinków kabli współosiowych nie zamkniętych na rezystancję falową.

Z niewłaściwym zestrojeniem obwodów wielkiej częstotliwości przenoszących sygnały telewizyjne na fali nośnej spotykamy się za-

równy w odbiornikach domowych, jak również w urządzeniach nadawczych i transmisyjnych. Zasadniczymi przyczynami odstrojeń najczęściej bywają niestabilności aparatury urządzeń niskiej klasy, a czasami niewłaściwa lub nieumiejętna obsługa.

W zasadzie urządzenia wielkiej częstotliwości są tak zaprojektowane, że przebieg charakterystyk tłumieniowych poszczególnych urządzeń, jak również całego toru nie przekracza dopuszczalnych tolerancji. Korekcje zniekształceń przeprowadza się głównie w torach wielkiej częstotliwości telewizji kablowej.

W urządzeniach wizyjnych korekcje przeprowadza się we wzmacniaczach wizyjnych, dosyłowych kablach wizyjnych i w torze małej częstotliwości nadajników telewizyjnych.

Ponadto korektory tłumieniowe stosuje się także w urządzeniach wielkiej i pośredniej częstotliwości w celu skompensowania zniekształceń tłumieniowych wprowadzonych przez korektory charakterystyk grupowego czasu przejścia.

3.2. Korekcja zniekształceń tłumieniowych

Korektorem zniekształceń charakterystyki tłumieniowej nazywa się układ elektryczny zapewniający wymaganą charakterystykę tłumieniową w zadanym pasmie częstotliwości. Korektory charakterystyk tłumieniowych znalazły szerokie zastosowanie w dalekosieżnych liniach transmisyjnych i radiodyfuzji. Wykorzystuje się je także w układach do korekcji szumów. Znalazły one także szerokie zastosowanie w urządzeniach automatyki, gdzie wykorzystuje się je jako urządzenia korekcyjne zapewniające wymagane charakterystyki tłumieniowe układów regulacji [2].

W telewizyjnych liniach dosyłowych wykorzystuje się zwykle kable współosiowe.

W zakresie bardzo małych częstotliwości widma sygnału telewizyjnego tłumienie wprowadzane przez kabel zmniejsza się proporcjonalnie do pierwiastka kwadratowego z częstotliwości.

Do korekcji charakterystyk tłumieniowych kabli można stosować korektory bierne i czynne. Korektory bierne zawierają tylko elementy bierne - rezystory, pojemności i indukcyjności. W korektorach czynnych dodatkowo do układów wchodzi lampy lub tranzystory.

Korektory bierne charakteryzują się wysoką stabilnością charakterystyk i praktycznie nie wymagają obsługi. Wadą ich jest występowanie odpowiedniego spadku poziomu sygnałów. Sygnał telewizyjny na wejściu kabla powinien być większy od sygnału na wyjściu o wielkość tłumienia wprowadzanego przez korektor. W tym celu w niektórych nowych dalekosiężnych telewizyjnych urządzeniach transmisyjnych [1] przewidziano poziom sygnału wejściowego wyższy o 3 dB od poziomu sygnału wyjściowego /odpowiednio 1,6 V i 1 V/. Taki poziom sygnału pozwala na stosowanie korektorów biernych w liniach kablowych [1].

Warunkiem koniecznym stawianym korektorowi biernemu jest niezmienność jego rezystancji wejściowej i wyjściowej w funkcji częstotliwości, to znaczy, że jego rezystancje powinny być rezystancjami czynnymi. Stałe rezystancje wejściowe i wyjściowe przy zmiennym współczynniku przenoszenia w funkcji częstotliwości można uzyskać przez zastosowanie układów mostkowych. Schemat układu mostkowego podano na rys. 3. Układ zawiera dwie rezystan-

cje R_o i dwie impedancje Z_1 i Z_2 . Można tak wybrać wielkości R_o , Z_1 i Z_2 , żeby przy przyłożeniu napięcia U_e w punktach AC między punktami BD nie wystąpiła różnica napięć. W takich warunkach wzajemne powiązanie między wielkościami R_o , Z_1 i Z_2 staje się jednoznaczne. Można je określić na podstawie następujących rozważań: napięcie między punktami B i D nie wystąpi, jeżeli spadek napięcia na Z_2 będzie równy spadkowi napięcia na R_o /napięcie między punktami BC powinno być równe napięciu między punktami CD/.

Te warunki można zapisać w następującej zależności

$$\frac{Z_2}{R_o + Z_2} U_e = \frac{R_o}{R_o + Z_1} U_e \quad /1/$$

gdzie:

U_e - napięcie wejściowe

R_o - rezystancja czynna

Z_1, Z_2 - rezystancje biernie

po przekształceniu otrzymamy

$$Z_2 / R_o + Z_1 / = R_o / R_o + Z_2 / \quad /2/$$

$$R_o Z_2 + Z_1 Z_2 = R_o^2 + R_o Z_2 \quad /3/$$

stąd

$$R_o^2 = Z_1 Z_2 \quad /4/$$

Przy spełnieniu warunku $Z_1 Z_2 = R_o^2$, rezystancja wejściowa układu nie zależy od wielkości Z_1 i Z_2 [2]. Taki układ mostkowy

można wykorzystywać do korekcji. Przy doprowadzeniu napięcia do punktów AC i pobieraniu z punktów CD /rys. 3/, przy określonych warunkach można uzyskać charakterystyki wymagane od korektora. Układ takiego korektora /ściślej mówiąc pojedynczego jego ogniwa, ponieważ korektor zawiera zwykle kilka ogniw/ można rozpatrywać jako układ składający się z trzech elementów: Z_1, Z_2 i R_0 przyłączanych do punktów A i C, zaś rezystancję czynną między punktami C i D można rozpatrywać jako rezystancję obciążenia.

Jeżeli impedancje Z_1 i Z_2 są rezystancjami czynnymi tak dobranymi, że przy różnych wartościach rezystancji jest spełniony warunek $Z_1 \cdot Z_2 = R_0^2$, to układ taki można traktować jako tłumik ze stałą rezystancją wejściową.

Jeżeli impedancje Z_1 i Z_2 są impedancjami zespolonymi, ale tak dobranymi, że warunek $Z_1 \cdot Z_2 = R_0^2$ jest spełniony, to napięcie wyjściowe U_y będzie zależec od częstotliwości. Jeżeli Z_1 i Z_2 będą impedancjami zespolonymi, lecz przeciwnego znaku, to układ taki można wykorzystać do korekcji charakterystyki tłumieniowej.

Układ podany na rys. 3 można przedstawić w prostszej postaci podanej na rys. 4, ponieważ rezystancja R_0 między punktami D i C mostka jest rezystancją obciążenia i nie wchodzi do układu korektora. Z przeprowadzonych wyżej rozważań wynika, że rezystancja wejściowa układu mostkowego jest stała tylko w przypadku, gdy punkty B i D są ekwipotencjalne. W takim przypadku można połączyć punkty B i D układu podanego na rys. 4 i wtedy otrzymany układ podany na rys. 5. Układ jest układem niesymetrycznym i rezystancje wejściowe i wyjściowe są różne. Jeżeli w określonych

warunkach układu można połączyć bezpośrednio punkty B i D układu, to można je także połączyć za pomocą dowolnej rezystancji. Przy połączeniu punktów B i D za pomocą rezystancji R_0 układ stanie się symetryczny o równych rezystancjach wejściowych i wyjściowych / rys. 6/.

Rezystancja wejściowa korektora biernego dopasowanego na wyjściu układu jest równa rezystancji obciążenia i nie zależy od częstotliwości. To znaczy, że napięcie na wejściu korektora przy czynnej rezystancji źródła sygnału jest stałe i nie zależy od częstotliwości. Wobec tego obciążony korektor podany na rys. 5 lub 6 można traktować jako dzielnik napięcia, którego współczynnik podziału zależy od częstotliwości przy zachowaniu napięcia o stałej amplitudzie na wejściu dzielnika.

W tych warunkach jest spełniona następująca zależność

$$\frac{U_y}{U_e} = \frac{Z_y}{Z_e} \quad /5/$$

gdzie:

Z_y - impedancja gałęzi, z której pobiera się sygnał wejściowy

Z_e - impedancja, do której przykłada się sygnał wejściowy.

W układach wizyjnych, a zwłaszcza w kablach dosyłowych charakterystyka tłumieniowa opada w zakresie wielkich częstotliwości pasma sygnału wizyjnego, dlatego charakterystyka korektora w takim przypadku musi wzrastać w zakresie górnych częstotliwości pasma. Taki przebieg charakterystyki można uzyskać w przypadku, gdy Z_1 będzie utworzone z równoległego połączenia pojem-

ności C_1 i rezystancji R_1 , a Z_2 z szeregowo połączonej indukcyjności L_2 i rezystancji R_2 /rys. 7/.

Korekcję charakterystyki tłumieniowej dosyłowego kabla telewizyjnego przeprowadza się w określonym zakresie pasma częstotliwości. Kabel musi być zamknięty na rezystancję falową R_0 . Jak wiadomo, górna granica pasma przenoszenia sygnału wizyjnego wynosi 6 MHz. Zwykle w celu polepszenia charakterystyki fazowej układu jest celowe przeprowadzenie korekcji w szerszym zakresie częstotliwości.

Kabel telewizyjny jest zwykle kablem o rezystancji 75Ω . Schemat pojedynczego ogniwa korekcyjnego do korekcji charakterystyki tłumieniowej kabla dosyłowego podano na rys. 8.

3.3. Automatyczna korekcja charakterystyki tłumieniowej toru telewizyjnego

Charakterystyki tłumieniowe poszczególnych elementów telewizyjnego toru transmisyjnego nie są stabilne, dlatego ich korekcja za pomocą korektorów z regulacją ręczną może być mało skuteczna i dopuszczalne tolerancje mogą być przekroczone. Ręczna regulacja wymaga dużej uwagi i wysokich kwalifikacji obsługi. W związku z tym dużego znaczenia nabrała automatyczna korekcja zniekształceń.

Automatyczna korekcja charakterystyki tłumieniowej powinna być w taki sposób rozwiązana, aby nie wymagała przesyłania dodatkowych sygnałów. Obecnie do kontroli parametrów sygnału telewizyjnego w czasie nadawania programu są szeroko stosowane sygnały pomiarowe nadawane na liniach kontrolnych. Na linii osiem-

następnie jest nadawany sygnał grup częstotliwości, który może być wykorzystany do automatycznej regulacji charakterystyki tłumieniowej [3]. Na rys. 9 podano sygnał grup częstotliwości przesyłany na linii osiemnastej.

Przy wykorzystaniu sygnału grup częstotliwości do korekcji charakterystyki tłumieniowej cały zakres częstotliwości sygnału wizyjnego rozbija się na oddzielne odcinki. W zakresie każdego przedziału działa oddzielny automatyczny element korekcyjny, który może automatycznie wprowadzić spadek lub wzrost charakterystyki tłumieniowej i w ten sposób skompensować jej zniekształcenia.

Na rysunku 10 pokazano zakresy działania poszczególnych układów korekcyjnych. Ze względu na to, że środkowa część pasma sygnału wizyjnego jest najmniej narażona na zniekształcenia, to odcinki środkowe mogą być szersze.

Sygnał grup częstotliwości nadawany na linii osiemnastej wykorzystywany do automatycznej korekcji powinien być wprowadzony na wejściu toru transmisyjnego. Po stronie odbiorczej toru transmisyjnego sygnał grup częstotliwości wydziela się z sygnału wizyjnego za pomocą metod selekcji czasowej, a następnie poszczególne częstotliwości rozdziela się za pomocą filtrów.

Taka metoda korekcji charakterystyk tłumieniowych pozwala niezależnie korygować względnie duże spadki i wzrosty charakterystyki tłumieniowej w różnych zakresach pasma sygnału wizyjnego.

Schemat blokowy układu do korekcji charakterystyki tłumieniowej podano na rys. 11. Sygnał wizyjny doprowadza się do wtórnika wejściowego, a następnie do sześciu układów korekcyjnych charakterystyki tłumieniowej. Jednocześnie z wtórnika wejściowego

sygnał wizyjny doprowadza się do układu wydzielenia sygnału grup częstotliwości. Wydzielony sygnał grup częstotliwości doprowadza się do filtrów pasmowych o charakterystykach pokazanych na rys. 12. Filtry te są przeznaczone do wydzielenia poszczególnych częstotliwości z sygnału grup częstotliwości 0,5; 1,5; 3,0; 4,5; 5,5 i 6,0 MHz. Napięcia wyjściowe z układu filtrów doprowadza się do detektorów amplitudy. Każdy detektor służy do detekcji odpowiedniej grupy częstotliwości. Następnie sygnały doprowadza się do układów stabilizacji poziomu, a z ich wyjścia do wzmacniacza, którego prąd wyjściowy zależy liniowo od napięcia wejściowego. Występujące na wyjściu wzmacniaczy prądy służą do automatycznej regulacji układów korekcyjnych 1, 2, 3, 4, 5 i 6.

Układ korekcyjny 1 pracuje w zakresie częstotliwości do 1 MHz /średnia częstotliwość 0,5 MHz/, układ 2 - w pasmie częstotliwości 1 ± 2 MHz /średnia częstotliwość 1,5 MHz/, układ 3 - w pasmie 2 ± 4 MHz /średnia częstotliwość 3 MHz/, układ 4 - w pasmie 4 ± 5 MHz /średnia częstotliwość 4,5 MHz/, układ 5 - w pasmie 5 ± 5,75 MHz /średnia częstotliwość 5,5 MHz/.

Wielkość napięć sterujących na wyjściach wzmacniaczy liniowych /wielkość wyjściowych prądów sterujących/ zależy od amplitud przychodzących grup częstotliwości sygnału testowego linii 18, to znaczy od przebiegu charakterystyki tłumieniowej toru przesyłowego.

W przypadku występowania zniekształceń charakterystyki tłumieniowej w dowolnym punkcie toru przesyłowego napięcia poszczególnych grup częstotliwości sygnału testowego na wyjściu toru nie mają jednakowych amplitud. Jeżeli w danym zakresie częstotliwości

charakterystyki tłumieniowej toru przesyłowego występuje wzrost wzmocnienia, to badana grupa częstotliwości będzie miała proporcjonalnie większą amplitudę. W przypadku, gdy występuje spadek charakterystyki tłumieniowej, to amplitudy odpowiednich grup częstotliwości sygnału testowego zmniejszają się proporcjonalnie do tego spadku.

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że wielkość prądów występujących na wyjściach wzmacniaczy liniowych jest proporcjonalna do amplitud napięć grup częstotliwości, to znaczy że zależą one od przebiegu charakterystyki tłumieniowej toru telewizyjnego. Te prądy są prądami sterującymi układy automatycznej korekcji 1, 2, 3, 4, 5 i 6.

Automatyczne układy korekcji sterowane prądami sterującymi realizują kompensację zniekształceń charakterystyki tłumieniowej w danym zakresie pasma sygnału wizyjnego.

Przy prawidłowym przebiegu charakterystyki tłumieniowej toru telewizyjnego /wszystkie grupy częstotliwości sygnału testowego przechodzące przez tor transmisyjny mają jednakową amplitudę/ układy korekcyjne pracują jak zwykłe wzmacniacze. Elementarny układ korekcyjny może składać się ze wzmacniacza i termistora podgrzewanego prądem sterującym. Termistor zmienia swoją rezystancję pod wpływem działania prądu sterującego.

Zmiana rezystancji termistora wchodzącego w skład układu korektora wpływa na przebieg charakterystyki tłumieniowej w danym zakresie pasma częstotliwości. Pozostałe zakresy widma układ przepuszcza bez zmian. W ten sposób można uzyskać automatyczną korekcję charakterystyki tłumieniowej.

Na rysunku 13 pokazano pojedyncze elementarne ogniwo automatycznej korekcji zrealizowane na lampie V_2 [3]. W obwodzie siatki i katody znajdują się układy korekcji regulowane automatycznie. Układ korekcji w obwodzie siatkowym składa się z rezystancji termistora r_1 , indukcyjności L_1 i pojemności C_1 . Układ korekcji w obwodzie katodowym składa się z rezystancji r_2 , indukcyjności L_2 i pojemności C_2 . Przy prawidłowym przebiegu charakterystyki tłumieniowej toru telewizyjnego w zakresie częstotliwości, na którą jest nastrojone dane ogniwo /jak i w zakresie całego pasma/ charakterystyka tłumieniowa jest płaska /rys. 14/. W takim przypadku wszystkie ogniwa zachowują się jak zwykle stopnie wzmacniające równomiernie wszystkie częstotliwości przenoszonego pasma.

Dla przykładu na rysunkach 15 i 16 pokazano przebieg charakterystyki tłumieniowej elementarnego układu podanego na rys. 13. Na rys. 15 podano przebieg charakterystyki tłumieniowej przy maksymalnym tłumieniu na częstotliwości 3 MHz, a na rys. 16 w przypadku maksymalnego wzmocnienia w zakresie 3 MHz. Przy zmianie rezystancji termistora spowodowanego działaniem prądu sterującego zmienia się tłumienie w układzie korekcji, co wywołuje zmianę charakterystyki tłumieniowej w danym zakresie widma sygnału.

Charakterystyka tłumieniowa pojedynczego elementu korekcyjnego w zależności od nagrzania termistora może się płynnie automatycznie regulować od maksymalnego tłumienia /rys. 15/ aż do maksymalnego wzmocnienia /rys. 16/. Temperatura termistorów zależy od wielkości prądu sterującego, to znaczy od wielkości amplitudy grupy napięcia sygnału testowego linii 18. Warunki pra-

cy przetwornika napięcia sygnału testowego na prąd sterujący są tak dobrane, że temperatura termistora przy przejściu optymalnego sygnału testowego odpowiada płaskiej charakterystyce pojedynczego ogniwa korekcyjnego.

3.4. Korekcja zniekształceń fazowych

Sygnały telewizyjne są bardzo wrażliwe na zniekształcenia fazowe. W obrazie czarno-białym objawiają się one szczególnie na przejściach czerń-biel, a w telewizji kolorowej w postaci zakolorowań na przejściach kolorowych. Na obrazie monochromatycznym zniekształcenia te są mniej zauważalne niż na obrazie kolorowym, dlatego dopuszczalne zniekształcenia fazowe dla całego toru przesyłowego w telewizji kolorowej są znacznie mniejsze niż dla telewizji monochromatycznej.

Zniekształcenia fazowe powstają na skutek ostrego spadku charakterystyki fazowej toru przesyłowego. Taki przypadek ma zwykle miejsce na granicach pasma. Układy przesyłowe są zwykle układami minimalno fazowymi, których jak wiadomo charakterystyka tłumieniowa jest jednoznacznie związana z charakterystyką fazową. Drugą przyczyną powstawania zniekształceń jest przesyłanie sygnałów z częściowo tłumioną jedną wstęgą boczną.

W systemach transmisyjnych z modulacją częstotliwości głównym źródłem zniekształceń charakterystyk fazowych są:

- a/ niedoskonałe dopasowanie impedancji na końcach linii przesyłowych i zmiany impedancji charakterystycznej,
- b/ selektywność wzmacniaczy sygnału z modulacją częstotliwości.

Zmiany charakterystyki grupowego czasu przejścia w pasmie przenoszenia są spowodowane spadkiem charakterystyki tłumieniowej w pasmie i poza pasmem przenoszenia. Umieszczenie w torze przesyłowym układów selektywnych powoduje nieuchronne zmiany charakterystyki grupowego czasu przejścia.

Naruszenie liniowości charakterystyki fazowej toru telewizyjnego jest jednym z ważniejszych źródeł zniekształceń sygnału. Oprócz bezpośredniego wpływu na pogorszenie jakości obrazu są one przeszkodą w podwyższeniu selektywności odbiorników telewizyjnych, a niewystarczająca selektywność odbiorników jest przyczyną powstawania zakłóceń od nadajników z sąsiednich kanałów telewizyjnych i innych służb. Dlatego likwidacja zniekształceń fazowych w telewizji czarno-białej, nie mówiąc już o kolorowej, jest zagadnieniem podstawowym.

Jednym z podstawowych wymagań nie zniekształczonej transmisji sygnału z częściowo tłumioną jedną wstęgą boczną jest wyrównanie charakterystyk fazowych lub grupowego czasu przejścia, powstających na skutek ograniczenia pasma częstotliwości.

W układzie minimalno fazowym nadajnik-odbiornik grupowy czas przejścia nie jest stały. Grupowy czas przejścia na średnich częstotliwościach jest mniejszy niż na małych i wielkich. Charakterystykę grupowego czasu przejścia takiego układu można uczynić stałą po włączeniu układu korekcyjnego. Korekcja zniekształceń może być przeprowadzona na częstotliwościach wizyjnych lub w torze wielkiej częstotliwości.

Obliczanie biernych układów korekcyjnych zniekształceń fazowych nadajników, odbiorników lub innych urządzeń telewizyjnych

jest bardzo trudne i pracochłonne. Sprawdzenie prawidłowości obliczeń można dopiero przeprowadzić po dodaniu graficznym lub liczbowym wszystkich wyników obliczeń. To samo odnosi się do każdej zmiany parametru i dlatego można się zbliżyć stopniowo krok za krokiem do optymalnych wyników. Muszą być możliwe dokładnie utrzymywane parametry układów, z których buduje się korektory, ponieważ przy małym rozstrojeniu występują zmiany oporu falowego poszczególnych stopni i całkowita korekcja będzie ulegać zmianie. Przy przesyłaniu sygnałów telewizyjnych jest bez znaczenia, w którym punkcie toru przesyłowego znajduje się układ korekcyjny. W układach linii radiowych wykorzystywanych do przesyłania telefonii korekcje należy przeprowadzać przed demodulacją.

Układy korekcyjne realizuje się zwykle w postaci układów biernych lub czynnych.

Korektor powinien umożliwiać korekcję całego toru telewizyjnego. Korekcję charakterystyki fazowej toru telewizyjnego przeprowadza się zwykle w nadajniku. Jest to spowodowane względami ekonomicznymi, ponieważ koszt korektora jest znaczny, dlatego stosowanie go w odbiorniku nie jest celowe. Ze względu na to, że charakterystyki fazowe odbiorników różnią się między sobą znacznie, możliwa jest więc tylko korekcja charakterystyki przeciętnego odbiornika. Z góry trzeba się pogodzić z faktem, że korekcja innych odbiorników jest mniej skuteczna, a może także zaistnieć przypadek ujemnej korekcji. Jedynym rozwiązaniem tego problemu jest znormalizowanie charakterystyk fazowych odbiorników.

Aby korektor mógł efektywnie spełniać swoje zadanie, powinien umożliwiać uzyskanie dowolnej charakterystyki fazowej lub grupo-

wego czasu przejścia dla skompensowania zniekształceń spotykanych w praktyce.

Im więcej ogniw zastosujemy w korektorze, tym skuteczność korekcji będzie większa. Idealnym przypadkiem byłaby nieskończona liczba ogniw. W praktyce przyjmuje się kompromis między kosztem korektora a skutecznością korekcji.

Korektor fazy względnie grupowego czasu przejścia powinien mieć płaską charakterystykę tłumieniową i żadaną charakterystykę fazową. Na rys. 17 podano charakterystyki grupowego czasu przejścia i charakterystyki fazowe dwóch czwórników oraz charakterystyki wypadkowe.

3.5. Korektory bierne

Korektor grupowego czasu przejścia może być zbudowany z oddzielnych elementarnych ogniw korekcyjnych.

Obliczenie korektora sprowadza się do znalezienia takiej kombinacji elementarnych korektorów fazowych, aby sumaryczny grupowy czas przejścia urządzenia korygowanego i układu korekcyjnego był niezależny od częstotliwości. Aby można było to zrealizować, należy znać charakterystykę grupowego czasu przejścia układu korygowanego oraz charakterystyki korektorów elementarnych. Przy przeprowadzeniu kolejnych prób dąży się do uzyskania płaskiej charakterystyki grupowego czasu przejścia. Wyrównywanie prowadzi się aż do momentu uzyskania pozytywnego rezultatu przy minimalnej ilości ogniw.

Układy wykorzystywane do korekcji zniekształceń fazowych można podzielić na dwie grupy: a/ symetryczne i b/ niesymetryczne.

Układy symetryczne można podzielić w zależności od liczby elementów w gałęzi:

- a/ filtry pierwszego stopnia
- b/ filtry drugiego stopnia
- c/ filtry trzeciego stopnia

Na rysunku 18 podano schematy układów, a na rys. 19a charakterystyki fazowe i na rys. 19b charakterystyki grupowego czasu przejścia.

Z charakterystyk grupowego czasu przejścia podanych na rys. 19b wynika, że filtr pierwszego stopnia ze względu na monotoniczny charakter przebiegu charakterystyki ma bardzo małe możliwości korekcji. Filtr pierwszego stopnia ma tylko jeden stopień swobody i umożliwia tylko zmianę stromości charakterystyki, a maksimum opóźnienia występuje zawsze przy częstotliwości zerowej, co pokazano na rys. 20.

Najbardziej przydatny do korekcji jest filtr drugiego stopnia, ponieważ przez zmianę wartości elementów możemy przesuwając maksimum opóźnienia oraz zmieniać stromość charakterystyki przy zachowaniu stałego tłumienia dla wszystkich częstotliwości, jak to pokazano na rys. 21.

Stosowanie filtrów wyższych stopni od drugiego nie daje większych możliwości, ponieważ można je zastąpić połączeniem filtrów pierwszego i drugiego stopnia.

Charakterystycznymi wielkościami pojedynczego ogniwa układu korekcyjnego są jego tłumienie γ_0 i częstotliwość rezonansowa ω_0 . Charakterystyki różnych elementarnych korektorów /ogniw/ przedstawiono na rys. 22.

Dla układów drugiego stopnia γ_0 i ω_0 można obliczyć za pomocą następujących zależności [4]:

dla układu szeregowego LC

$$\gamma_0 = \frac{R}{2L} \quad /6/$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \quad /7/$$

a dla układu równoległego LC

$$\gamma_0 = \frac{1}{2RC} \quad /8/$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{2RC}\right)^2} \quad /9/$$

Ogólny wzór na charakterystykę grupowego czasu przejścia ogniwa korekcyjnego drugiego stopnia ma postać następującą [5]

$$\tau_{gr}(\omega) = 2\gamma_0 \left[\frac{1}{\gamma_0^2 + |\omega - \omega_0|^2} + \frac{1}{\gamma_0^2 + |\omega + \omega_0|^2} \right] \quad /10/$$

Po przeprowadzeniu odpowiednich przekształceń [5] można określić zależność do obliczania maksymalnej wartości grupowego czasu przejścia

$$\tau_{\max} = \frac{2}{\gamma_0} \quad /11/$$

Maksymalna wartość grupowego czasu przejścia występuje przy częstotliwości rezonansowej ω_0 . Z zależności /11/ wynika, że

maksymalny grupowy czas przejścia będzie tym większy, im mniejsze będzie γ_0 /porównaj rys. 22/, przy czym γ_0 jest tłumieniem czwórnika wszechprzepustowego. To oznaczenie jednak nie ma nic wspólnego z tłumieniem obwodu rezonansowego, ponieważ w tym przypadku γ_0 ma wymiar częstotliwości.

Rozpatrzmy elementarny układ korekcyjny drugiego stopnia /rys. 18b/. W tym układzie istnieją następujące zależności [6]:

$$\sqrt{\frac{L_b}{C_a}} = \sqrt{\frac{L_a}{C_b}} = R; \quad \sqrt{\frac{C_a}{C_b}} = \sqrt{\frac{L_b}{L_a}} = n \quad /12/$$

$$L_b = \frac{Rn}{\omega_0}; \quad C_b = \frac{1}{nR\omega_0} \quad /13/$$

$$L_a = \frac{R}{n\omega_0}; \quad C_a = \frac{n}{R\omega_0} \quad /14/$$

Wielkość grupowego czasu przejścia układu korekcyjnego oraz przebieg jego charakterystyki zależą od stosunku pojemności i indukcyjności w obwodzie równoległym i szeregowym. Na rys. 23 przedstawiono odpowiednie charakterystyki. Wynika stąd, że dla $n \leq 0,5$ jest to układ dolnoopóźniający, natomiast dla $n \geq 0,5$ uzyskuje się układ środkowoopóźniający, tzn. układ, który wprowadza opóźnienie dla pewnego pasma częstotliwości, natomiast dla bardzo małych i bardzo dużych częstotliwości opóźnienie jest niewielkie.

W urządzeniach telewizyjnych zwykle jeden punkt układu jest uziemiony, dlatego rozpatrywane wyżej układy korekcyjne nie mogą być stosowane. W takim przypadku korzystniejszy jest filtr niesymetryczny. Można znaleźć filtr niesymetryczny typu T bocz-

nikowane, który jest równoważny filtrowi symetrycznemu drugiego stopnia /rys. 24/.

Zależności między elementami obu filtrów są następujące:

$$C_1 = \frac{C_1'}{2}; \quad L_1 = L_1' \quad /15/$$

$$L_2 = \frac{L_2' - L_1'}{2} \quad C_2 = 2C_1'$$

Wartości elementów układu można obliczyć znając parametry filtrów γ_0 , ω_0 i R_0

$$C_1 = \frac{1}{4R_0\gamma_0}; \quad L_1 = \frac{2R_0\gamma_0}{\gamma_0^2 + \omega_0^2} \quad /16/$$

$$C_2 = \frac{1}{R_0} \cdot \frac{4\gamma_0}{\omega_0^2 + \gamma_0^2}; \quad L_2 = \frac{R_0}{4\gamma_0} \left/ 1 - \frac{4\gamma_0^2}{\gamma_0^2 + \omega_0^2} \right/ \quad /17/$$

Stałość oporu charakterystycznego wymaga przy zmianie parametrów filtru zachowania zależności

$$\frac{L_1'}{C_2'} = \frac{L_2'}{C_1'} = R_0^2 = \text{const} \quad /18/$$

Zmiana wartości jednego elementu wymaga również zmiany drugiego, a więc filtr musi mieć sprzężone regulacje. Zmianą jednej pary reaktancji powoduje zmianę γ_0 i ω_0 . Nie można regulować oddzielnie γ_0 lub ω_0 , a byłoby to bardzo korzystne.

Przykład regulowanego układu korekcyjnego pokazano na rys. 25.

Wymagana jest duża współbieżność regulacji. Dlatego też stosuje się często regulację skokową i wtedy dla każdego położenia przełącznika ogniwo można tak zestroić, aby oporność charakterystyczna była równa R_0 .

Na rysunku 26 podano dla przykładu prosty układ do korekcji grupowego czasu przejścia urządzenia telewizyjnego za pomocą dwóch korektorów fazowych, a na rys. 27 podano charakterystyki grupowego czasu przejścia tego układu.

Układ korekcji grupowego czasu przejścia jest wykonany za pomocą dwóch pojedynczych korektorów fazy. Pierwszy korektor fazowy / $\gamma = 0,9$ i $f_0 = 1,56$ MHz/ koryguje charakterystykę w zakresie małych częstotliwości do częstotliwości rzędu 1,5 MHz. Drugi korektor fazowy / $\gamma = 0,9$, $f_0 = 3,25$ MHz/ koryguje charakterystykę grupowego czasu przejścia w zakresie częstotliwości 2 ÷ 4 MHz.

W rozpatrywanym przypadku przeprowadzono korekcję urządzenia dla telewizji monochromatycznej. W związku z tym [7] odstąpiono tutaj od korekcji charakterystyki w zakresie 5 MHz, ponieważ w tym zakresie częstotliwości wpływ różnicy czasu przejścia jest nieznaczny. Znaczne polepszenie charakterystyk przejściowych uzyskuje się dzięki korekcji charakterystyki w zakresie małych i średnich częstotliwości [7]. Dalsze stosunkowo znaczne polepszenie wymaga większych kosztów, co wynika z rys. 27, gdzie zniekształcenia charakterystyki grupowego czasu przejścia w tym zakresie częstotliwości są bardzo duże.

Korekcja zniekształceń grupowego czasu przejścia w zakresie

częstotliwości nośnej wizji jest ograniczona tym, że korektory fazowe korygują krzywą symetrycznie względem nośnej; niesymetryczna krzywa grupowego czasu przejścia w pobliżu nośnej nie może być dokładnie skorygowana nawet za pomocą złożonych korektorów. Jednakże ze względu na to, że tłumioną wstęgę boczną przesyła się ze znacznie mniejszą amplitudą niż nie tłumioną /rys. 27 - linia przerywana/, to wpływ tej niesymetrii jest nieznaczny. Z przytoczonego wyżej przykładu wynika, że za pomocą stosunkowo prostych środków można znacznie poprawić charakterystykę grupowego czasu przejścia w zakresie małych i średnich częstotliwości.

Na rysunku 28 podano schemat korektora grupowego czasu nadajnika telewizyjnego [8], przeznaczonego do przesyłania sygnałów telewizji kolorowej, a na rys. 29 charakterystykę grupowego czasu poszczególnych ogniw i całego korektora.

W celu zapewnienia możliwości korekcji w przypadku zmian charakterystyki fazowej układu korygowanego przewidziano zmianę przebiegu charakterystyki korektora w zakresie małych i wielkich częstotliwości przez zmianę parametrów ogniw filtra 1, 5 i 6.

3.6. Korektory grupowego czasu przejścia w zakresie pośredniej częstotliwości

Przeprowadzanie korekcji charakterystyk fazowych całego toru przesyłowego w nadajniku TV daje na ogół pozytywne rezultaty, ale istnieją ostatnio tendencje do korekcji charakterystyk fazowych w tych elementach toru, w których zniekształcenia powstają na przykład w torze pośredniej częstotliwości. Duże znaczenie ma

także korekcja fazy w przemiennikach telewizyjnych, a szczególnie w dużych przemiennikach z rozdzieloną przemianą dźwięku i obrazu. Korekcja jest niezbędna nawet przy przesyłaniu sygnałów telewizji czarno-białej. Szczególnie ważną rolę odgrywa korekcja zniekształceń fazowych w zakresie podnośnej chrominancji przy przesyłaniu sygnałów telewizji kolorowej, a przy kaskadowym połączeniu dwóch lub więcej przemienników zniekształcenia te będą bardzo wyraźnie wpływać na obraz kolorowy [9]. Z tych powodów zostały ostatnio opracowane korektory fazowe dla obwodów pośredniej częstotliwości.

W korektorach pośredniej częstotliwości stosuje się także układy typu T bocznikowane w dwóch wariantach podanych na rys. 30a i 30b.

Bardzo ostre wymagania stawia się tu czwórnikowi z punktu widzenia dostrojenia do właściwej rezystancji wejściowej, wyjściowej i falowej. Pomimo dobrego dopasowania i zestrojenia na częstotliwości rezonansowej występuje zniekształcenie charakterystyki tłumieniowej.

Zniekształcenie charakterystyki tłumieniowej może pochodzić tylko z tłumienia obwodów. Zjawisko to występuje najwyraźniej w pobliżu częstotliwości rezonansowej, dla której przesunięcie fazy jest równe 180° . Można obliczać zniekształcenia tłumieniowe, jeżeli są znane dobroci samych elementów. Dla poprawienia charakterystyki tłumieniowej stosuje się korektor amplitudy o stałej impedancji /np. układ typu T-bocznikowane, zawierający elementy stratne - rys. 31/.

Należy także podkreślić, że korektory fazy są bardzo czułe na

zmiany impedancji obciążenia. Spowodowane jest to tym, że obwo-
dy te są odpowiednikami dość długiej linii przesyłowej. Istnieje
zatem możliwość wystąpienia zniekształcenia charakterystyki gru-
powego czasu przejścia oraz tłumienia sygnału w pasmie przeno-
szenia. Korektory można łączyć w szereg z kablami współosiowy-
mi, łączącymi wzmacniacze pośredniej częstotliwości, jeżeli są
dobrze dopasowane na obu końcach.

Tłumienie czwórnika zależy także od γ_0 . Im większe γ_0 , tym
większe tłumienie czwórnika wszechprzepustowego, tzn. mniejsze
maksimum grupowego czasu przejścia. Na rys. 32 podano zależ-
ność tłumienia od γ_0 . W porównaniu z układami typu T boczniko-
wane stosowanymi w torze sygnału wizyjnego ma on względnie płą-
ską charakterystykę grupowego czasu przejścia. W związku z tym
nie jest celowe uzyskiwanie żądanej charakterystyki tłumieniowej
przez zwiększenie tłumienia czwórnika wszechprzepustowego, po-
nieważ wtedy uzyskuje się także bardzo płaską charakterystykę
grupowego czasu przejścia. Celowe natomiast jest polepszenie
charakterystyki tłumieniowej przez zmniejszenie strat w obwodzie.
W takim przypadku dobroć obwodów musi być równa około 400.

Na rysunku 33 podano schemat korektora grupowego czasu prze-
jścia i charakterystyki tłumieniowej w zakresie pośredniej często-
tliwości [9]. Korektor składa się z trzech ogniw do korekcji gru-
powego czasu przejścia złożonych z pojemności i indukcyjności o-
raz z trzech ogniw do korekcji charakterystyki tłumieniowej zło-
żonych z rezystancji, pojemności i indukcyjności.

3.7. Wpływ pasożytniczych elementów ogniwa korektora grupowego czasu przejścia w zakresie pośrednich częstotliwości

W liniach radiowych korekcje charakterystyki grupowego czasu przejścia stosuje się w zakresie pośrednich częstotliwości. Szeroko wykorzystuje się tutaj układy, których "idealne" schematy ideowe podano na rys. 34a i 35a. Wielkości elementów układu można określić za pomocą powszechnie stosowanych metod.

Obecność pasożytniczych elementów podanych na rys. 34b i 35b występujących w zakresie pośrednich częstotliwości /55 - 85 MHz/ prowadzi do tego, że korektory zrealizowane na elementach obliczonych dla "idealnego" układu mają charakterystyki grupowego czasu przejścia oraz rezystancje charakterystyczne różne od obliczonych.

Przeprowadzone badania [10] wykazały, że uwzględnienie elementów pasożytniczych w określonych warunkach umożliwia uzyskanie charakterystyki grupowego czasu przejścia i rezystancji charakterystycznej o wartościach bliskich wielkościom uzyskanym z obliczeń.

Na rysunkach 33b i 34b podano układy korekcji fazy z uwzględnieniem elementów pasożytniczych, jak: indukcyjności doprowadzeń kondensatorów L_{c1} , L_{cp} i L_{cr} , indukcyjności zgodnie połączonych uzwojeń transformatorów L_{Tr} i indukcyjności rozproszonej transformatora L_{RT} . Wartości rzeczywiste układu uzyskuje się po naniesieniu poprawek do układu idealnego. Elementy idealnego elementarnego układu oznaczono na rysunkach jednym indeksem literowym, a elementy pasożytnicze dwoma indeksami.

Wielkości elementów pasywnych zależą od konstrukcji układu i powinny być określone przez pomiar. Wielkości indukcyjności doprowadzeń kondensatora można określić za pomocą następujących zależności [10]:

$$L_{c1} = 0,5 L_p \left[\left(\frac{f_o}{f_{o1}} \right)^2 - 1 \right] \quad /19/$$

$$L_{cp} = L_p \left[\left(\frac{f_o}{f_{o1}} \right)^2 - 1 \right] \quad /20/$$

gdzie: f_o - obliczona częstotliwość rezonansowa obwodu
 f_{o1} - pomierzona częstotliwość rezonansowa obwodu.

Indukcyjność zgodnych połączonych uzwojeń transformatora i indukcyjności rozproszonej zależą od liczby zwojów, materiału rdzenia i długości doprowadzeń. Ich wielkość można określić za pomocą bezpośredniego pomiaru.

Do pasywnych elementów należy także zaliczyć pojemność międzyzwojową cewek indukcyjnych.

Przy odpowiednim nawinięciu cewki jej wartość jest bardzo mała i można ją pominąć.

Do pasywnych elementów należy także zaliczyć indukcyjność wzajemną między cewkami i pasywnymi indukcyjnościami kondensatorów, która wpływa na uzyskane wyniki przy zwartej konstrukcji korektora.

Elementy należy rozmieścić w taki sposób, aby wykluczyć pa-

sożytnicze sprzężenia między obwodami. Niewypełnienie tego warunku prowadzi do rozbieżności między wynikami danych eksperymentalnych i obliczonych.

W pracy [10] przeprowadzono szczegółową analizę wpływu elementów pasożytniczych i podano metody obliczania biernych korektorów fazy, w których uwzględniono wpływ elementów pasożytniczych.

Chociaż wpływ pasożytniczych elementów może być obliczony, to przy konstrukcji należy przedsięwziąć środki do zmniejszenia ich wielkości. Jest pożądane, aby pojemności składały się z kilku kondensatorów połączonych równolegle, przy czym długość doprowadzeń powinna być możliwie najkrótsza.

3.8. Korektory czynne

Teoretycznie można uzyskać na częstotliwości pośredniej za pomocą nieminimalno-fazowych układów biernych dowolny przebieg charakterystyki fazowej przy zapewnieniu równomiernej charakterystyki tłumieniowej w szerokim pasmie częstotliwości. Jednakże bierne układy korekcji fazy powszechnie stosowane w układach wizyjnych tracą swoje zalety przy stosowaniu ich w zakresie pośrednich częstotliwości.

Jest to spowodowane tym, że wielkości elementów biernych są współmierne z wielkościami pasożytniczymi układu. W związku z tym w elementach układu wzrastają straty w zakresie pośrednich częstotliwości. Nawet przy stosowaniu elementów o dużych dobrociach spadek charakterystyki tłumieniowej przy częstotliwości rezonansowej jest rzędu $1 + 2$ dB [11]. Zmniejszenie spadku charak-

terystyki tłumieniowej prowadzi z kolei do zmniejszenia opóźnienia przy częstotliwości rezonansowej, to znaczy zmniejszenia skuteczności korekcji fazy. W celu zmniejszenia tego oddziaływania w szereg z każdym ogniwem korekcji fazy wprowadza się bierne układy typu T do korekcji charakterystyki tłumieniowej spowodowanej układem korekcji fazy / rys. 33/. Należy nadmienić, że układ korekcji amplitudy wprowadza dodatkowo przy częstotliwości rezonansowej opóźnienie rzędu $10 + 30$ ns. Wprowadzenie dodatkowych układów kompensacji komplikuje układ biernego korektora fazy i jego regulacje oraz zwiększa się dwukrotnie liczbę jego elementów.

W niektórych urządzeniach dla dokładnego przeprowadzenia korekcji potrzebne są regulowane korektory grupowego czasu przejścia. Można je realizować za pomocą wymiennych układów pasywnych, ale technicznie jest to trudne w realizacji, ponieważ dla zachowania stałej rezystancji falowej parametry poszczególnych elementów muszą być jednocześnie zmieniane według odpowiedniej zależności.

W ostatnim czasie stosuje się korektory czynne, które mają szereg zalet w stosunku do korektorów biernych.

Rozpatrzmy zasadę działania pojedynczego ogniwa czynnego korektora fazy, którego uproszczony schemat podano na rys. 36. Elementy ogniwa zostały wybrane w taki sposób, aby napięcie na kolektorze tranzystora T_1 było 2 razy większe od napięcia na jego emiterze. Wzmocnienia tranzystorów T_2 i T_3 są sobie równe. Przy doprowadzeniu do wejścia układu napięcia U_e o zmiennej częstotliwości w obwodzie kolektora wystąpi napięcie U_1 . Wektor napięcia

U_1 jest zależny od częstotliwości i przy jej zmianie od 0 do ∞ będzie poruszał się po kole oznaczonym linią przerywaną na rys. 37. Do zrealizowania układu nieminimalno-fazowego potrzebne jest jeszcze napięcie U_2 , występujące w obwodzie emitera, które jest w fazie z napięciem wejściowym U_e i w przeciwfazie z napięciem w obwodzie kolektora U_1 przy częstotliwości rezonansowej. Napięcia U_1 i U_2 sumują się na wspólnej rezystancji w obwodzie kolektorów tranzystorów T_1 i T_2 . Ponieważ wektor napięcia U_2 nie zmienia swojego kierunku, to koniec wektora wypadkowego U_3 /rys. 37/ przy zmianie częstotliwości będzie opisywał koło ze środkiem w układzie współrzędnych. To znaczy, że napięcie U_3 nie będzie zmieniać swojej amplitudy, natomiast jego faza przy zmianie częstotliwości od 0 do ∞ będzie się zmieniać w zakresie od 0° do 360° . Z tego wynika, że przy częstotliwości rezonansowej występuje maksymalny grupowy czas przejścia i układ spełnia warunki ogniwa fazowego drugiego rzędu, to znaczy że są spełnione wszystkie warunki stawiane filtrowi wszechprzepustowemu.

Tłumienie i częstotliwość rezonansową układu można obliczyć za pomocą następujących zależności [9]:

$$\gamma_0 = \frac{1}{2R_3 C_2} \quad /21/$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_2} - \frac{1}{4R_3^2 C_2^2}} = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_2} - \gamma_0^2} \quad /22/$$

Parametry takiego układu w przeciwieństwie do układu typu T-bocznikowane nie zależą od oporności falowej, to znaczy od elemen-

tów obwodu L_1 i C_1 i teoretycznie można dowolnie zmieniać ich elementy, a wartość napięcia U_g pozostanie zawsze stała. Dzięki temu istnieje możliwość uzyskania regulowanej charakterystyki grupowego czasu przejścia, która praktycznie była niemożliwa do zrealizowania w czwórniku pasywnym.

Z zależności /21/ i /22/ wynika, że przy rozstrojeniu układu za pomocą C_1 zmienia się położenie wartości maksymalnej grupowego czasu przejścia, ale także sama wartość maksymalna dla większego C_1 będzie większa, i odwrotnie. Przy zmianie L_1 zmienia się tylko częstotliwość rezonansowa, a wartość grupowego czasu przejścia zostanie utrzymana.

Korektory czynne fazy są bardzo wygodne i łatwe przy regulacji, nie zawierają elementów, które trzeba dobierać z dużą dokładnością. Niezależnie przeprowadza się regulację wielkości grupowego czasu przejścia i niezależnie reguluje częstotliwość, przy której występuje maksymalna wartość grupowego czasu przejścia. Na rys. 38 podano charakterystykę grupowego czasu przejścia pojedynczego ogniwa czynnego korektora fazy.

Na rysunku 39 podano schemat pojedynczego czynnego ogniwa fazowego, w oparciu o które był zbudowany korektor grupowego czasu przejścia dla nadajnika telewizyjnego [11]. Sumowanie sygnałów zrealizowano inaczej w porównaniu z układem podanym na rys. 36. Napięcie U_1 i napięcie U_2 dodaje się na wejściu tranzystora T_4 . W celu usunięcia wpływu następnych elementów układu na obwód $L_1 C_7$ zastosowano wtórnik emiterowy T_2 . Wtórnik emiterowy na tranzystorze T_5 zastosowano w celu wykluczenia oddziaływania jednego ogniwa na drugie. W układzie przewidziano regulacje am-

plitudy $/R_3/$ i fazy $/R_5/$ napięcia U_2 oraz regulacje tłumienia obwodu $/R_{10}/$ i jego przestrojenie $/L_1/$.

Na rysunku 40 podano przebieg charakterystyki grupowego czasu przejścia korektora nadajnika telewizyjnego [11]. W układzie zastosowano 5 czynnych ogniów pracujących w zakresie pośredniej częstotliwości.

4. KOREKCJA ZNIEKSZTAŁCEN NIELINEARNYCH

4.1. Korekcja zniekształceń nieliniarnych amplitudy

Zniekształcenia nieliniarne amplitudy kształtu sygnału wizyjnego, których przyczyną są nielinierności roboczych odcinków lamp i tranzystorów poszczególnych urządzeń toru telewizyjnego, można w znacznym stopniu zmniejszyć przez zastosowanie korekcji zniekształceń. Za pomocą korektora można skorygować zniekształcenia sygnału na końcu toru transmisyjnego lub wprowadzić zniekształcenia przeciwnego znaku na jego wejściu.

Obecnie istnieje wiele metod korekcji zniekształceń nieliniarnych sygnału wizyjnego w torach transmisyjnych.

W ogólnym przypadku korektor zniekształceń nieliniarnych można przedstawić jako nieliniarny czwórnik /rys. 41/, którego współczynnik przenoszenia zmienia się zgodnie z wymaganą zależnością jako funkcja wartości chwilowej napięcia wejściowego

$$k = f/U_e / \quad /23/$$

gdzie: k - wzmocnienie

U_e - sygnał wejściowy.

Zrealizowanie takiej funkcji może być oparte na wykorzystaniu własności nieliniarnych jednego elementu lub sztucznej syntezy funkcji za pomocą szeregu układów z nieliniarnymi elementami. Nieliniarny czwórnik zrealizowany według pierwszej metody jest stosunkowo prosty, ale ma ograniczone możliwości. Czwórnik zrealizowany według drugiej metody jest względnie złożony, ale pozwala osiągnąć duże przybliżenie żądanej funkcji.

Analiza oscylogramów charakterystycznych zniekształceń poszczególnych ogniw toru telewizyjnego wykazała [12], że w większości przypadków zniekształcenia nieliniarne sygnału można aproksymować funkcją paraboliczną. Zależność współczynnika wzmocnienia od napięcia wejściowego urządzenia korekcyjnego musi mieć przebieg przeciwny od urządzenia wprowadzającego zniekształcenia.

Bardzo często w korektorach stosuje się układy, w których jedna gałąź zawiera nieliniarną rezystancję. Na rys. 42 podano dwa układy nieliniarnych dzielników napięcia. Do wejścia układu doprowadza się sygnał podlegający nieliniarnej obróbce, a na wyjściu uzyskuje się sygnał przekształcony.

Zwykle nie udaje się za pomocą jednego nieliniarnego elementu /a w szczególności diody/ uzyskać żądanej charakterystyki, wtedy w nieliniarną gałąź włącza się kilka diod, które mogą pracować przy różnych napięciach wstępnych. Na rys. 43 podano schemat układu o zmiennej rezystancji. Napięcie wejściowe doprowadza się między punkty A i B. Gdy wszystkie diody przewodzą, rezystancja wypadkowa wynika z równoległego połączenia R , R_1 , R_2 , R_3 . Gdy napięcie wejściowe wzrasta, to przy odpowiednim doborze napięć

wstępnych diody D_2 i D_3 kolejno przestają przewodzić i rezystancja wypadkowa rośnie. Dioda D_1 przestanie przewodzić przy zmniejszaniu się napięcia wejściowego. Rezystancja wypadkowa układu zmienia się skokowo /rys. 44/. Im więcej będzie zastosowanych diod, tym bardziej płynnie można kształtować charakterystykę rezystancji R/U_{we} /.

Obecnie największe zastosowanie znajdują układy korekcji z nieliniarną rezystancją w obwodzie katody lampy wzmacniającej lub obwodzie emitera tranzystora. Jako elementy nieliniarne stosuje się diody. Na rys. 45 podano schemat wzmacniacza z nieliniarną rezystancją w emiterze. Jest to wzmacniacz z ujemnym sprzężeniem zwrotnym w obwodzie emiterowym. Zmianę wzmocnienia takiego układu uzyskuje się przez zmianę ujemnego sprzężenia zwrotnego w obwodzie emiterowym w funkcji zmian poziomu sygnału wejściowego. Gdy poziom napięcia wejściowego wzrasta, diody I i II, które mają odpowiednio dobrane napięcia wstępne, kolejno przestaną przewodzić. Wypadkowa rezystancja w obwodzie emiterowym tranzystora rośnie i wzmocnienie maleje. Diody III i IV włączone w kierunku przeciwnym działają odwrotnie. Przy odpowiednio dużej liczbie diod włączonych w obu kierunkach, charakterystykę układu w funkcji zmian poziomu napięcia wejściowego można kształtować w dość dowolny sposób. Charakterystyka wzmocnienia układu będzie linią łamaną. Potencjometry R'' służą do regulacji napięcia odcięcia diod, czyli długości odpowiednich odcinków charakterystyki, a potencjometrami R' reguluje się nachylenie odpowiednich jej odcinków. Układ taki można regulować w dość szerokich granicach i stosunkowo dokładnie aproksymować dużą grupę charakterystyk.

4.2. Korekcja zniekształceń fazy różnicowej

4.2.1. Wiadomości ogólne

Urządzeniom telewizyjnym wykorzystywanym do przesyłania sygnałów telewizji kolorowej stawia się dodatkowe wymagania w stosunku do urządzeń telewizji czarno-białej. Z tego powodu muszą być skompensowane zniekształcenia fazy różnicowej powstające w urządzeniach wykorzystywanych do przesyłania sygnałów telewizji kolorowej. Korekcje zniekształceń fazy różnicowej przeprowadza się zwykle w nadajniku telewizyjnym, ponieważ ze względu na występujące duże amplitudy przesyłanych sygnałów jest on największym źródłem zniekształceń różnicowych w torze przesyłowym. Ponadto w nadajniku jako ostatnim ogniwie toru transmisyjnego można skompensować zniekształcenia całego toru przesyłowego.

Zadaniem korektora jest skompensowanie zniekształceń fazy różnicowej, która została wprowadzona w całym torze przesyłowym. Kompensację realizuje się przez wprowadzenie do sygnału zniekształceń fazy różnicowej przeciwnego znaku. Suma zniekształceń na wyjściu układu powinna być równa zeru.

Charakterystycznymi parametrami korektorów fazy różnicowej są: zakres i dokładność korekcji. Zakres fazy różnicowej można określić jako największą wartość wprowadzanej przez korektor zmiennej fazy zależnej od poziomu sygnału luminancji, jaką można uzyskać z korektora przy maksymalnie dopuszczalnych zniekształceniach.

Pojęcie zakresu korekcji można rozumieć szerzej jako pewien

obszar we współrzędnych $/U_L, \varphi/$ rys. 46, w którym z pewną określoną dokładnością można aproksymować dany przebieg fazy różnicowej w funkcji poziomu sygnału luminancji [13]. Dokładność korekcji można określić jako maksymalną wartość fazy różnicowej na wyjściu układu telewizyjnego, w którym się znajduje korektor fazy różnicowej. Dokładność korekcji wynika ze sposobu aproksymacji fazy różnicowej /linia krzywa lub łamana/ i z charakteru przebiegu fazy różnicowej jako funkcji poziomu sygnału luminancji w zakresie czerni-biel.

Bardzo istotną sprawą jest stabilność pracy układu w funkcji zmian temperatury, napięć zasilających oraz starzenia się elementów. Stabilność ma duży wpływ na zakres i dokładność korekcji fazy różnicowej. Zakres korekcji ograniczają zniekształcenia wzmocnienia różnicowego, które ograniczają praktycznie osiągalny zakres korekcji.

4.2.2. Układ korekcji z prostym przesuwnikiem fazy

Najprostszym układem do korekcji fazy różnicowej jest zwykły dzielnik RC, przy czym R lub C musi zależeć od poziomu sygnału luminancji. Schemat takiego przesuwnika fazy pokazano na rys.47.

Jako zmienną pojemność można wykorzystać diodę waraktorową spolaryzowaną zaporowo. Na rys. 48 podano charakterystykę zmian pojemności złącza p-n w funkcji napięcia na diodzie. Dużą wadą tego układu jest konieczność doprowadzenia dużego napięcia sygnału wizji /około $30 V_{pp}$ / dla uzyskania zmian pojemności w pełnym zakresie od C_{min} do C_{max} .

Schemat układu korektora z prostym przesuwnikiem fazy [13] podano na rys. 49. W tym układzie przesuwnik fazy tworzą rezystancja R i pojemność diody waraktorowej D . Przesuwnik fazy jest zasilany z wtórnika emiterowego. Napięcie wstępne na diodzie waraktorowej jest ustalane za pomocą potencjometru P . Na rys. 50 podano wykres wektorowy układu korekcji przedstawionego na rys. 49. Zaletą tego układu jest jego prostota. Do wad tego układu można zaliczyć: 1/ zależność napięcia wyjściowego od przesunięcia fazy, to znaczy że układ wprowadza zmiany amplitudy w funkcji poziomu sygnału luminancji, czyli wzmocnienie różnicowe; 2/ uzyskane przesunięcie fazy jest zależne od częstotliwości /rys. 51/, to znaczy że układ wprowadza przesunięcie fazy w całym pasmie sygnału wizyjnego; 3/ trudności w skonstruowaniu korektora z prostym przesuwnikiem fazy, który można by regulować w szerokich granicach, to znaczy dostosować do różnorodnych przebiegów charakterystyk fazy różnicowej.

4.2.3. Układy z sumowaniem dwóch sygnałów

a. Korektor fazy różnicowej z układem różniczkującym

Ogólny schemat blokowy korektora z układem różniczkującym pokazano na rys. 52 [14]. Sygnał wejściowy rozdziela się na dwa tory. Pierwszy tor zawiera linię opóźniającą. W drugim torze sygnał przechodzi przez ogranicznik z układem odtwarzania składowej stałej, wzmacniacz z regulowanym wzmocnieniem i przez układ różniczkujący RC lub RL . Następnie oba sygnały dodaje się w układzie sumującym.

Ogranicznik pracuje na tej zasadzie, że przepuszcza tylko tę część sygnału, która wymaga korekcji fazy. Zasadę działania korektora można wyjaśnić na wykresach wektorowych podanych na rys. 53, 55 i 56. Wykres wektorowy napięcia na wyjściu linii opóźniającej jest pokazany na rys. 53. Napięcie wyjściowe e_2 jest przesunięte w stosunku do napięcia wejściowego e_1 o kąt, którego wielkość jest proporcjonalna do częstotliwości, zaś amplituda jego nie ulega zmianie. Układ różniczkujący jest prostym układem RC lub RL /rys. 54/. Wykres wektorowy napięć takiego czwórniaka dla różnych częstotliwości pokazano na rys. 55.

W układzie sumującym odbywa się proces wektorowego dodawania napięć /rys. 56/. Napięcie wypadkowe jest sumą napięcia e_2 przychodzącego z wyjścia linii opóźniającej oraz napięcia e_4 z układu różniczkującego. W wyniku sumowania napięcia e_2 przychodzącego z linii opóźniającej oraz napięcia e_4 z wyjścia układu różniczkującego powstanie napięcie e_5 o amplitudzie równej e_2 , lecz przesuniętej o kąt $\Delta\varphi$. Przy wyborze odpowiedniej wartości opóźnienia linii opóźniającej oraz granicznej częstotliwości układu różniczkującego amplituda napięcia przesuniętego zmieni się tylko nieznacznie w stosunku do przyrostu $\Delta\varphi$, które jest w przybliżeniu proporcjonalne do częstotliwości.

Cechą charakterystyczną tej metody korekcji [14] jest to, że naruszenie liniowości układu nie wymaga regulacji charakterystyki tłumieniowej i fazowej. Zmiana fazy jest proporcjonalna do amplitudy napięcia e_3 i można ją nastawiać za pomocą regulacji wzmocnienia. Z tego wynika, że charakterystyka fazy różnicowej jest określona charakterystyką przenoszenia ogranicznika.

b. Układ z wydzielaniem sygnału podnośnej

W układzie z wydzielaniem sygnału podnośnej całkowity sygnał wizyjny zostanie rozdzielony na dwa tory. Jeden tor sygnału jest torem linearnym. W drugim torze znajduje się wzmacniacz nieliniowy, który wprowadza zmiany wzmocnienia sygnału w funkcji zmian poziomu sygnału luminancji. Następnie w układzie sumującym dodaje się oba przebiegi. Wektory napięć sygnałów podnośnej dodaje się pod pewnym kątem. Wektor wypadkowy ma w przybliżeniu stałą amplitudę, natomiast przesunięcie fazy tego wektora względem wektora napięcia sygnału wejściowego jest zależne od poziomu sygnału luminancji na wejściu układu. Ogólny schemat blokowy takiego korektora podano na rys. 57.

Całkowity sygnał wizyjny doprowadzony do wzmacniacza wstępnego rozdziela się na dwa tory. Jeden tor zawiera linię opóźniającą i przenosi całkowity sygnał obrazu kolorowego. Tor drugi zawiera układ odtwarzania składowej stałej, wzmacniacz nieliniarny sterowany całkowitym sygnałem wizyjnym oraz filtr pasmowo-przepustowy, który wydziela z całkowitego sygnału wizyjnego pasmo sygnału chrominancji. Następnie oba sygnały sumują się w układzie linearnym sumującym pod pewnym określonym kątem Θ / rys. 58/.

Wzmocnienie wzmacniacza nieliniarnego jest zależne od poziomu sygnału luminancji. Analogicznie funkcją poziomu sygnału luminancji jest również przesunięcie fazy sygnału U_{wy} względem sygnału U_1 . To zmienne przesunięcie fazy kompensuje zniekształcenia fazy różnicowej sygnału korygowanego. Przy sumowaniu napięć może wystąpić pewna zmiana amplitudy wektora U_{wy} , jednak okazuje się, że przez dobranie odpowiedniej wartości kąta Θ sumo-

wania wektorów, zniekształcenie to można zredukować do wartości rzędu kilku procent przy zakresie zmian fazy rzędu 40° [13]. Do nastawienia odpowiedniej wartości kąta θ służy linia opóźniająca. Filtr pasmowo-przepustowy przenosi tylko pasmo sygnału podnośnej chrominancji i w związku z tym zmienne w funkcji poziomu sygnału luminancji przesunięcie fazy dotyczy tylko pasma podnośnej sygnału luminancji. Jako wzmacniacz nieliniarny można zastosować układ pokazany na rys. 45. Jest to wzmacniacz z ujemnym sprzężeniem zwrotnym w obwodzie emiterowym.

Na rysunku 59 podano schemat blokowy korektora fazy różnicowej nadajnika telewizyjnego [13].

Do wejścia układu doprowadza się całkowity sygnał wizyjny, który jest rozdzielany na dwa tory. W pierwszym torze sygnał jest wzmacniany do wartości niezbędnej do prawidłowego wysterowania wzmacniacza nieliniarnego i po przejściu przez wtórnik jest doprowadzony do układu odtwarzania składowej stałej. Wzmacniacz nieliniarny musi być bowiem sterowany w sposób jednoznaczny, ponieważ wraz ze zmianą składowej stałej na wejściu wzmacniacza zmieniałyby się wartości napięć sygnału wizyjnego, przy których następowaloby włączanie poszczególnych diod w układzie wzmacniacza nieliniowego. W celu ustalenia określonego przebiegu fazy różnicowej napięcia poszczególnych diod muszą być nastawione w ściśle określony sposób. Odtwarzanie składowej stałej przeprowadza się w komutowanym układzie odtwarzania składowej stałej. W celu zapewnienia odpowiednich rezystancji przed i po układzie odtwarzania włączono wtórniki. Następnie całkowity sygnał wizyjny o określonym poziomie składowej stałej doprowadza się do wzmacniacza nie-

linearnego, który jest głównym elementem regulacyjnym korektora. Wzmocnienie wzmacniacza jest zależne od poziomu sygnału luminancji na jego wejściu. Kształt charakterystyki wzmocnienia można zmieniać w dość szerokim zakresie. Sygnał wizyjny, o amplitudzie zależnej od poziomu sygnału luminancji na wejściu wzmacniacza nieliniarnego, jest z jego wyjścia doprowadzony poprzez wtórnik do filtru przepustowego na pasmo sygnału chrominancji. Dzięki wydzieleniu pasma sygnału chrominancji w torze zawierającym wzmacniacz nieliniarny zmiany fazy podnośnej zależne od poziomu sygnału luminancji będą występowały tylko w tym pasmie częstotliwości. Z wyjścia filtru pasmowo-przepustowego sygnał podnośnej przechodzi przez wtórnik i filtr pasmowo-zaporowy oraz następny wtórnik do układu sumującego. Zadaniem filtru zaporowo-przepustowego jest tłumienie drugich harmonicznych pasma podnośnej, które mogą powstać we wzmacniaczu nieliniowym. Częstotliwość środkowa filtru pasmowo-przepustowego jest równa podnośnej chrominancji, a zaporowo-przepustowego jej drugiej harmonicznej.

W drugim torze sygnał wizyjny przechodzi przez linię opóźniającą, która wprowadza odpowiednie przesunięcie fazy sygnału podnośnej chrominancji względem podnośnej w torze pierwszym o kąt θ /rys. 58/. Po przejściu przez wtórnik zapobiegający oddziaływaniu układu sumującego na linię opóźniającą sygnał jest doprowadzony do wejścia układu sumującego.

Na skutek zmiany amplitudy sygnału podnośnej w torze I przy stałym kącie sumowania θ wektorów U_1 i U_2 zmienia się kąt fazowy φ między wektorem U_2 a wektorem wypadkowym U_{wy} . Zmia-

na kąta fazowego φ w funkcji zmian napięcia luminancji będzie miała charakter bardzo zbliżony do charakteru zmian wzmocnienia wzmacniacza nieliniowego w funkcji poziomu sygnału luminancji. Wobec tego przez odpowiednią regulację charakterystyki wzmocnienia wzmacniacza można uzyskać odpowiedni przebieg fazy różnicowej korektora.

Na rysunku 60 podano charakterystyki kąta przesunięcia fazy φ jako funkcji amplitudy napięcia U_1 [13] dla różnych kątów Θ . Z rysunku tego wynika, że przebieg zmian fazy w funkcji zmian długości wektora U_1 , to znaczy w funkcji zmian wzmocnienia wzmacniacza nieliniowego, jest z dużą dokładnością prostoliniowy. W związku z tym charakter zmian kąta fazowego w funkcji zmian poziomu luminancji będzie bardzo zbliżony do charakteru zmian wzmocnienia wzmacniacza nieliniowego w funkcji tego samego parametru.

Przy zmianie długości wektora U_1 /rys. 58/ będzie się zmieniać nie tylko kąt φ , lecz także długość wektora U_{wy} /to znaczy wielkość napięcia podnośnej wychodzącego z korektora fazy różnicowej/. To znaczy, że będą w układzie powstawały zniekształcenia wzmocnienia różnicowego. Okazało się, że przy pewnym określonym kącie sumowania wektorów Θ zniekształcenia te będą bardzo małe przy wystarczająco dużym zakresie zmian fazy φ . Na rysunku 61 podano charakterystyki zniekształceń wzmocnienia różnicowego [13] w funkcji zmian długości wektora U_1 dla różnych wartości kąta φ . Z rysunku tego wynika, że przy założonym kącie korekcji 20° optymalna wartość kąta Θ wynosi 100° . Wzmocnienie różnicowe dla tego przypadku nie przekracza 1,4%. Przy zwiększe-

niu zakresu korekcji do 30° należałoby kąt Θ zwiększyć do 105° . Wartość wzmocnienia różnicowego wyniesie wówczas 3,5%.

4.2.4. Układ korekcji z sumowaniem trzech sygnałów

Układ do korekcji zniekształceń fazy różnicowej z dodawaniem dwóch sygnałów korekcyjnych do sygnału podstawowego przedstawiono w pracy [15]. Korekcję zniekształceń fazy różnicowej uzyskuje się przez dodanie do sygnału głównego dwóch innych sygnałów odpowiednio opóźnionych lub przyspieszonych. Na rys. 62 pokazano wykres wektorowy napięć do częstotliwości podnośnej sygnału chrominancji. Na rys. 62 wektor sygnału wejściowego oznaczono AB, a BC i CD - wektory sygnału korekcyjnego. Po dodaniu tych wektorów uzyskuje się wektor wypadkowy AD z ujemną korekcją fazy Φ_1 . Zmniejszając amplitudę wektorów napięcia korekcyjnego do BE i EF / rys. 62/ uzyskuje się korekcję fazy ujemnej Φ_2 . Na rys. 62b/ wektory napięć korekcyjnych są przesunięte o 180° i wprowadzają dodatnią korekcję fazy.

Za pomocą tego układu można uzyskać korekcję fazy różnicowej do 16° . Względna amplituda i faza sygnałów korekcyjnych są takie, że przy korekcji dowolnego przebiegu charakterystyka tłumieniowa zmieni się mniej niż 0,5 dB przy częstotliwości 5,5 MHz.

Na rysunku 63 pokazano schemat układu. Lampy V_1 , V_2 i V_3 mają wspólny opór anodowy, a lampy V_1 i V_2 tworzą układ o sprzężeniu katodowym. Sygnał wejściowy dochodzi do siatki lampy V_3 poprzez linię opóźniającą. Lampa V_3 na wyjściu dostarcza sygnał o odpowiednim przesunięciu w stosunku do napięć korekcyjnych. Sygnały korekcyjne są wytwarzane w lampach V_2 i V_3 w połączeniu

ze wzmacniaczem bramkowym na lampie V_4 , który może być tak wyregulowany, aby można było uzyskać sygnały korekcyjne na dowolnej części przebiegu. Zastosowanie 8 takich wzmacniaczy o wspólnym oporze anodowym, lecz o niezależnym ustawieniu punktu pracy każdego z nich układ zapewnia uzyskanie korekcji do 16° według żadanego przebiegu. Odwrócenie fazy podnośnej na wyjściu wzmacniacza bramkowego odwraca fazę korekcji.

5. KOREKCJA ZNIEKSZTAŁCENÍ PODNOŚNEJ CHROMINANCJI PRZESYŁANEJ W OKRESIE WYGASZANIA

We wszystkich stosowanych obecnie systemach telewizji kolorowej przesyła się podnośną chrominancji na poziomym impulsie gaszącym. W systemach telewizji kolorowej z modulacją kwadraturą podnośna jest przesyłana na tylnej części impulsu gaszącego w postaci impulsu składającego się z kilku sinusoid podnośnej i służy do synchronizacji generatora lokalnego w urządzeniu odbiorczym. W systemie telewizji kolorowej SECAM podnośna jest wygaszana na przedniej części poziomego impulsu wygaszania, natomiast przesyłana jest na tylnej jego części. Takie wcześniejsze pojawienie się podnośnej chrominancji sprawia, że związane z tym stany nieustalone w obwodach detektora odbiornika /czas ustalania jest długi ze względu na zastosowanie układu deemfazy/ występować będą tylko podczas trwania impulsu wygaszania linii. W ten sposób wszystkie układy znajdują się w stanie ustalonym przed pojawieniem się właściwego sygnału chrominancji, co umożliwia wcześniejsze nasylenie limiterów i dyskryminatorów, eliminując w ten sposób szumy charakterystyczne odbioru FM przy braku podnośnej.

Z drugiej strony istnienie sygnału podnośnej o częstotliwości spoczynkowej f_{OR} i f_{OB} umożliwia uzyskanie po detekcji zerowego poziomu odniesienia.

Jeżeli taki sygnał przesyła się przez tor przesyłowy, gdzie występuje odtwarzanie składowej stałej na tylnej części poziomego impulsu gaszącego, to podnośna chrominancji może zostać stłumiona częściowo lub zupełnie. Na skutek tego powstaną zniekształcenia amplitudy i fazy podnośnej chrominancji, które wywołają zniekształcenia odtwarzanego obrazu kolorowego. W związku z tym należy unikać podobnych zniekształceń wprowadzanych przez układy odtwarzania składowej stałej i zastosować odpowiednie środki zapobiegawcze.

Do odtwarzania składowej stałej sygnałów telewizji kolorowej SECAM stosuje się następujące układy:

1. Układ odtwarzania składowej stałej z obwodem rezonansowym.
2. Układ odtwarzania składowej stałej z rezystancją.
3. Układ odtwarzania składowej stałej z kompensacją tłumienia amplitudy.

Układ odtwarzania składowej stałej z obwodem eliminującym zawiera równoległy obwód rezonansowy. Schemat blokowy takiego układu pokazano na rys. 64. Z tego rysunku wynika, że umieszczenie równoległego obwodu rezonansowego w obwodzie odtwarzania składowej stałej nastrojonego na częstotliwość podnośnej chrominancji przedstawia bardzo duży opór dla tej częstotliwości i dlatego podnośna chrominancji przy przejściu przez układ z odtwarzaniem składowej stałej nie będzie tłumiona.

Przeprowadzone badania wykazały [16], że poza czasem kluczowania w takim układzie powstaje szeregowy obwód rezonansowy utworzony z pojemności diody C_2 /rys. 64/, pojemności kondensatora C_1 i indukcyjności obwodu L_1 , który może spowodować poniżej częstotliwości podnośnej duży spadek na charakterystyce tłumieniowej /"siodło"/.

Częstotliwość rezonansową obwodu można obliczyć za pomocą następującej zależności

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L/C_1 + C_2}} \quad /24/$$

gdzie: C_1 - pojemność obwodu rezonansowego
 C_2 - pojemność diody lub tranzystora
 L - indukcyjność obwodu

Ze względu na to, że $C_2 \ll C_1$ szeregowy rezonans leży w pobliżu rezonansu równoległego. Szeregowy obwód rezonansowy jest tłumiony rezystancją uzyskaną z równoległego połączenia R_o i R_e . Jeżeli przyjmiemy, że źródłem sygnału jest wtórnik o małej rezystancji wejściowej $R_o < 1 \Omega$, to oddziaływanie obwodu można praktycznie pominąć. Praktyczne wartości układu tranzystorowego podane na rys. 64 są następujące: $R_o < 1 \Omega$, rezystancja wejściowa źródła następnego układu: $R_e > 500 \text{ k}\Omega$, pojemność kondensatora sprzęgającego $C_k = 67 \text{ nF}$.

Przeprowadzone badania eksperymentalne wykazały [16], że układ pracuje prawidłowo. Wpływ rezonansu szeregowego na podnośną chrominancji jest bardzo mały i praktycznie niemierzalny. Układ pracuje także prawidłowo w zakresie małych częstotliwości.

Przy impulsach o częstotliwości 50 Hz i amplitudzie 100% stan nieustalony kończy się w przybliżeniu po 5 + 6 liniach. Zmiany składowej stałej przy włączaniu i wyłączaniu podnośnej są mniejsze niż 1%.

Inny układ odtwarzania składowej stałej pokazano na rys. 65. W tym układzie obwód rezonansowy został zastąpiony rezystorem R_r , który zapewnia dużą rezystancję w punkcie stabilizacji poziomu i nie wpływa na sygnał podnośnej chrominancji. Wprawdzie rezystor ten ogranicza funkcję układu, ponieważ zwiększa stałą czasu rozładowania. W związku z tym, w przypadku gdy warunki odtwarzania składowej stałej mają nie ulec zmianie, należy zmniejszyć pojemność kondensatora sprzęgającego C_k . Na rys. 65 podano schemat tranzystorowego układu odtwarzania składowej stałej z rezystorem szeregowym. Przy rezystancji źródła stopnia sterującego $R_o = 1 \Omega$ jego wartość powinna wynosić w przybliżeniu 100Ω . To powoduje zwiększenie czasu trwania procesów przejściowych, które można zmniejszyć przez zmniejszenie pojemności sprzęgającej C_k , na przykład do wartości 10000 pF , a to z kolei narzuca warunek dużej rezystancji wejściowej następnego stopnia, aby spadek amplitudy sygnału w czasie linii był mniejszy od 1%. Rezystancja wejściowa następnego stopnia powinna być większa od $700 \text{ k}\Omega$. Taką rezystancję wejściową można zrealizować za pomocą specjalnego układu lub tranzystora polowego.

W pracy [16] przedstawiono inny układ odtwarzania składowej stałej, zwany także układem z kompensacją tłumienia amplitudy. Schemat takiego układu pokazano na rys. 66. W tym układzie podnośną chrominancji odfiltrowuje się z całkowitego sygnału telewi-

zyjnego i doprowadza przez drugi tranzystor T_2 do emitera tranzystora kluczującego. Napięcie w punkcie A odpowiada amplitudzie i fazie napięcia wejściowego w czasie kluczkowania. Dzięki zastosowaniu równoległego obwodu rezonansowego zostaną wyeliminowane napięcia stałe, małej częstotliwości 50 Hz i inne zmiany potencjałów spowodowane zmianami średniej wartości sygnału, a w punkcie A wystąpi tylko podnośna chrominancji. W czasie działania impulsu kluczującego potencjał na emiterze podaje się na pojemność sprzęgającą C_k . Przy odpowiednim dobraniu amplitudy doprowadzanej w ten sposób podnośnej kompensuje się tłumienie amplitudy podnośnej chrominancji w całkowitym sygnale telewizyjnym. W czasie pracy układu kluczującego podnośna chrominancji przechodzi bez zmian i jej amplituda jest stała.

W układach praktycznych stosuje się następujące wartości: $R_o < 1 \Omega$; $R_e = 500 \text{ k}\Omega$, $C_k = 47000 \text{ pF}$. W celu zapewnienia kompensacji tłumienia amplitud dla obu podnośnych /4,25 MHz i 4.406 MHz/ systemu SECAM szerokość obwodu rezonansowego dobiera się za pomocą rezystancji równoległej.

Badania eksperymentalne wykazały [16], że w zakresie częstotliwości podnośnej obserwuje się wzrost charakterystyki tłumieniowej o 1%. Przy kaskadowym połączeniu pięciu układów kluczujących efekt ten wzrasta do 5%. Układ pracuje tak że prawidłowo w zakresie małych częstotliwości. Przy napięciu prostokątnym o częstotliwości 25 Hz i amplitudzie 100% stany przejściowe kończą się praktycznie po czasie 5 * 6 linii.

Podnośną chrominancji w czasie pracy układu kluczującego praktycznie przesyła się ze stałą amplitudą.

Układ jest także bardzo odporny na zmiany składowej stałej. Przy kaskadowym połączeniu pięciu układów kluczujących, przy wyłączaniu i włączaniu podnośnej składowa stała zmienia się mniej niż 1%.

Wszystkie trzy wyżej rozpatrywane układy zapewniają znikomy wpływ układu odtwarzania składowej stałej na podnośną chrominancji. Najmniejszym nakładem dodatkowych kosztów charakteryzuje się układ z szeregowym rezystorem /rys. 65/. Należy podkreślić, że układ ten nie wymaga elementów indukcyjnych i obwodu rezonansowego. W tym przypadku jednak szczególne wymagania stawia się stopniom poprzedzającym i następnym, które muszą być specjalnie zaprojektowane i wykonane, co powoduje dodatkowe koszty. Największe koszty pociąga za sobą układ z kompensacją tłumienia amplitudy podnośnej.

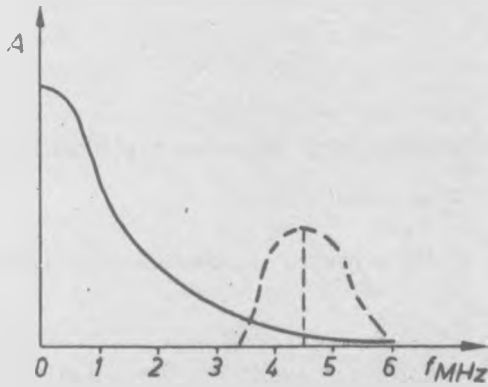
Wszystkie trzy układy zapewniają bardzo mały wpływ na amplitudę i fazę podnośnej i są one równoważne. Wybór układu zależy od dodatkowych warunków związanych z pozostałymi blokami urządzenia, w których układ odtwarzania składowej stałej będzie pracował.

WYKAZ LITERATURY

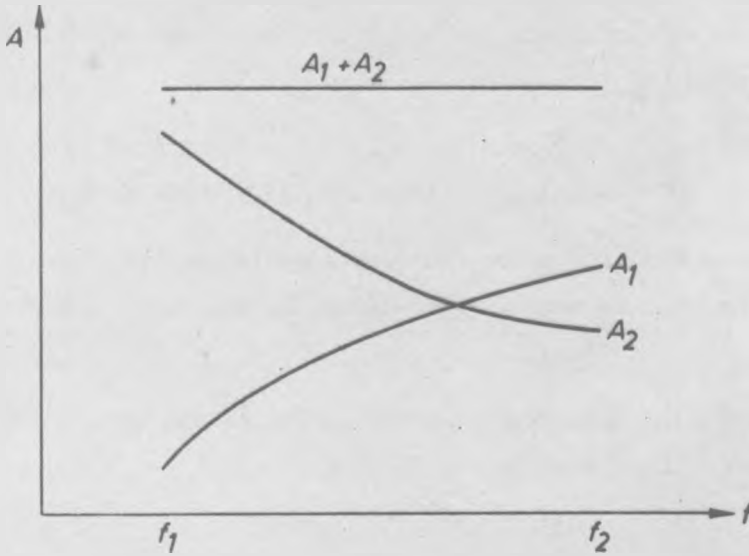
1. Evenevič O.B.: Rasčet vyravnivately amplitudno-častotnych charakterystyk dlja televizionnych soedinitel'nych linii. Elektrosvjaz' 1972 nr 2.
2. Šmidel A.A., Knava V.Z.: Rasčet amplitudnych vyravnivately. Moskva 1965.

3. Radikainen J.M.: Avtomatičeskaja regulirovka amplitudno-časotnoj charakteristiki televizionnogo trakta. Technika Kino Televidenija 1966 nr 2.
4. Kiefer D.: Entzerversucher für experimentellen Bestimmung der dimensionierung von Allpassenetzwerken. Rundfunktechn. Mitt. 1969 t. 13 nr 2.
5. Kiefer D.: Ein aktives Allpassnetzwerk kontinuierlich einstellbarer Gruppenlaufzeit im videobereich. Rundfunktechn. Mitt. 1966 t. 10 nr 2.
6. Dudziewicz J.: Podstawy telekomunikacji. Warszawa: WNT 1966.
7. Fazovaja korekcija televizionnyh peredatčikov. Moskva: Izdatel'stvo Inostrannoj Literatury 1959.
8. Lokšin A.M., Ivanov B.K.: Fazovyj korrektor dlja televizionnyh radiostancii. Sbornik Trudov NIIR 1967 nr 1/46/.
9. Kiefer D.: Gruppenlaufzeitverzerrung im Bereich der Fernsehzwischenfrequenz. Rundfunktechn. Mitt. 1964 t. 8 nr 4.
10. Smancer A.H.: Učet parazitnyh elementov zvena korrektora neravnomernosti G.V.Z. v diapazone promežutočnyh častot radiorelejnyh linii. Elektrosvjaz' 1971 nr 1.
11. Kozlovskij M.M., Ščurskij V.I.: Korekcija fazovyh iskaženij tv peredatčika na radiočastote. Elektrosvjaz' 1975 nr 11.
12. Vychodec A.V., Kovalenko V.I., Cvetova Z.P.: Nisko - častotnye i nelinejnye iskaženija v televidenii. Kiev: Technika 1975.

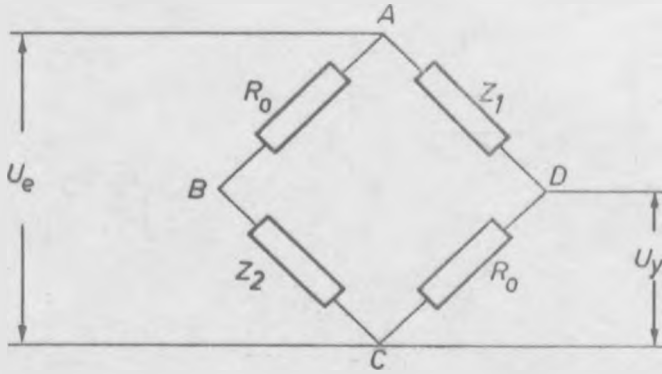
13. Szałajski J. : Korektor fazy różnicowej. Praca dyplomowa. Politechnika Warszawska 1971 r.
14. Husnik M. : Zapojeni korektora diferencjalni faze. Patentni spis br 101319.
15. Sutton: UHF television transmitter. Proceedings IEE 1966 nr 4.
16. Sovet Ekonomičeskoj Vzaimopomošči. Postojannaja Komissija po Radiotehničeskoj i Elektronnoj Promyšlennosti. Protokol 5/70. Warszawa 1970.
17. Podemski A. : Wybrane zagadnienia techniki nadawczej i transmisyjnej. Warszawa: Zjednoczenie Stacji Radiowych i Telewizyjnych 1974.
18. Hamer R., Wilkinson R.G. : V.H.F. broad - band variable group - delay equalizers. Electron. Eng. 1961 nr 8.
19. Mervyn W.D. : A versatile video - waveform corrector for TV transmitter and studio applications. IEEE Trans. Broadcast. 1973 vol. BC-19 nr 2.
20. Vouville E. : Correcteur de câble pour reseau de teledistribution. Ann. Télécomm. 1975 nr 3, 4.



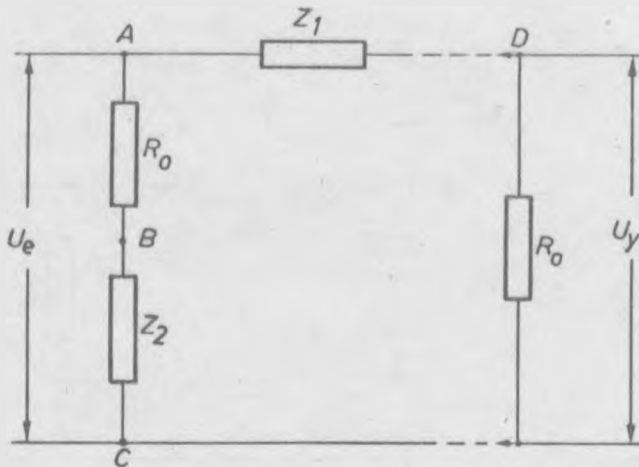
Rys. 1. Charakterystyka widma sygnału telewizji kolorowej



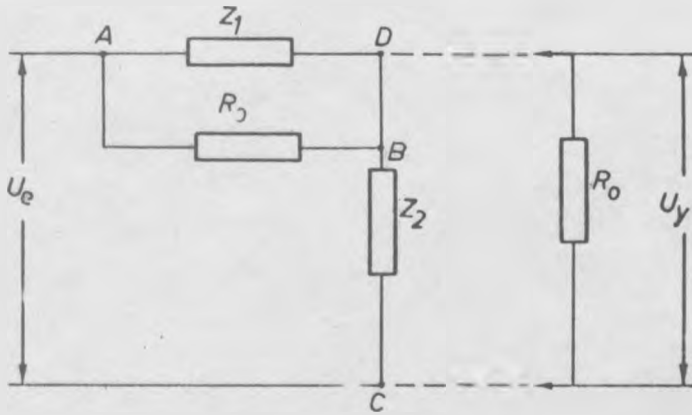
Rys. 2. Charakterystyki tłumieniowe czwórnika telewizyjnego, korektora i charakterystyka sumaryczna



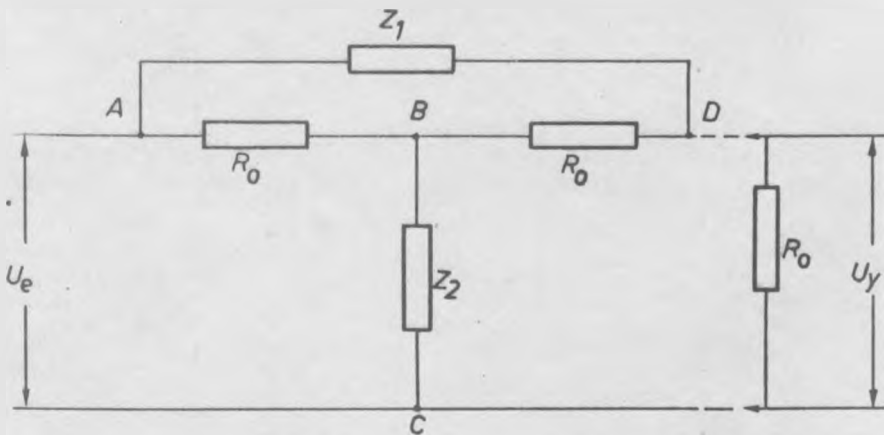
Rys. 3. Schemat układu mostkowego



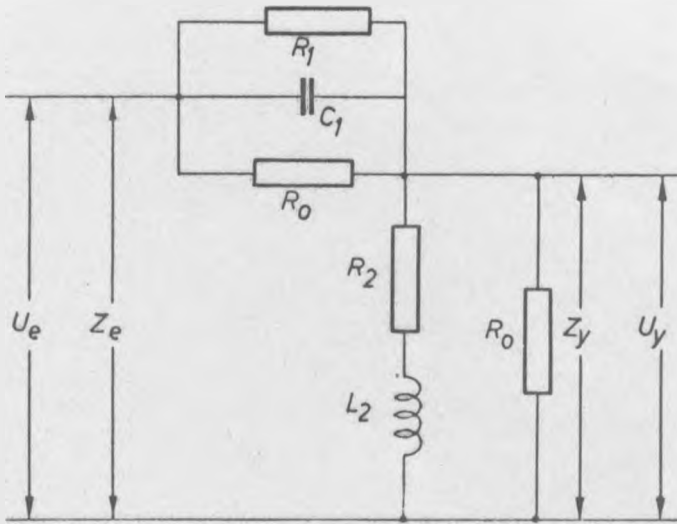
Rys. 4. Zmodyfikowany schemat układu podanego na rys. 3



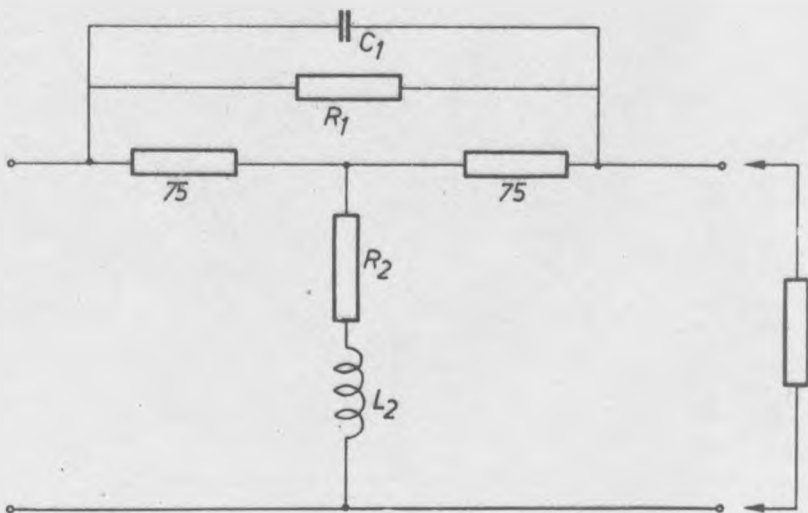
Rys. 5. Schemat niesymetrycznego czwórnika korekcyjnego



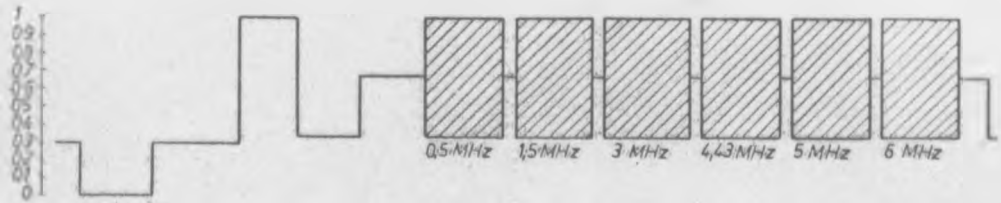
Rys. 6. Schemat symetrycznego czwórnika korekcyjnego



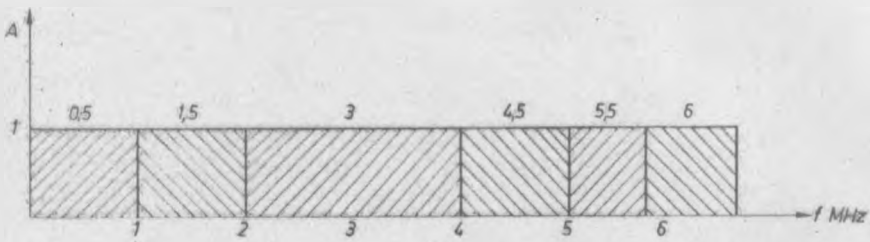
Rys. 7. Schemat układu ze wzrostem charakterystyki tłumieniowej w górnym zakresie pasma sygnału wizyjnego



Rys. 8. Schemat pojedynczego ogniwa korekcyjnego



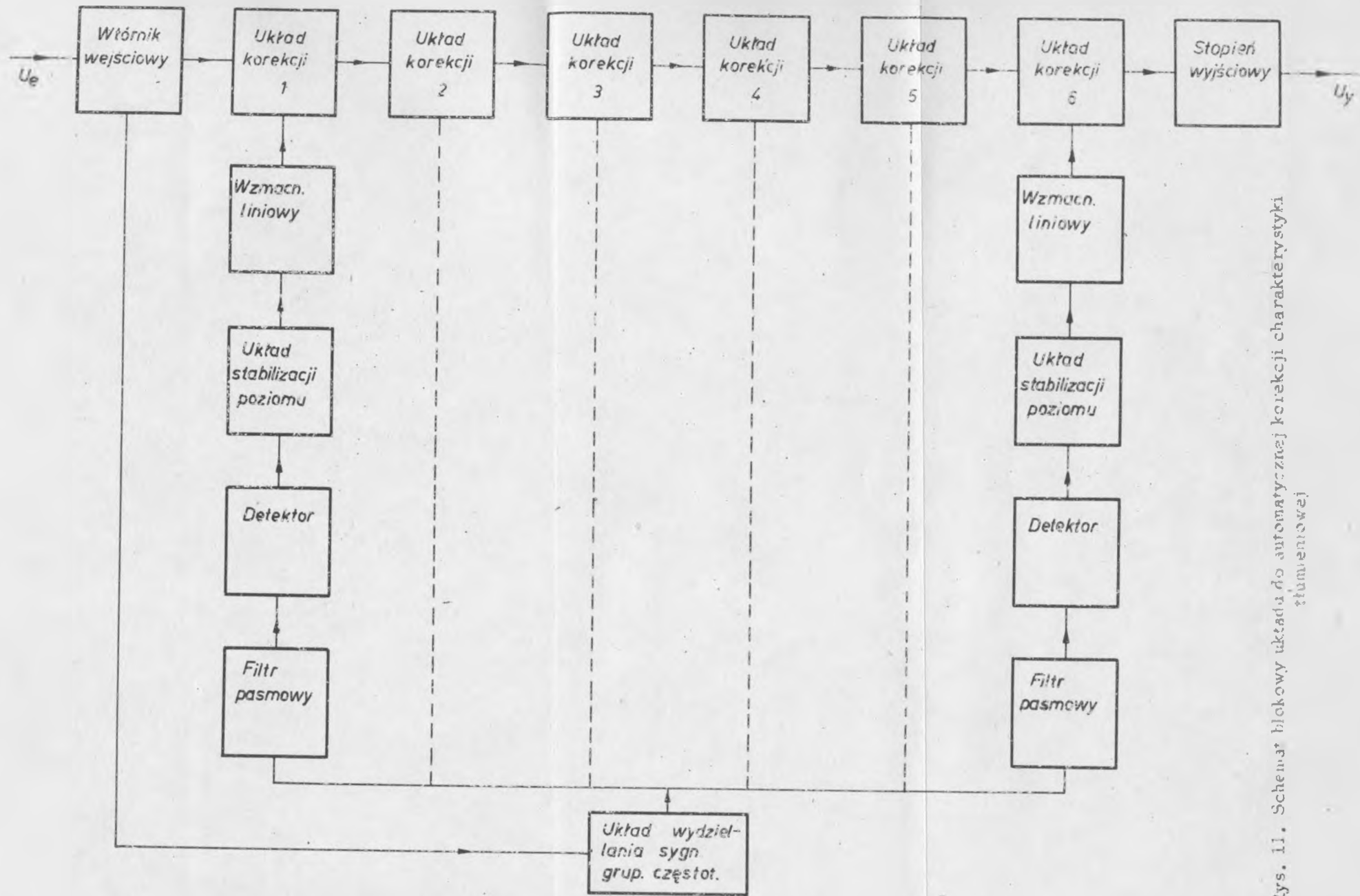
Rys. 9. Sygnał pomiarowy nadawany na linii 18



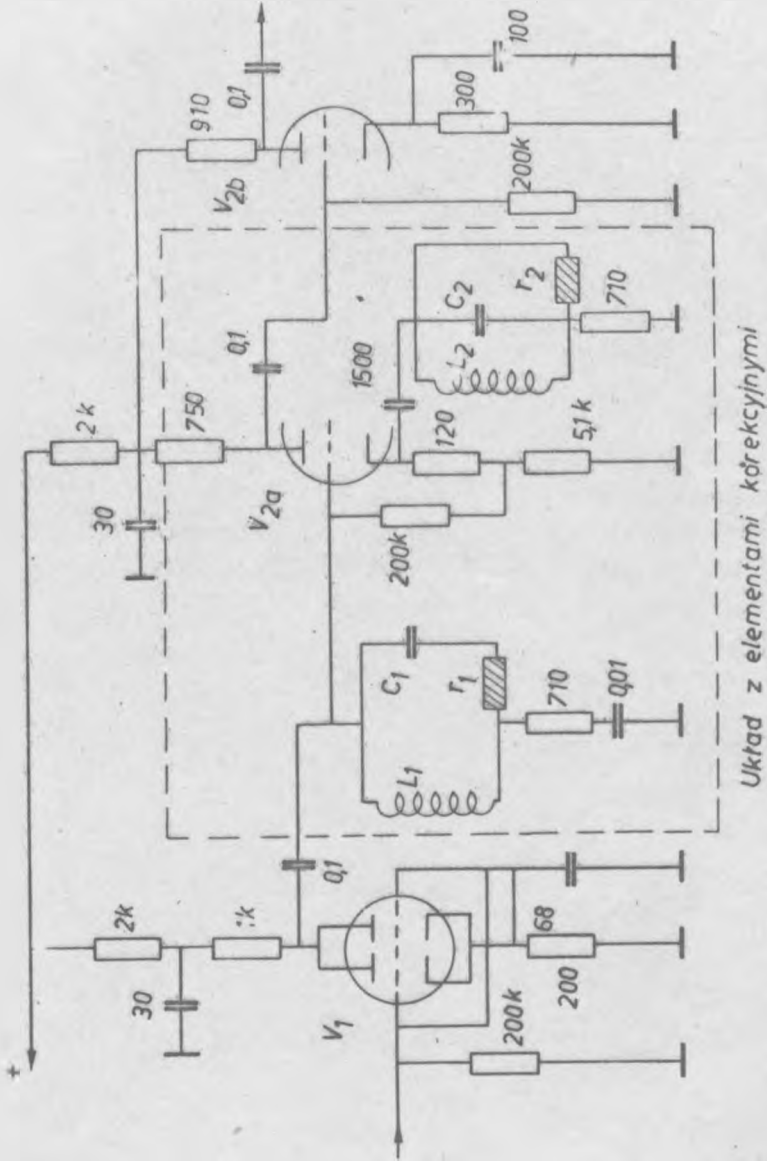
Rys. 10. Zakresy działania poszczególnych układów korekcyjnych



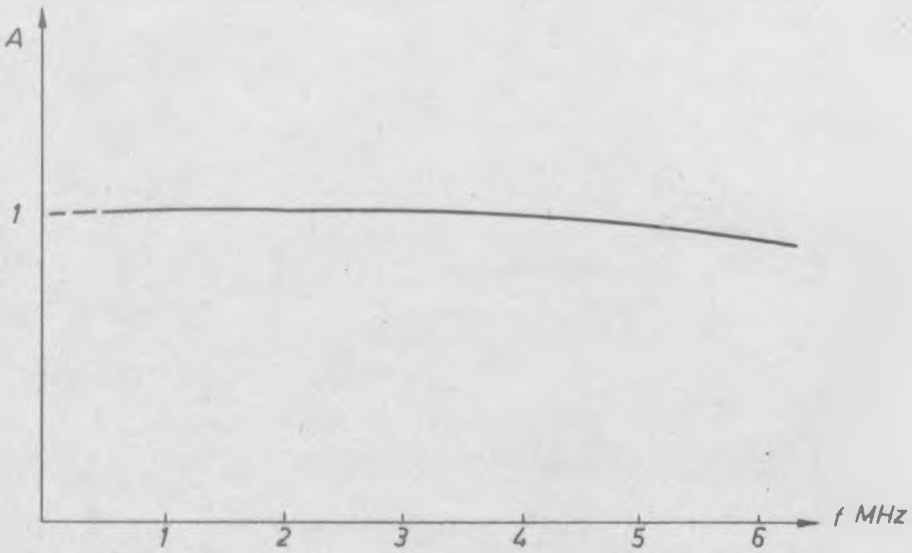
Rys. 12. Charakterystyka tłumieniowa filtra pasmowego



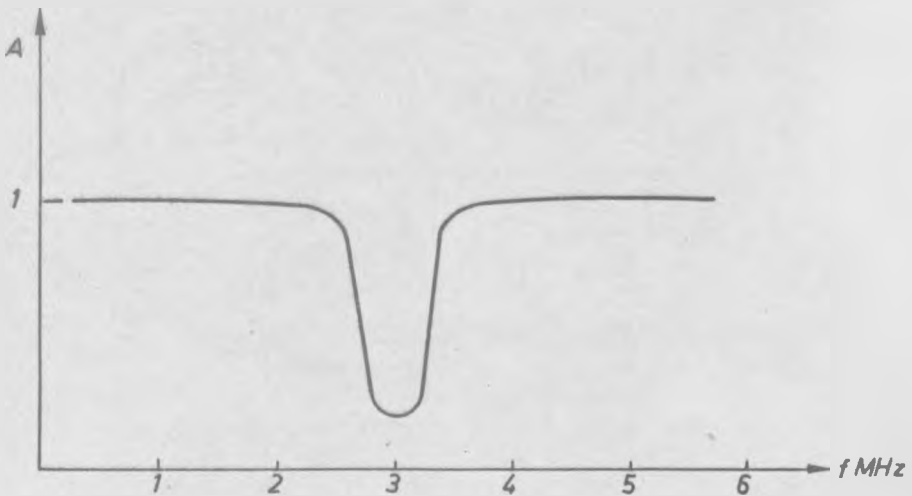
Rys. 11. Schemat blokowy układu do automatycznej korekcji charakterystyki tłumieniowej



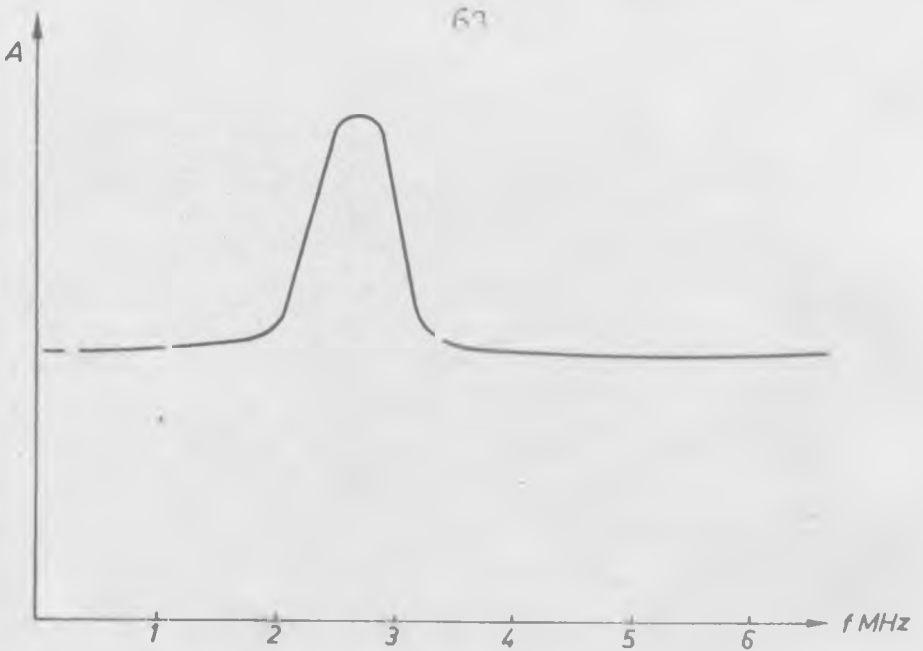
Rys. 13. Elementarne ogniwo do automatycznej korekcji charakterystyki tłumieniowej toru telewizyjnego



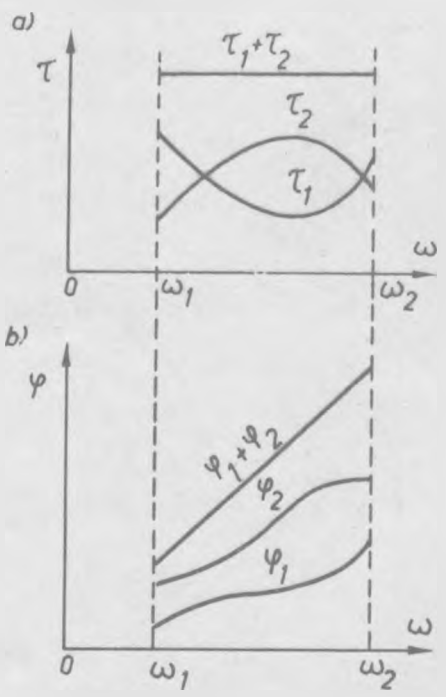
Rys. 14. Przebieg charakterystyki tłumieniowej ogniwa przy prawidłowym przebiegu charakterystyki tłumieniowej toru telewizyjnego



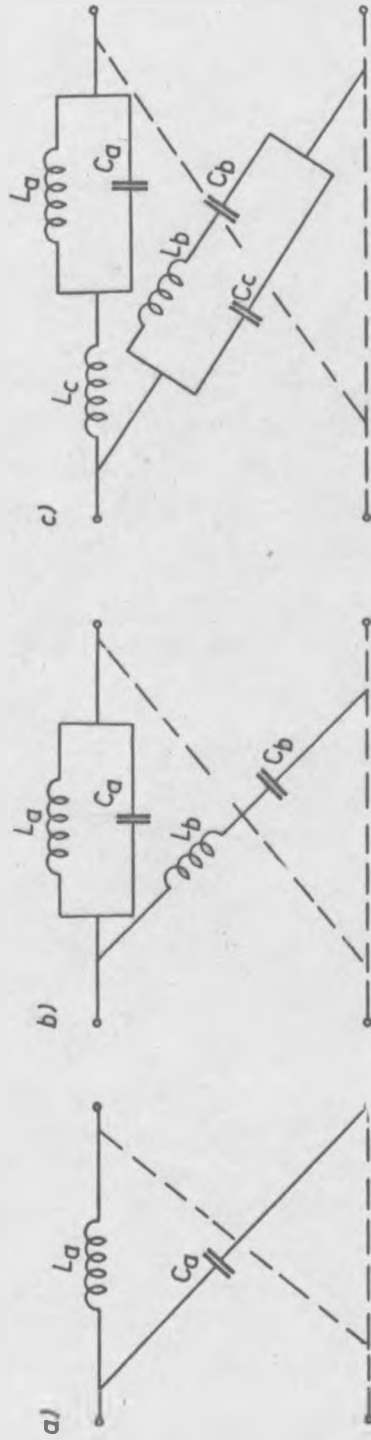
Rys. 15. Przebieg charakterystyki tłumieniowej przy maksymalnym tłumieniu w zakresie 3 MHz



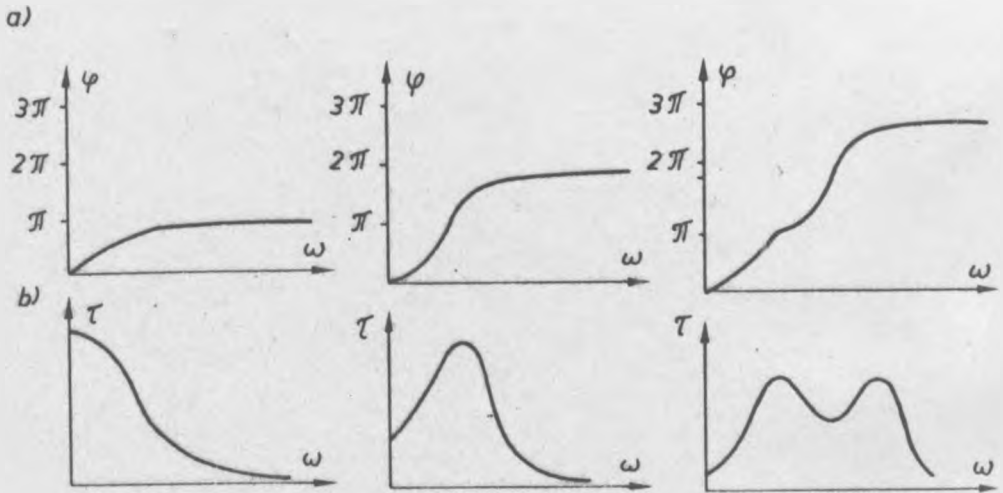
Rys. 16. Przebieg charakterystyki tłumieniowej przy maksymalnym wzmacnieniu w zakresie 3 MHz



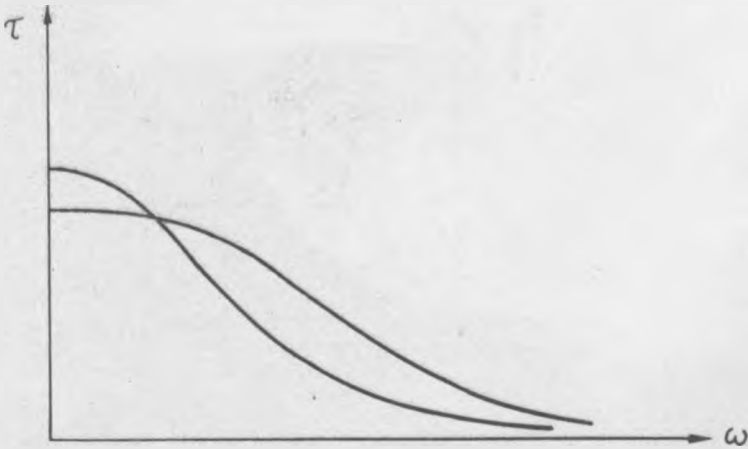
Rys. 17. Charakterystyki fazy i grupowego czasu przejścia toru transmisyjnego: a/ charakterystyki fazy, b/ charakterystyki grupowego czasu przejścia



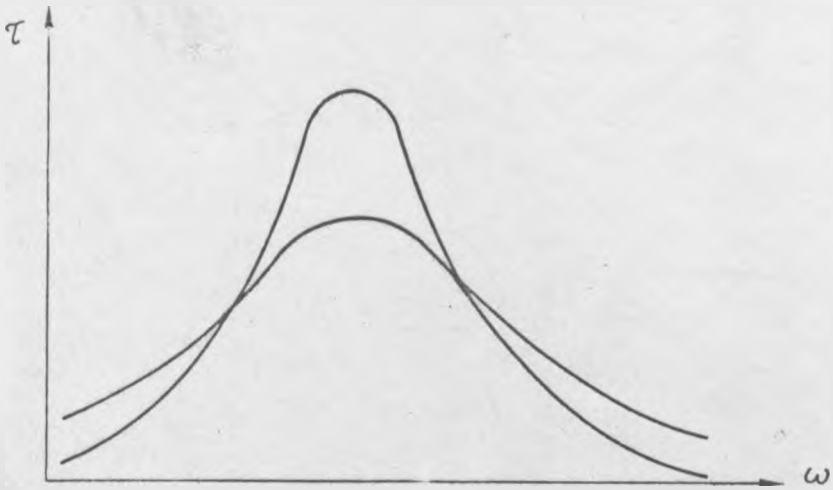
Rys. 18. Układy elementarnych korektorów fazowych



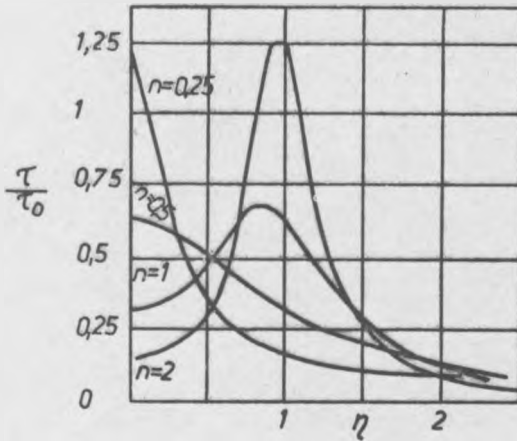
Rys. 19. Charakterystyki korektorów fazowych: a/ charakterystyki fazowe, b/ charakterystyki grupowego czasu przejścia



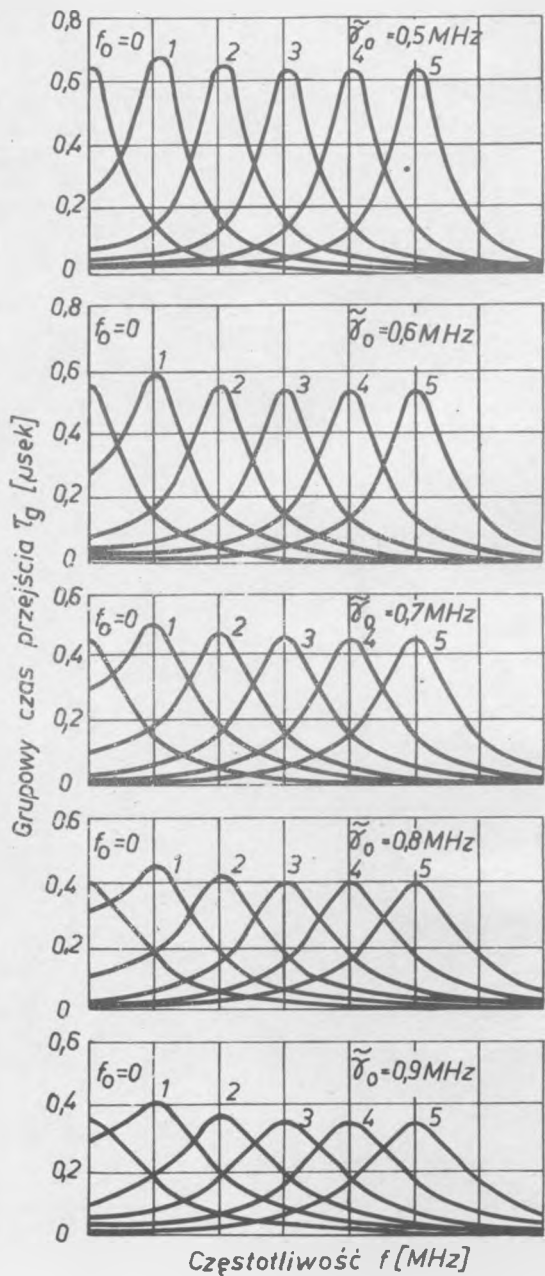
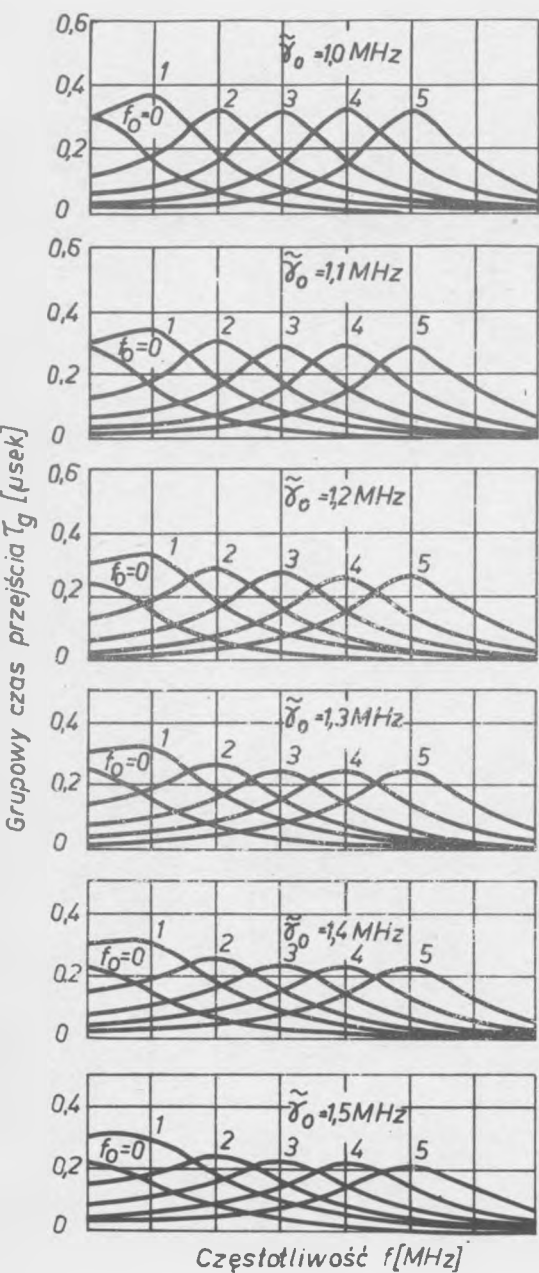
Rys. 20. Charakterystyki grupowego czasu przejścia filtru pierwszego stopnia



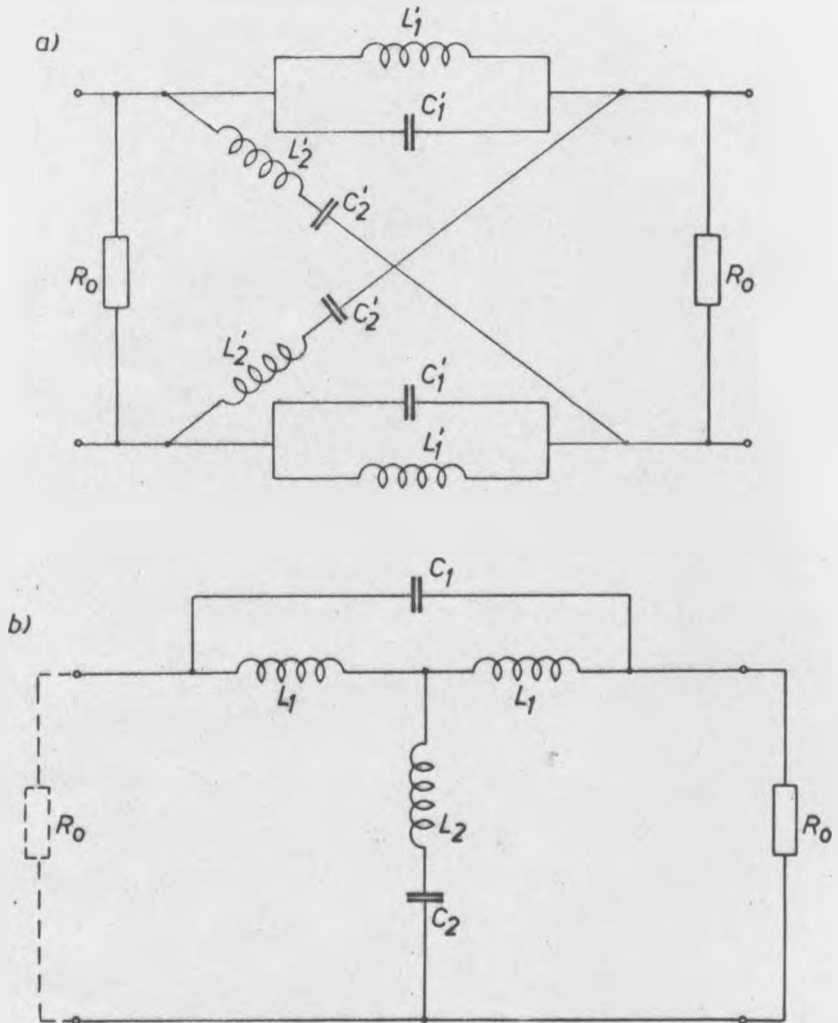
Rys. 21. Charakterystyki grupowego czasu przejścia filtru drugiego stopnia



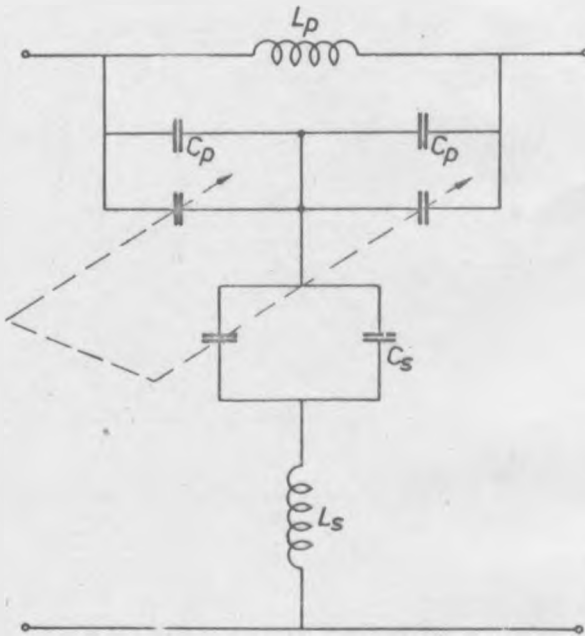
Rys. 23. Charakterystyki grupowego czasu przejścia filtru drugiego stopnia dla różnych wartości parametru n



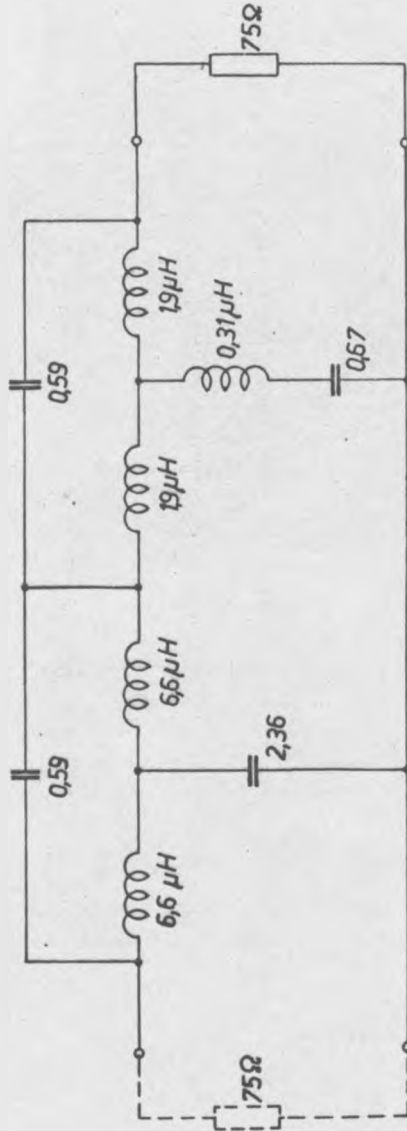
Rys. 22. Charakterystyki grupowego czasu przejścia korektorów fazowych



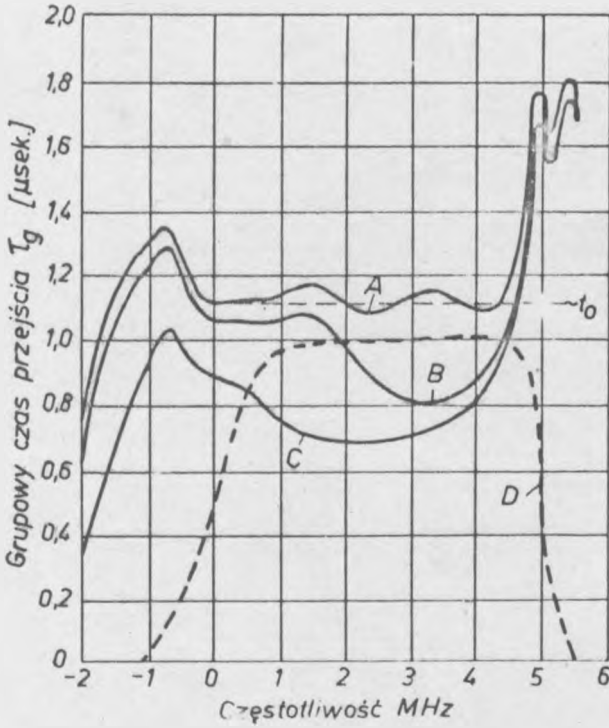
Rys. 24. Schemat korektora drugiego stopnia; a/ symetrycznego, b/ niesymetrycznego



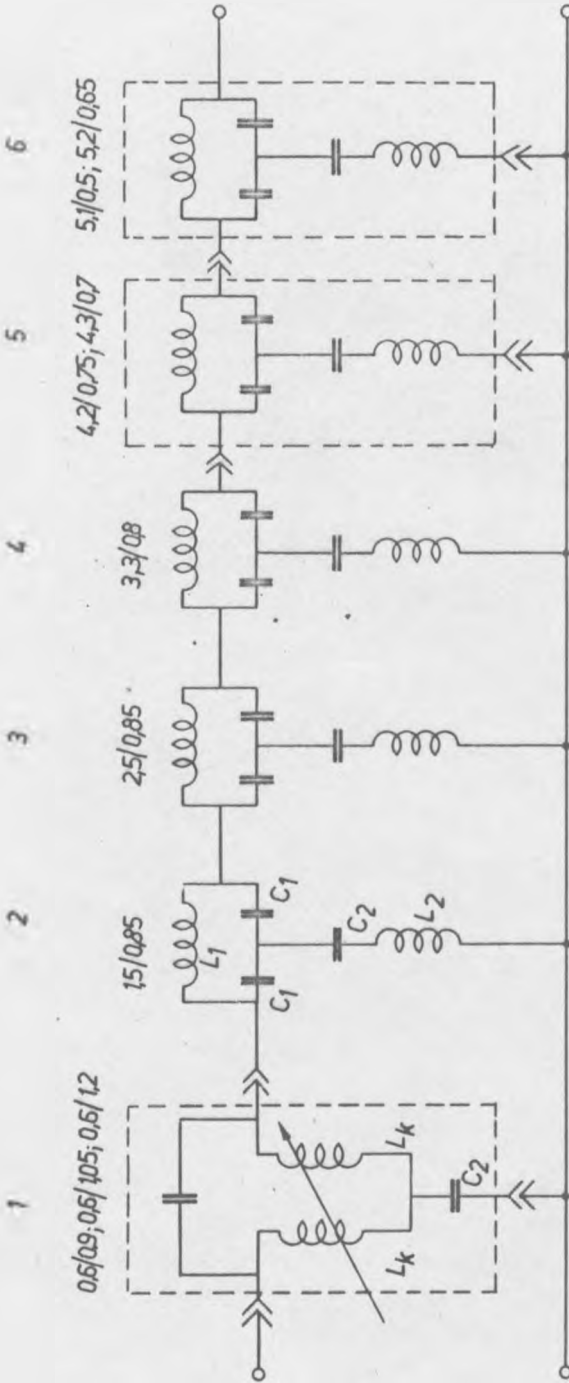
Rys. 25. Regulowany korektor grupowego czasu przejścia



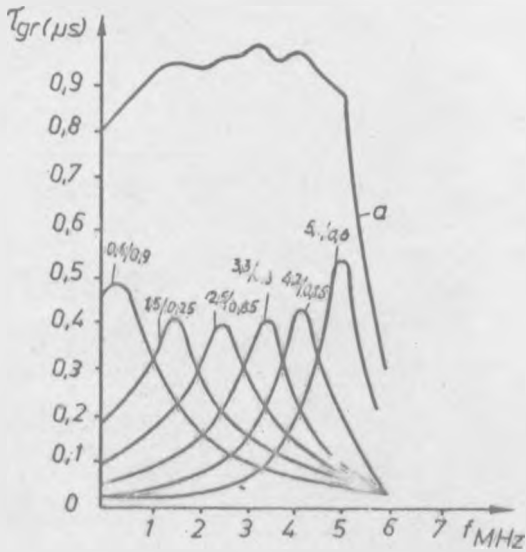
Rys. 26. Schemat korektora grupowego czasu przejścia urządzenia telewizyjnego



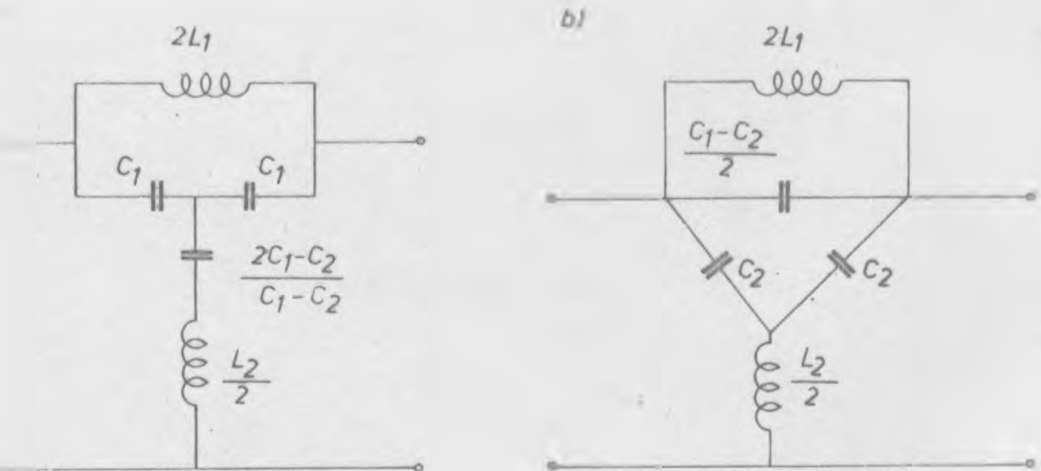
Rys. 27. Charakterystyki grupowego czasu przejścia urządzenia skorygowanego za pomocą korektora podanego na rys. 26



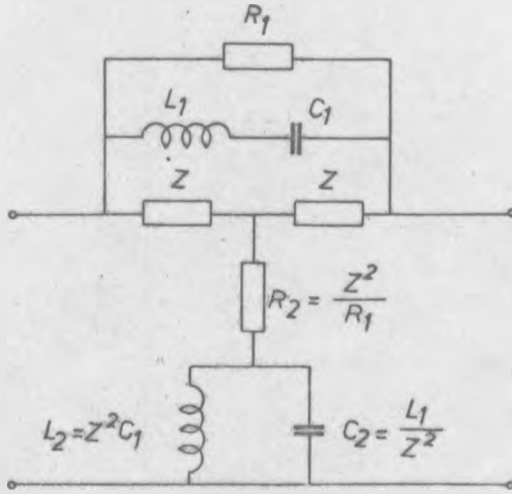
Rys. 28. Schemat grupowego czasu przejścia nadajnika telewizyjii kolorowej



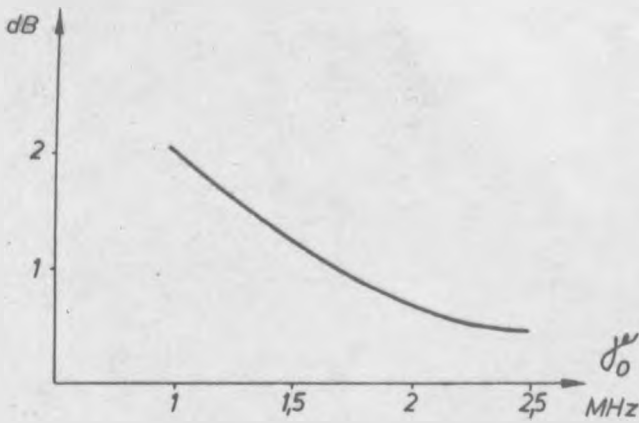
Rys. 29. Charakterystyka grupowego czasu przejścia korektora i jego poszczególnych ogniw



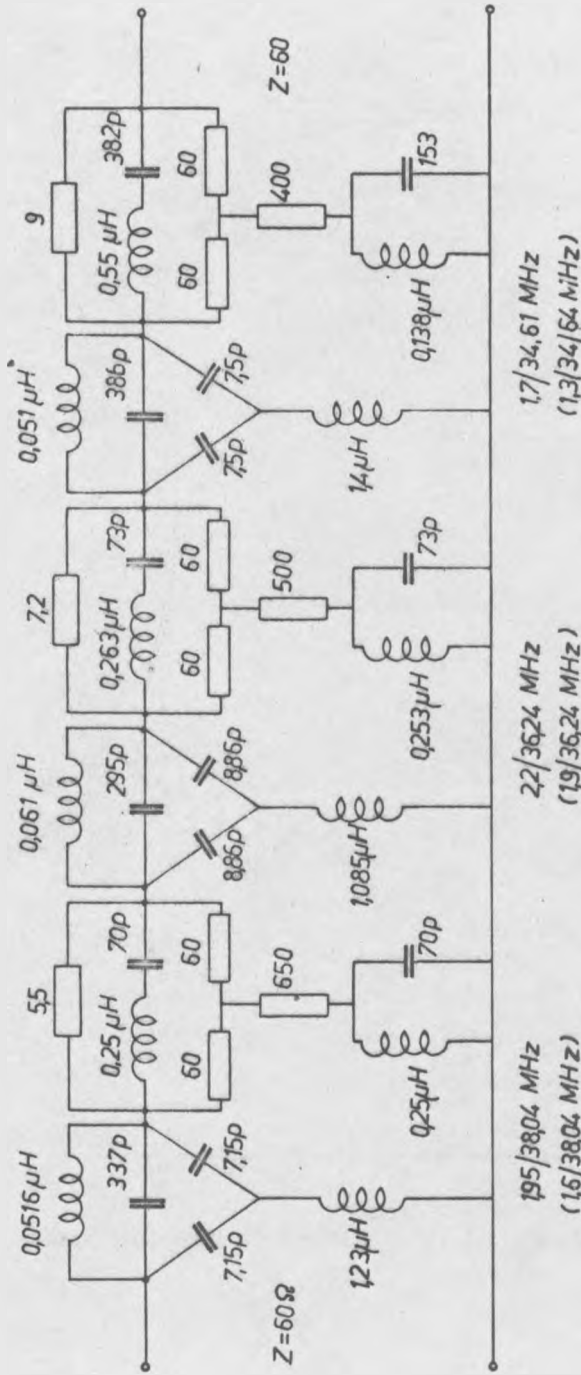
Rys. 30. Schemat elementarnego układu korekcji fazy toru pośredniej częstotliwości



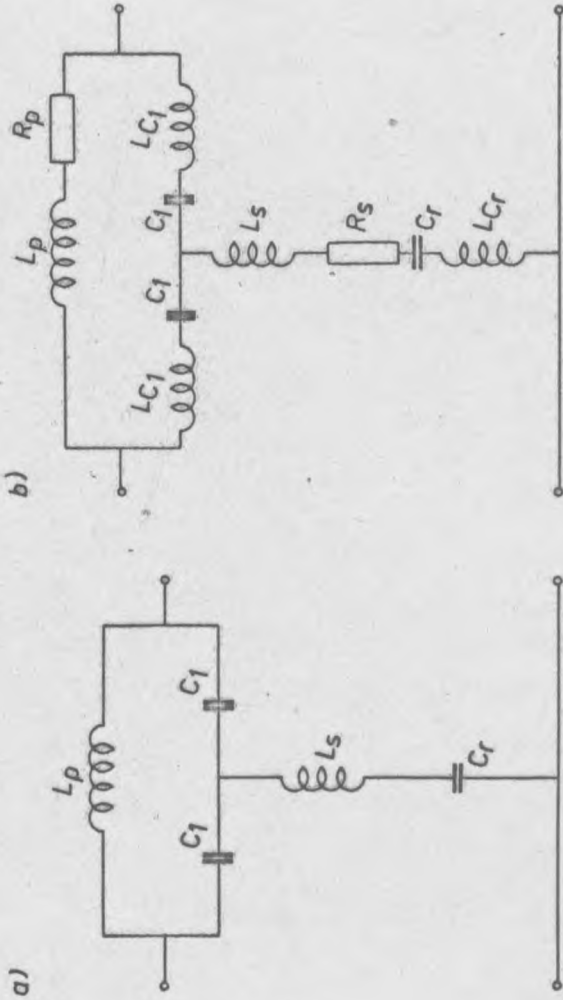
Rys. 31. Schemat korektora amplitudy



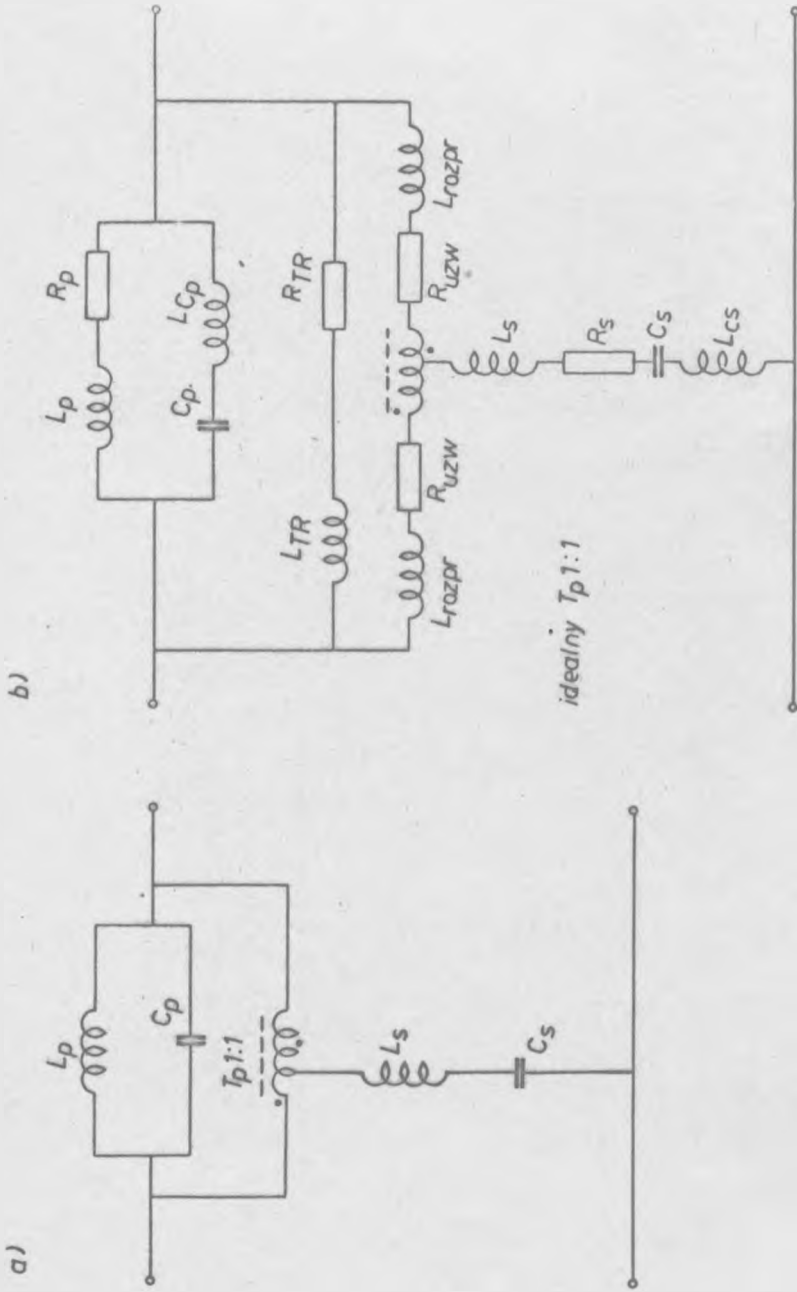
Rys. 32. Zależność tłumienia od współczynnika



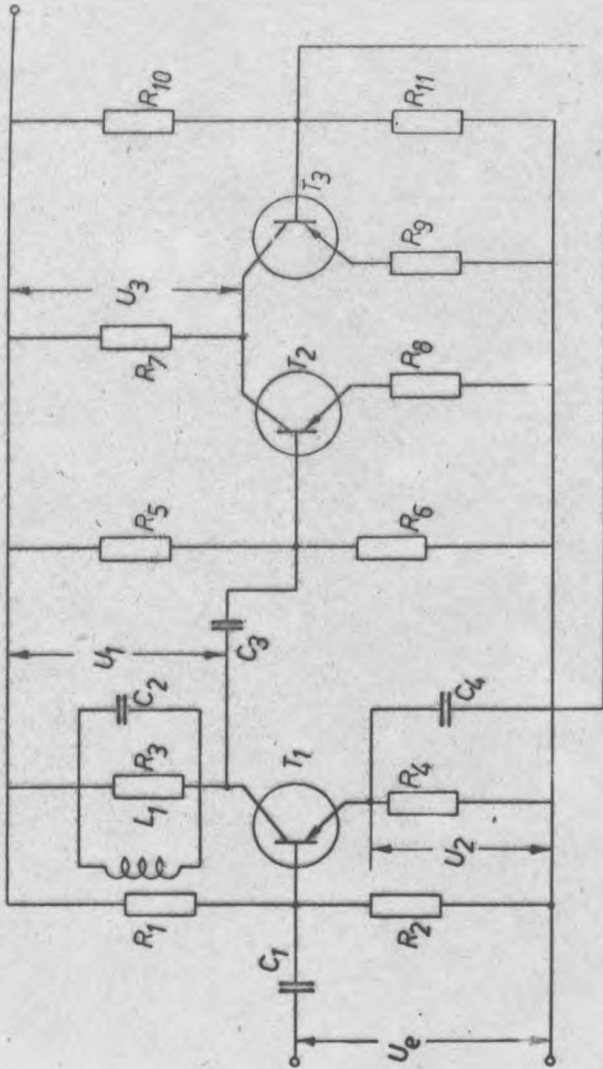
Rys. 33. Schemat korektora grupowego czasu przejścia i korektora charakterystyki tłumieniowej w zakresie pośredniej częstotliwości



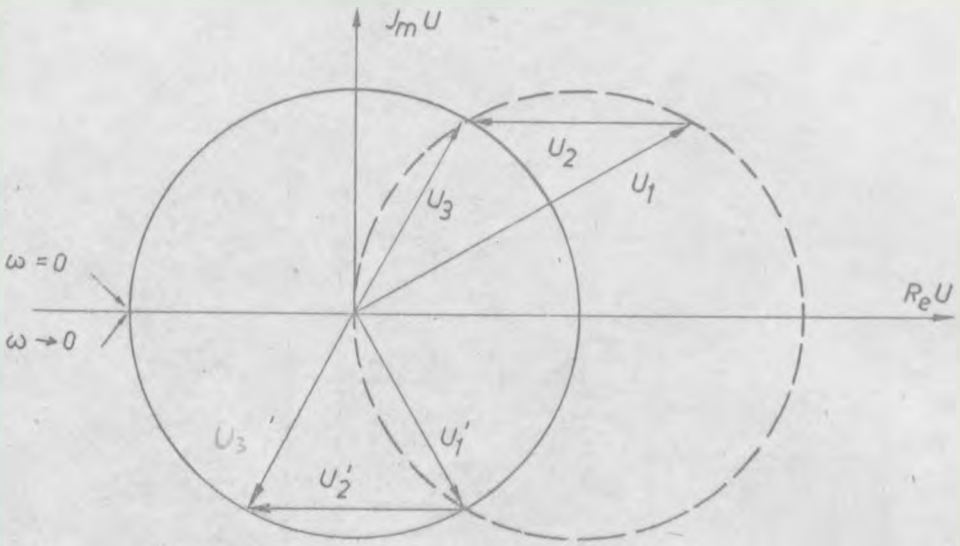
Rys. 34. Schemat układu korekcji fazy z dzieloną pojemnością: a/ schemat układu idealnego, b/ schemat układu z uwzględnieniem elementów pasywnych



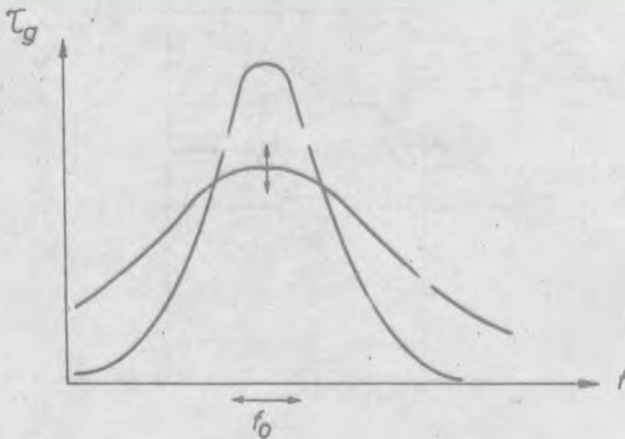
Rys. 35. Schemat układu korekcji fazy z dzieloną indukcyjnością: a/ schemat układu idealnego, b/ schemat układu z uwzględnieniem elementów pasywnych



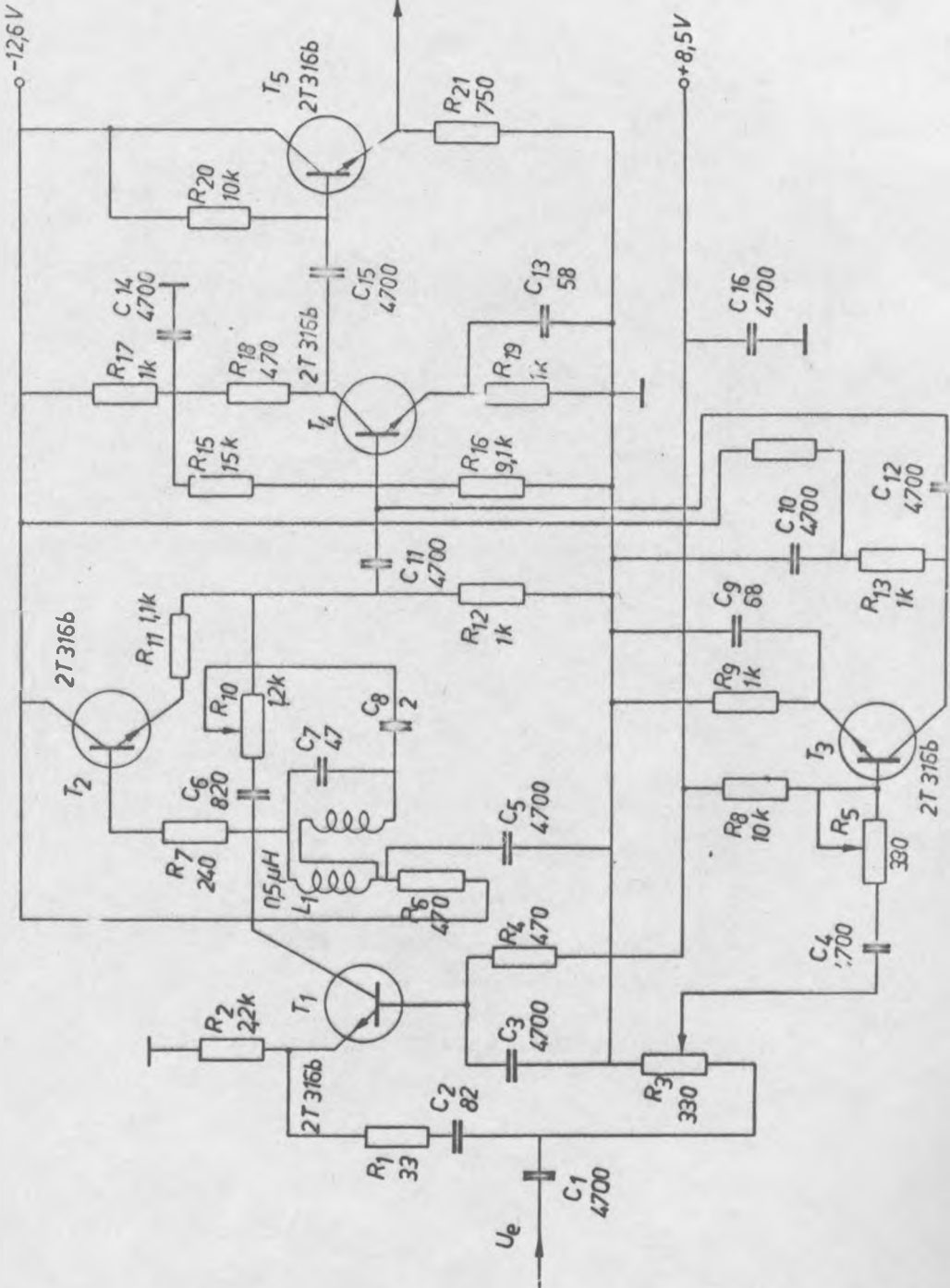
Rys. 36. Uproszczonego schemat pojedynczego ogniwa czynnego korektora fazy



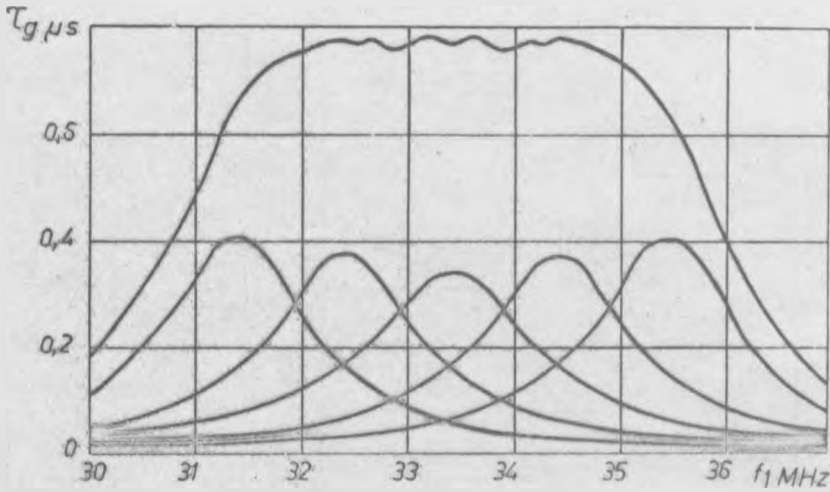
Rys. 37. Wykres wektorowy czynnego ogniwa korekcji fazy



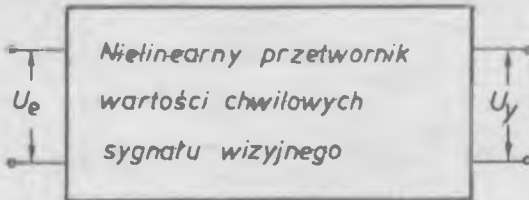
Rys. 38. Charakterystyka grupowego czasu przejścia pojedynczego ogniwa czynnego korektora fazy



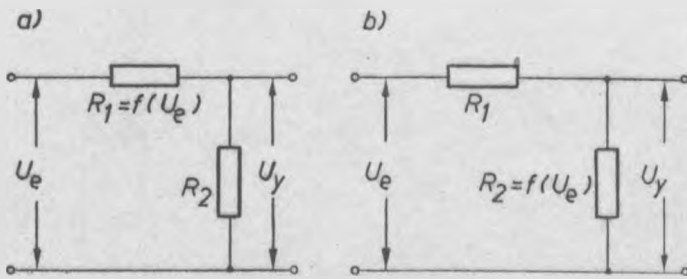
Rys. 39. Schemat pojedynczego ogniwa czynnego korektora fazy



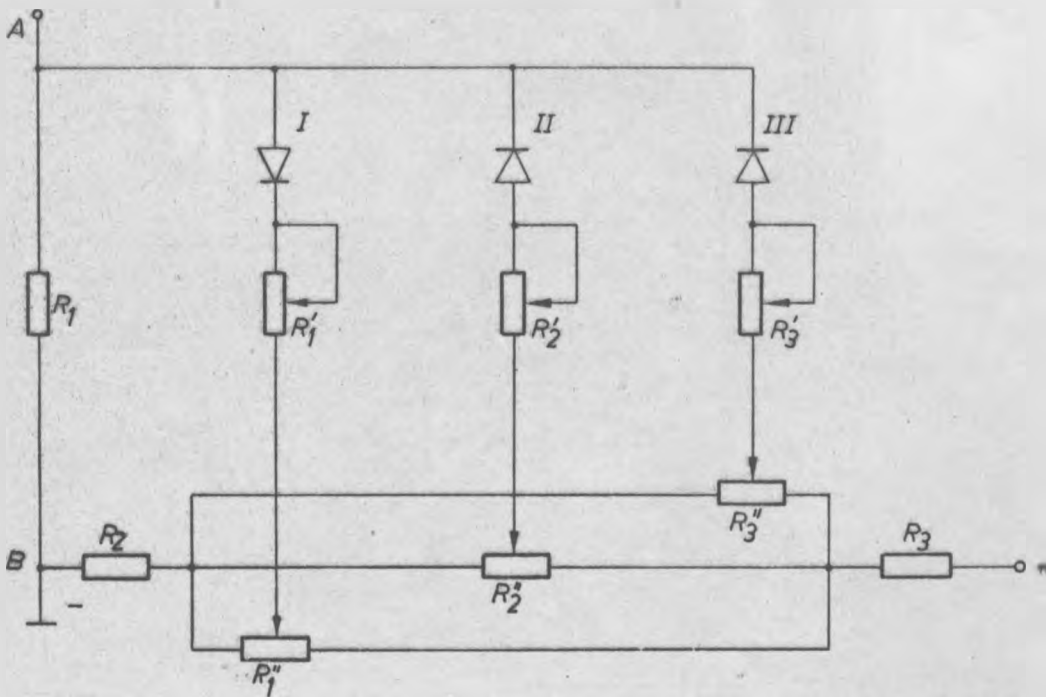
Rys. 40. Przebieg charakterystyki grupowego czasu przejścia korektora nadajnika telewizyjnego



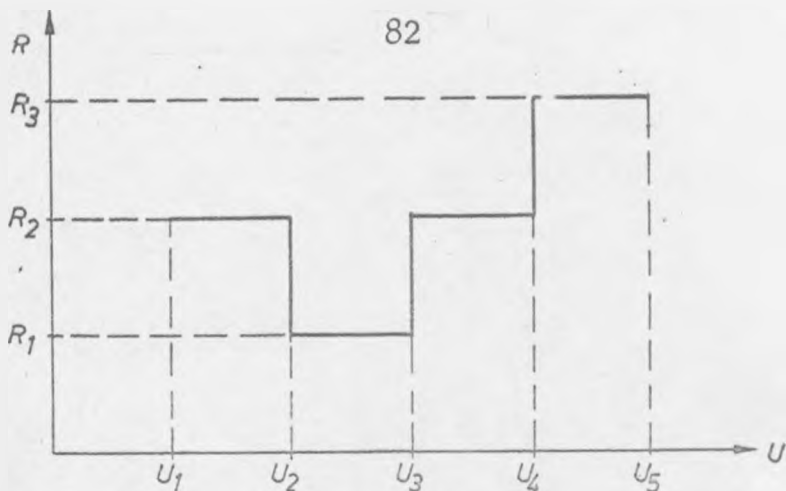
Rys. 41. Korektor zniekształceń nieliniarnych jako czwórnik nieliniarny



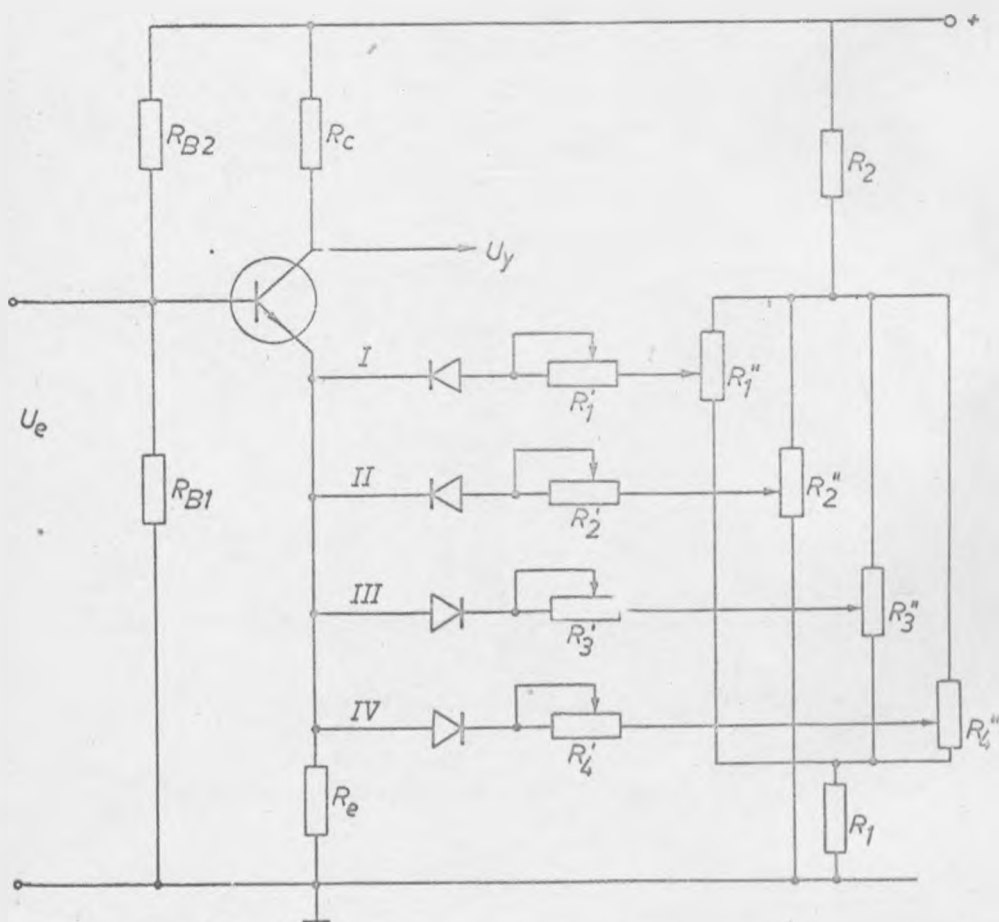
Rys. 42. Nielinearne dzielniki napięcia



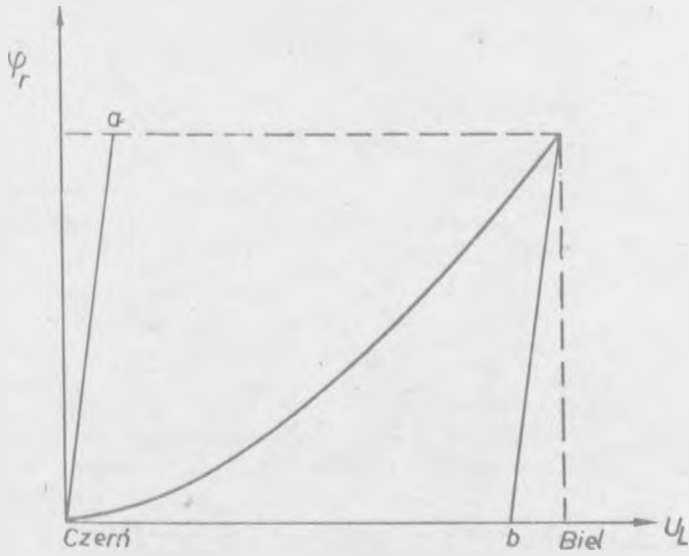
Rys. 43. Schemat układu o zmiennej rezystancji



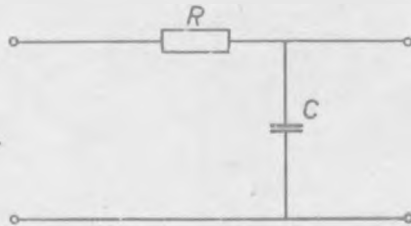
Rys. 44. Zmiana rezystancji układu / rys. 43/ w funkcji napięcia wejściowego



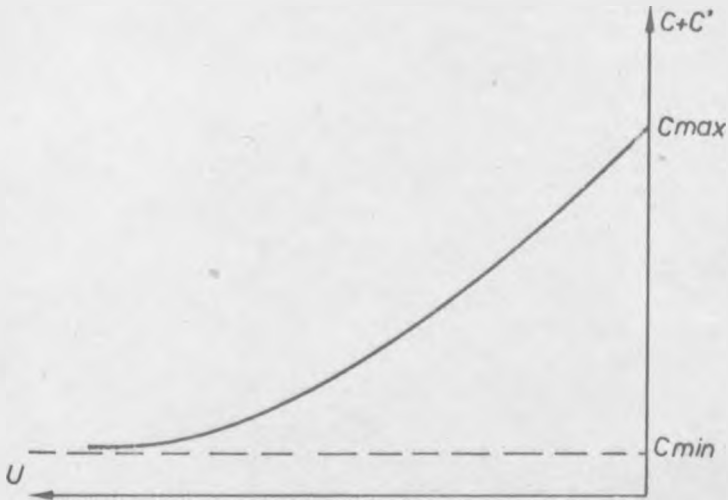
Rys. 45. Schemat wzmacniacza nieliniarnego



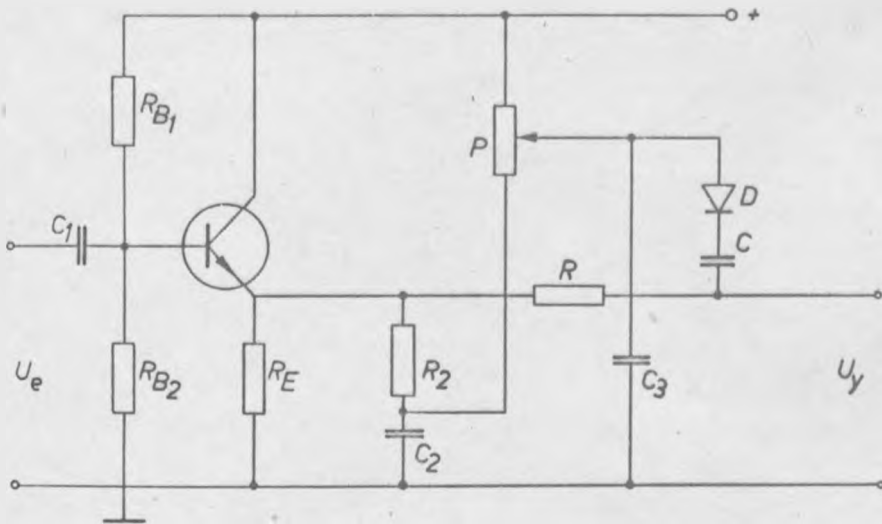
Rys. 46. Zakres korekcji fazy różnicowej



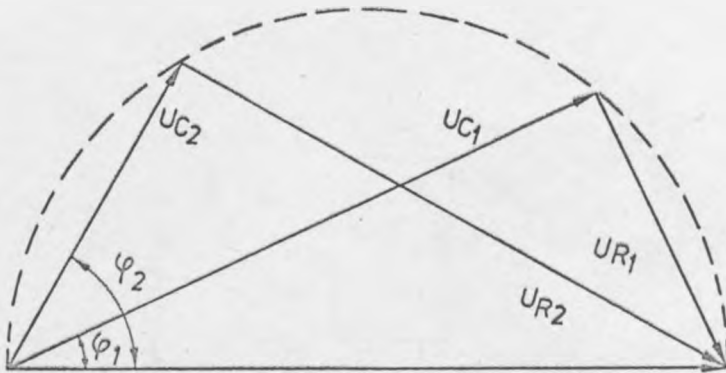
Rys. 47. Prosty układ przesuwnika fazy



Rys. 48. Charakter zmian pojemności złącza p-n w funkcji napięcia na diodzie

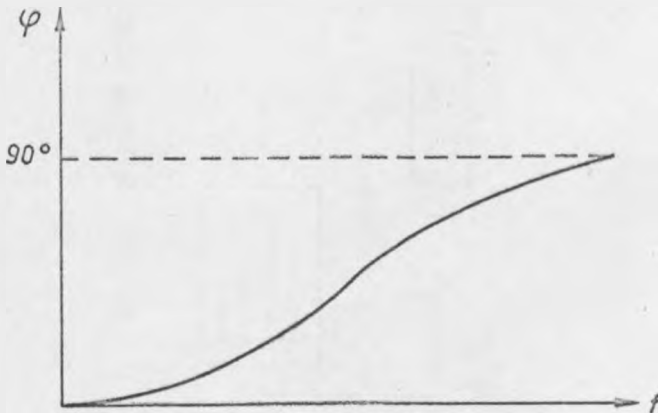


Rys. 49. Schemat korektora fazy różnicowej z prostym przesuwnikiem fazy

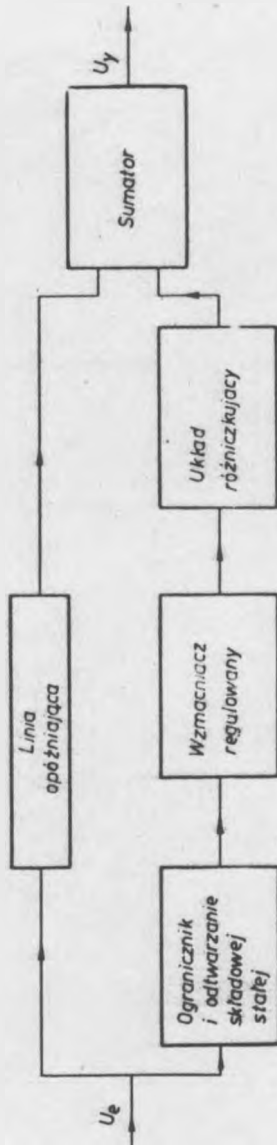


Rys. 50. Wykres wektorowy układu z rys. 48:

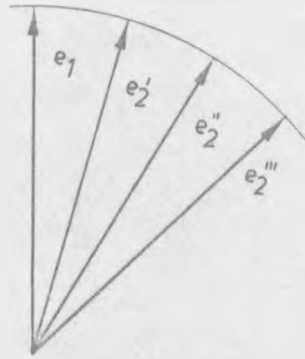
U_R - napięcie na rezystancji, U_c - napięcie na diodzie waraktrowej, U_y - napięcie na wyjściu wtórnika emiterowego, φ - faza zależna od wielkości pojemności diody



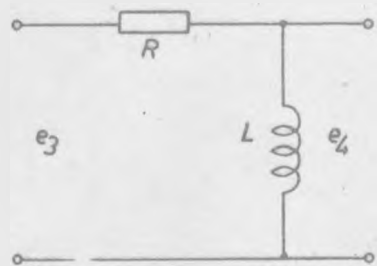
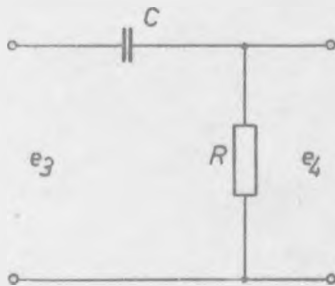
Rys. 51. Zależność przesunięcia fazy w funkcji częstotliwości przesuwnika podanego na rys. 49



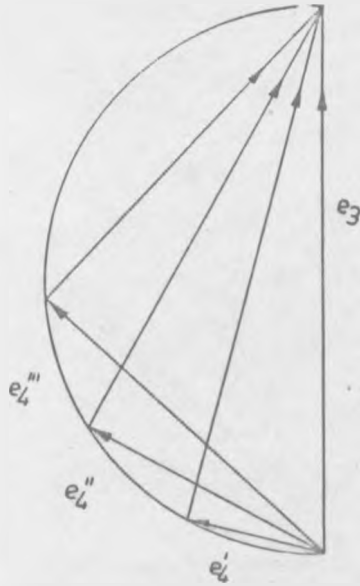
Rys. 52. Schemat blokowy korektora z układem różniczkującym



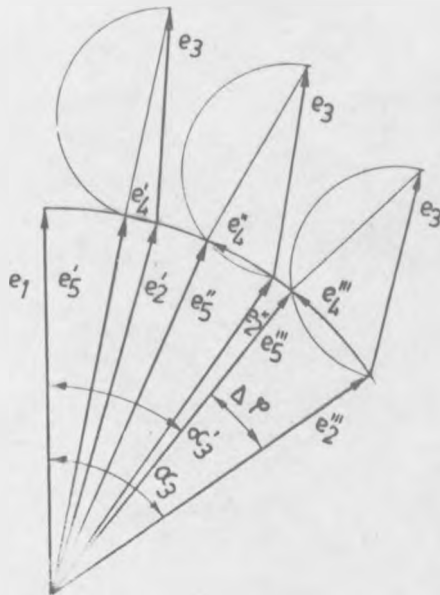
Rys. 53. Wykres wektorowy napięć na wyjściu linii opóźniającej dla różnych częstotliwości

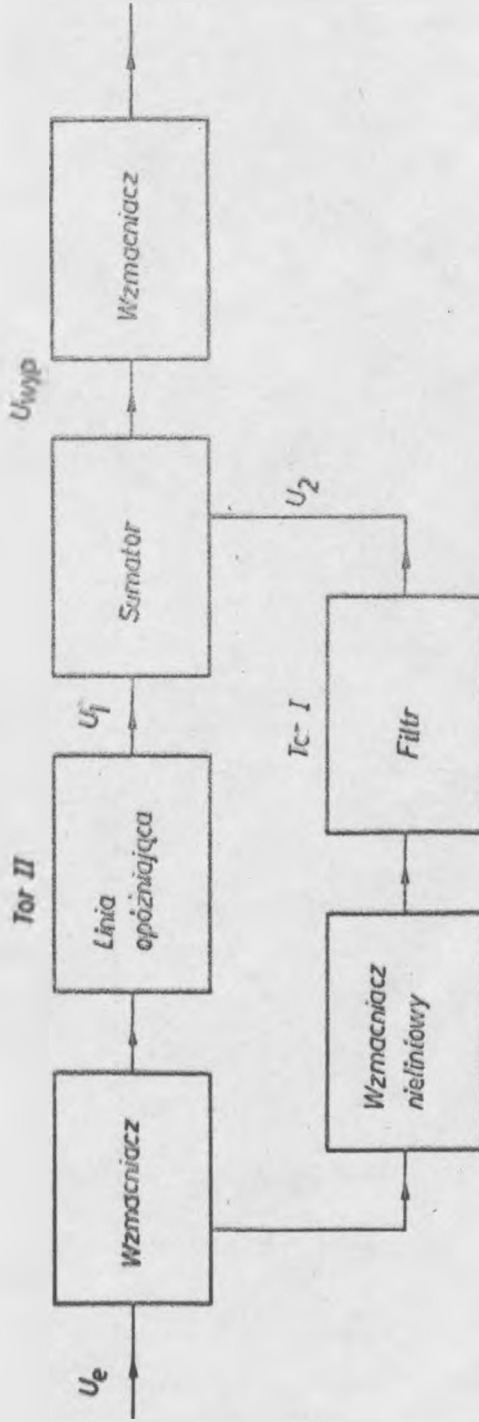


Rys. 54. Układ różniczkujący: a/ z pojemnością, b/ z indukcyjnością

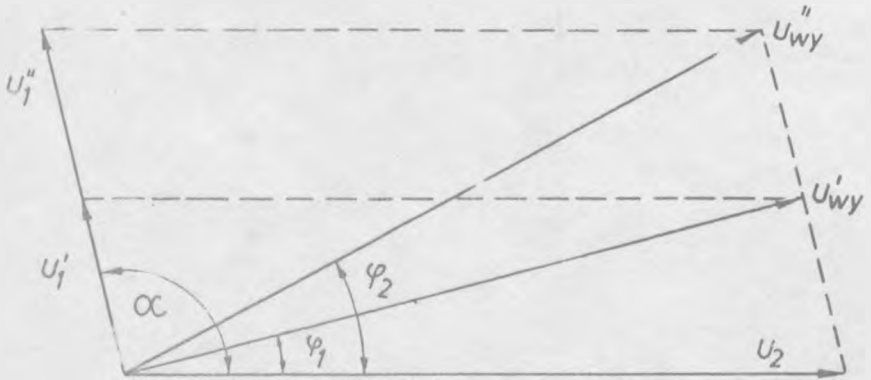


Rys. 55. Wykres wektorowy napięć na wyjściu układu różniczkującego dla różnych częstotliwości

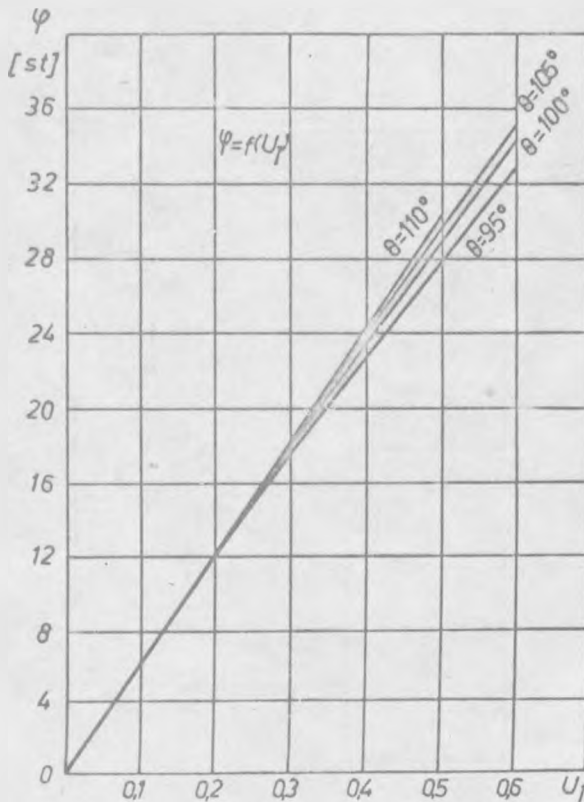




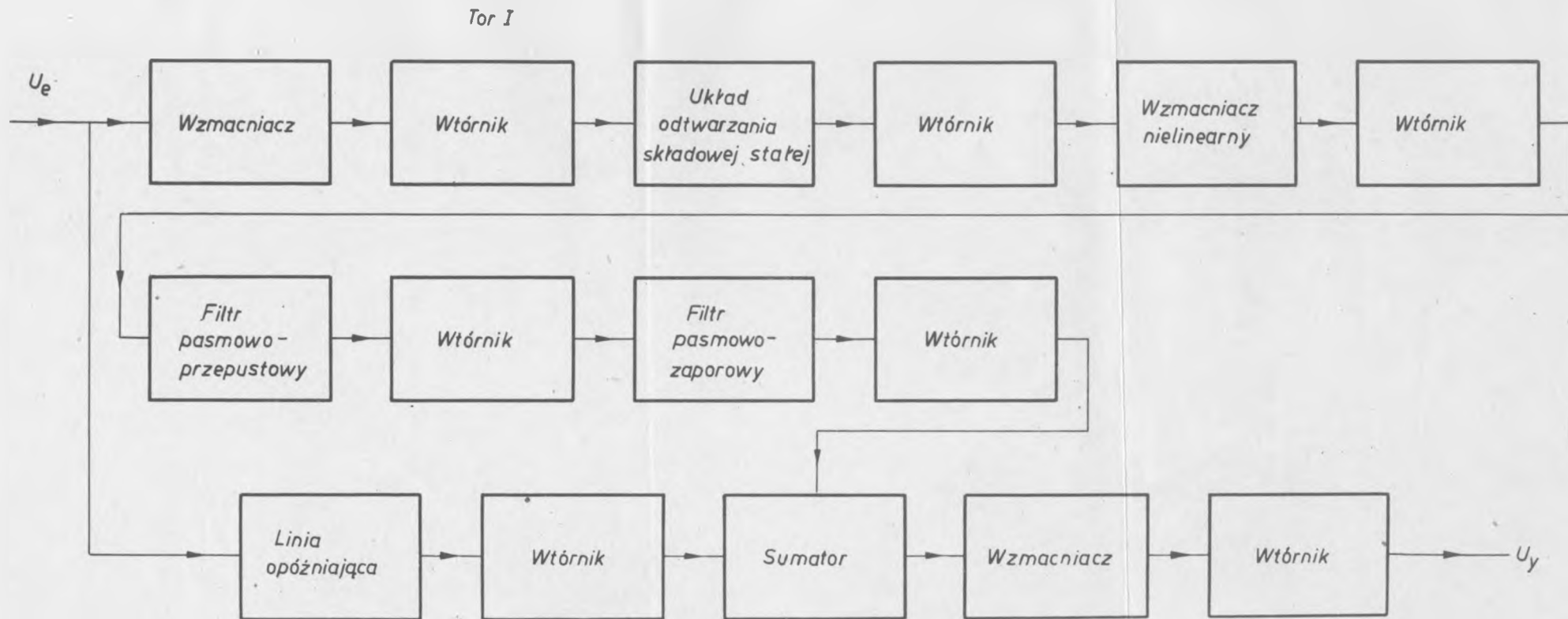
Rys. 57. Ogólny schemat blokowy korektora z wydzieleniem podnośnej



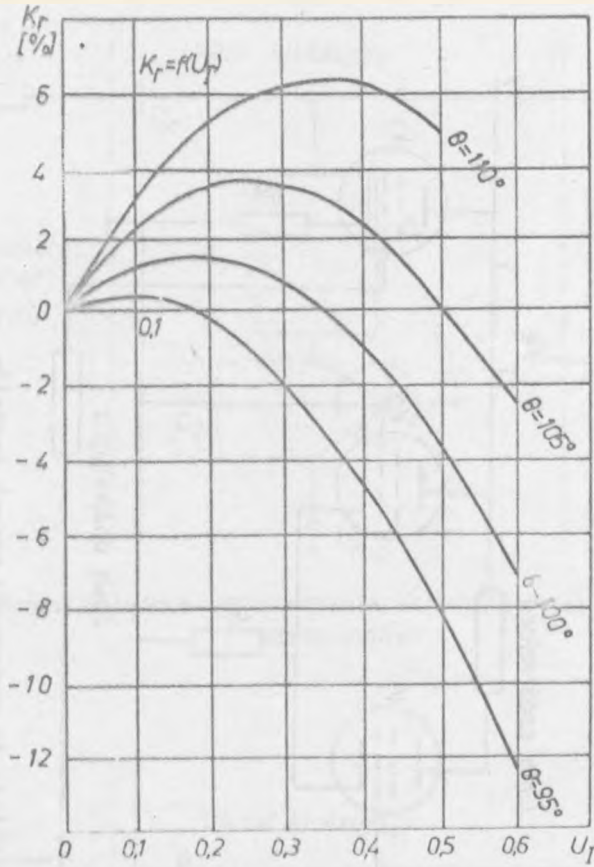
Rys. 58. Wykres wektorowy napięć podnośnej układu sumującego



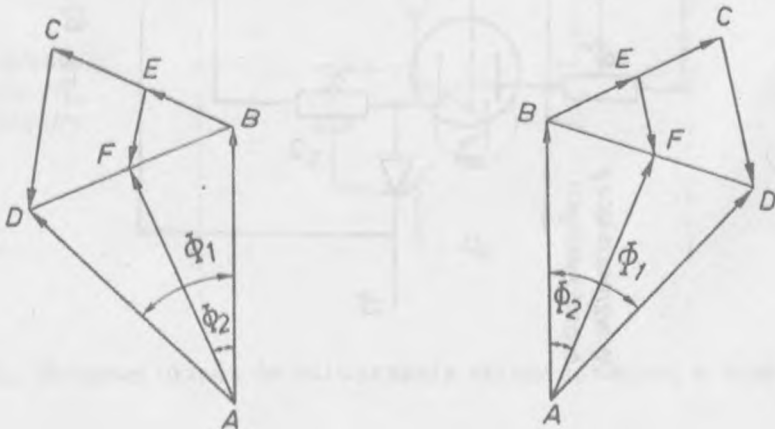
Rys. 60. Zależność zmian kąta fazowego φ w funkcji długości wektora U_1



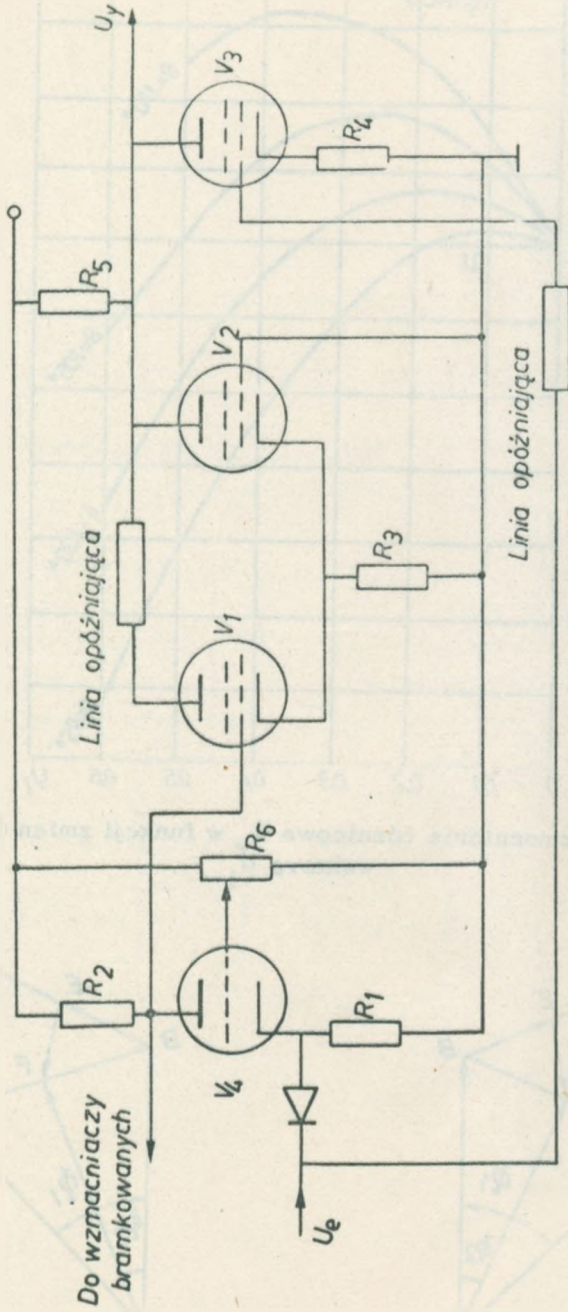
Rys. 59. Schemat blokowy korektora fazy różnicowej



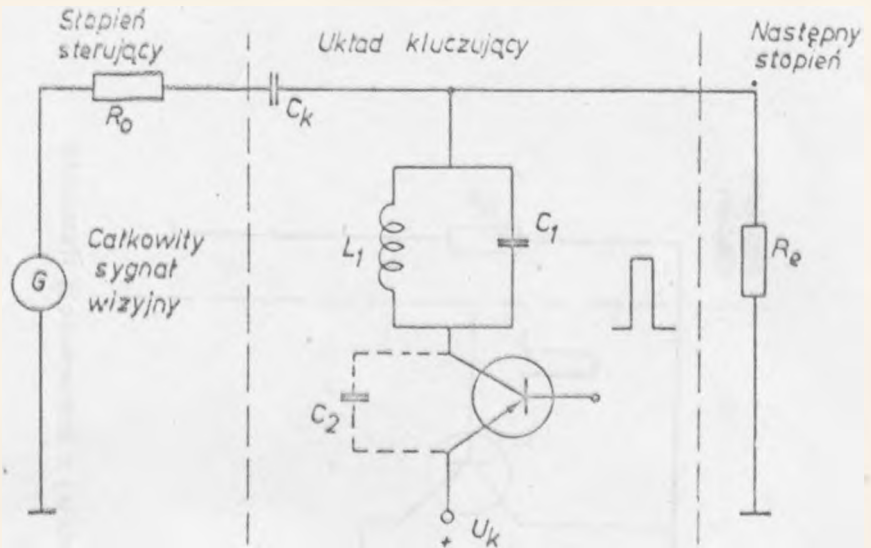
Rys. 61. Wzmocnienie różnicowe K_r w funkcji zmian długości wektora U_1



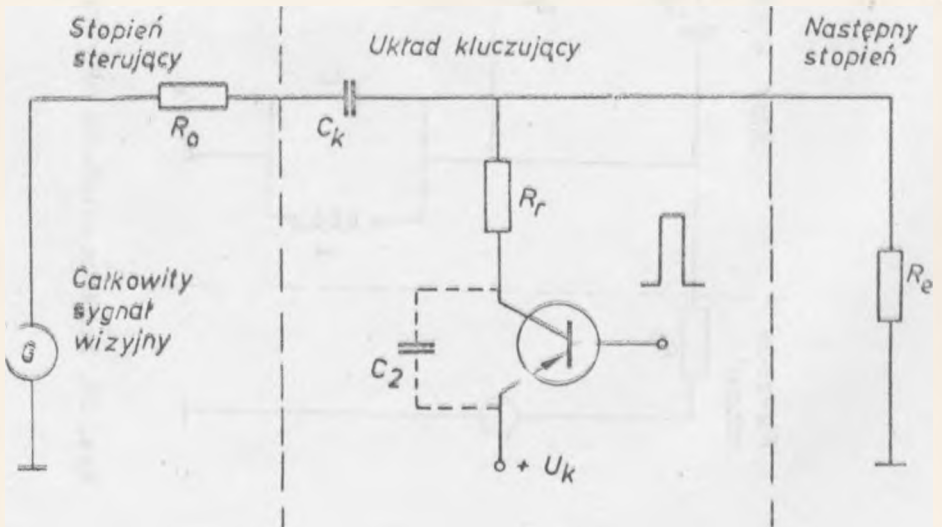
Rys. 62. Wykres wektorowy sumowania trzech sygnałów



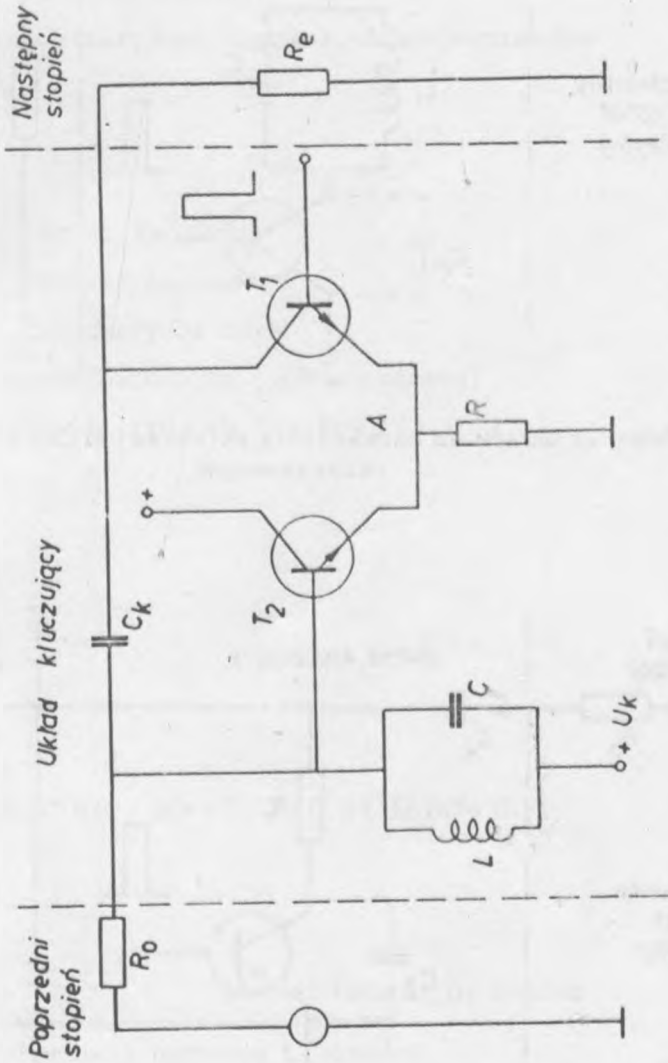
Rys. 63. Schemat układu do sumowania trzech sygnałów



Rys. 64. Schemat układu do odtwarzania składowej stałej z obwodem rezonansowym



Rys. 65. Schemat układu do odtwarzania składowej stałej z rezystorem



Rys. 66. Schemat układu do odtwarzania składowej stałej z kompensacją tłumienia amplitudy

