

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

**PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ROK X

ZESZYT 4(33)

WARSZAWA 1963

---

WYDAWNICTWA NAUKOWO - TECHNICZNE

## SPIS TREŚCI

|   | Str. |
|---|------|
| 1. <i>Janusz Sochacki</i> — Wąskopasmowe amplifiltry . . . . .  | 3    |
| 2. <i>Włodzimierz Barjasz</i> — Tranzystorowe konwertory oporności ujemnych w odłumniku mostkowym . . . . .                           | 51   |
| 3. <i>Włodzimierz Barjasz</i> — Projektowanie i dobieranie cechowników w odłumnikach mostkowych dla torów niepupinizowanych . . . . . | 77   |

## СОДЕРЖАНИЕ

|  |    |
|--|----|
| 1. <i>Я. Сохацки</i> — Узкополосные активные фильтры . . . . .   | 3  |
| 2. <i>В. Барьяш</i> — Транзисторные конверторы отрицательных сопротивлений в мостовом усилителе с отрицательным сопротивлением . . . . .                               | 51 |
| 3. <i>В. Барьяш</i> — Проектирование и подбор формировочных двухполюсников в мостовых усилителях с отрицательным сопротивлением для непупинизированных цепей . . . . . | 77 |

## CONTENTS

|   |    |
|---|----|
| 1. <i>J. Sochacki</i> — Narrow band — pass amplifiltres . . . . .   | 3  |
| 2. <i>W. Barjasz</i> — Transistorized convertors of negative impedance in the negative impedance bridge type amplifiers . . . . .                                   | 51 |
| 3. <i>W. Barjasz</i> — Drafting and setting up the gain adjusting networks in the negative impedance bridge type amplifiers for unloaded telephone cables . . . . . | 77 |

## SOMMAIRE

|   |    |
|---|----|
| 1. <i>J. Sochacki</i> — Amplifiltres passe — bande etroits . . . . .  | 3  |
| 2. <i>W. Barjasz</i> — Opposeurs de l'impedance negative à transistrons dans les amplificateurs quadripoles à impedance negative . . . . .  | 51 |
| 3. <i>W. Barjasz</i> — Projets et ajustage des circuits determinant l'amplifications dans les amplificateurs à l'impedance negative quadripoles pour les cables non charges . . . . . | 77 |

## INHALTSVERZEICHNIS

|   |    |
|---|----|
| 1. <i>J. Sochacki</i> — Schmalbandige aktive filter . . . . .   | 3  |
| 2. <i>W. Barjasz</i> — Mit transistoren bestückte konvertoren negativer scheinwiderstände in brückenverstärkern . . . . .                 | 51 |
| 3. <i>W. Barjasz</i> — Entwerfen und justieren verstärkungsbestimmender zweipole der brückenverstärker für unbespulte leitungen . . . . . | 77 |

PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK X

ZESZYT 4(33)

*Prace Instytutu Łączności*

BŁĘDY DOSTRZEŻONE W DRUKU

| Str. | Wiersz     | Jest  | Powinno być   |
|------|------------|---|---|
| 17   | 17 od dołu | $S_a R_k \gg S_a X$                                 | $S_a R_k \ll S_a X$                                 |
| 27   | 6 od góry  | $1 \gg \left  \frac{R_{db}}{\hat{Z}_{we0}} \right $ | $1 \ll \left  \frac{R_{db}}{\hat{Z}_{we0}} \right $ |

WARSZAWA 1963

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

K o m i t e t R e d a k c y j n y

Redaktor naczelny — *prof. mgr inż. Józef Wójcikiewicz*

Redaktorzy działów:

*adiunkt inż. Aleksy Brodowski, prof. mgr inż. Sylwester Jarkowski*

*prof. mgr inż. Lesław Kędziński*

*Sekretarz Redakcji — Edward Tomkiel*

A d r e s R e d a k c j i

Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

*Printed in Poland*

Rysunki dostarczył Komitet Redakcyjny

Redaktor techniczny *A. Woźniakowska*

Korektor techniczny *K. Orłós*

WNT Warszawa 1964. Wydanie 1. Nakład 539 egz. Ark. wyd. 8,0. Ark. druk. 8,98/A. Format B5. Papier druk sat. kl. V, 70 g, 70 × 100/16. Oddano do składania 31. 3. 64. Podpisano do druku 19. 8. 64. Druk ukończono w sierpniu 1964. Symbol 80343/INB. Cena zł 30,—

ZAKŁADY GRAFICZNE IM. M. KASPRZAKA W POZNANIU — 753/64 — O-7

JANUSZ SOCHACKI

621.372.543.2:621.372.57

## WĄSKOPASMOWE AMPLIFILTRY

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego

14. 1. 1961 r. (1 redakcja)

11. 2. 1963 r. (2 redakcja)

Artykuł omawia wąskopasmowe amplitudy  $LC$ ; w których dla uzyskania odpowiedniej charakterystyki wzmocnienia wykorzystuje się selektywne ujemne prądowe sprzężenie zwrotne. Sprzężenie to realizowane jest przez zastosowanie elementów  $RLC$ , umieszczonych w obwodzie emitera lub katody. Omówiono zasadę pracy tranzystorowych i lampowych amplifiltrów, w założeniu zastosowania bezstratnych elementów  $L$  i  $C$  oraz podano praktyczne wskazówki pomocne przy projektowaniu układów tego typu. Wskazano możliwości zastosowania amplifiltrów w urządzeniach teletransmisyjnych, podkreślając ich przydatność w urządzeniach telegrafii wielokrotnej i w układach generacyjnych telefonii nośnej.

### 1. WSTĘP

Nowoczesna teletransmisja przewodowa polega na wielokrotnym wykorzystaniu toru telefonicznego, to znaczy na możliwości jednoczesnego i równoległego przekazywania kilkunastu, a nawet kilkuset informacji po jednej lub dwóch parach przewodów. Wielokrotne wykorzystanie toru telefonicznego wymaga zainstalowania na obu jego końcach specjalnych urządzeń teletransmisyjnych, zwanych w przypadku przesyłania informacji telefonicznych końcowymi urządzeniami telefonii nośnej, a w przypadku przesyłania informacji telegraficznych końcowymi urządzeniami telegrafii wielokrotnej<sup>1)</sup>. Części nadawcze tych urządzeń przesuwają sygnały odpowiadające nadawanym informacjom i zawarte w określonych

---

<sup>1)</sup> W odniesieniu do tych urządzeń używa się odpowiednio nazw: „krotnica telefoniczna” i „krotnica telegraficzna”.

i jednakowych pasmach częstotliwości (w przypadku telefonii od 300 Hz do 3400 Hz, a w przypadku telegrafii przeznaczonej dla dalekopisów pracujących ze standardową, znormalizowaną przez CCITT szybkością 50 bodów, od zera do około 40 Hz) do innych pasm częstotliwości, przy czym każda z informacji zajmuje po przesunięciu, czyli po modulacji, pasmo częstotliwości ściśle dla niej przypisane, inne niż pasma przypisane informacjom pozostałym. Część odbiorcza, dzięki filtrom elektrycznym, umożliwia rozdział odbieranych po wspólnym torze informacji i po powtórnych ich zmodulowaniu, czyli demodulacji, przesuwa je do właściwego dla danego rodzaju informacji pasma częstotliwości, przywracając im tym samym pierwotną formę.

Rola filtrów elektrycznych podana w powyższym schematycznym opisie istoty pracy teletransmisyjnych urządzeń wielokrotnych, nie jest jedynym zadaniem, do jakiego je się przeznacza. Wszędzie tam bowiem, gdzie ze względów technicznych trzeba ograniczyć pasmo częstotliwości, a więc np. przed modulacją, po modulacji, przed demodulacją, po demodulacji, przy wydzielaniu fal nośnych w układach generacyjnych opartych na zasadzie generatora harmonicznego, stosuje się odpowiednie filtry elektryczne.

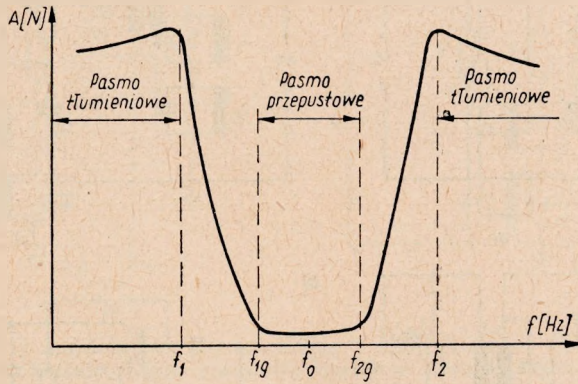
W pracujących i opracowywanych obecnie urządzeniach teletransmisyjnych filtry elektryczne są w olbrzymiej większości przypadków biernymi czwórnikami elektrycznymi, złożonymi z wielu elementów  $L$  i  $C$  i posiadającymi właściwe charakterystyki tłumienności. Odpowiednie projektowanie tych charakterystyk wynika z konieczności przeniesienia przez filtr z małą i względnie wyrównaną tłumiennością sygnałów elektrycznych zawartych w ściśle określonym pasmie częstotliwości, zwanym w odniesieniu do filtru pasmem przepustowym, a zatrzymania, czyli praktycznie biorąc przeniesienia z bardzo dużą tłumiennością, sygnałów zawartych w innym pasmie (lub innych pasmach) częstotliwości określonym jako pasmo (lub pasma) tłumieniowe.

Przykładową charakterystykę tłumienności filtru pokazano na rys. 1.

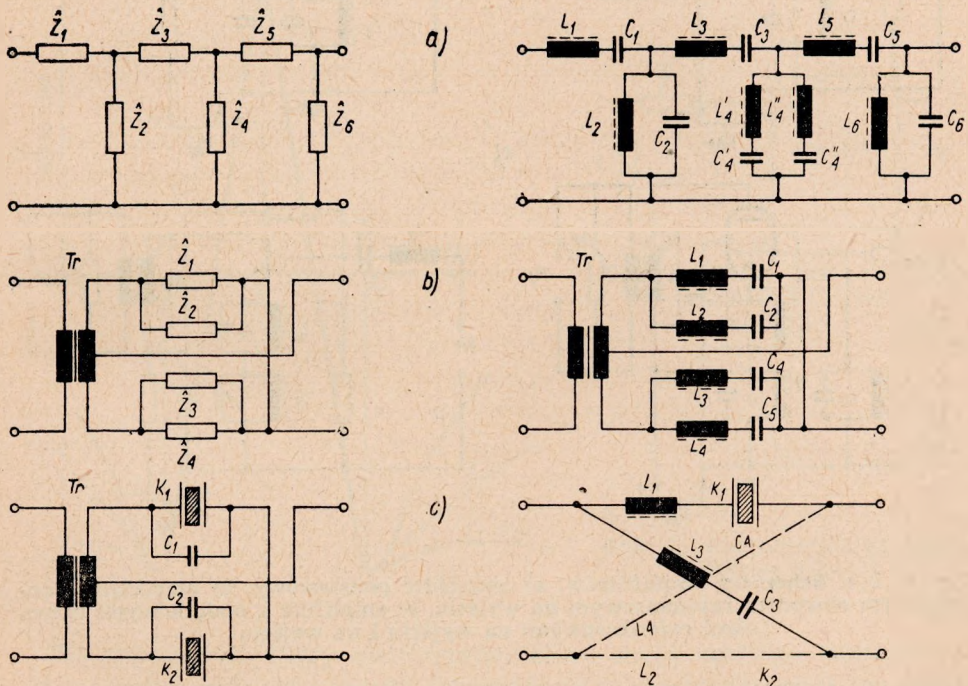
Charakterystyczną grupę spośród filtrów elektrycznych stanowią tzw. filtry wąskopasmowe, gdzie konieczność przeniesienia bardzo wąskiego pasma częstotliwości (np. telegrafia wielokrotna) lub tylko jednej częstotliwości (układy generacyjne w telefonii nośnej) przy jednoczesnej dużej stromości zbrocza charakterystyki i znacznej tłumienności w pasmie tłumieniowym napotyka często poważne trudności wykonawcze. W telegrafii wielokrotnej i w układach generacyjnych telefonii nośnej względna szerokość pasma wyrażona stosunkiem

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f_{2g} - f_{1g}}{\sqrt{f_{1g} \cdot f_{2g}}}$$

dochodzi do bardzo małych wartości rzędu 0,01; wymagane nachylenie zbrocza charakterystyki tłumienności zawiera się w granicach od 3 mN/Hz do 75 mN/Hz, a pożądana tłumienność w pasmie tłumieniowym wynosi od

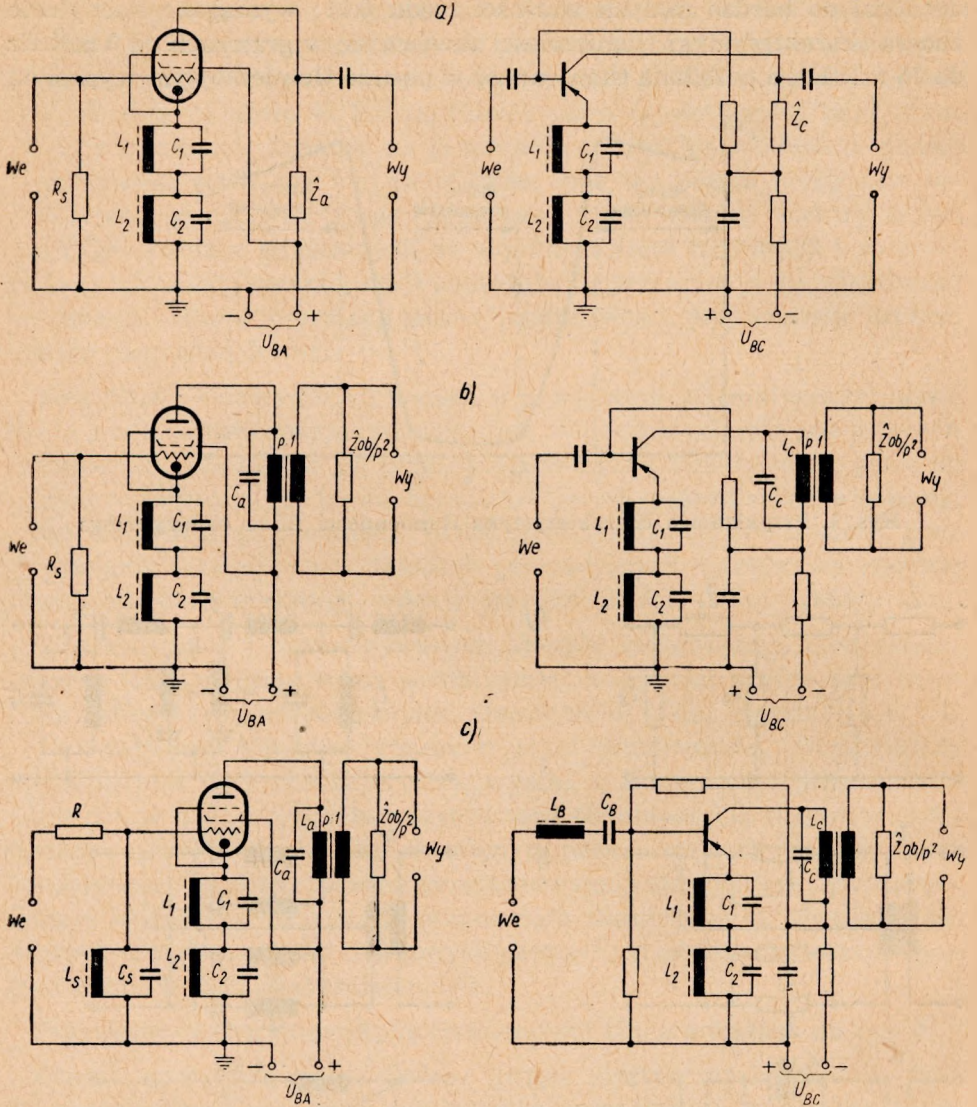


Rys. 1. Przykładowa charakterystyka tłumienności filtru elektrycznego



Rys. 2. Przykładowe struktury biernych filtrów elektrycznych: a) filtr drabinkowy, b) filtr różnicowy, c) filtry kwarcowe

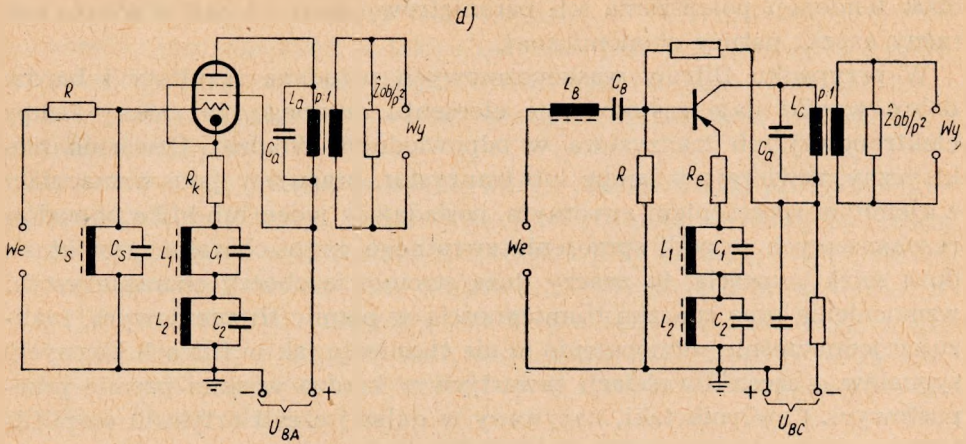
6 N do 11 N. Filtry takie w zależności od stawianych im wymagań i częstotliwości średniej  $f_0$ , przy której mają pracować, mogą posiadać bądź



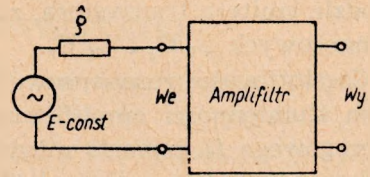
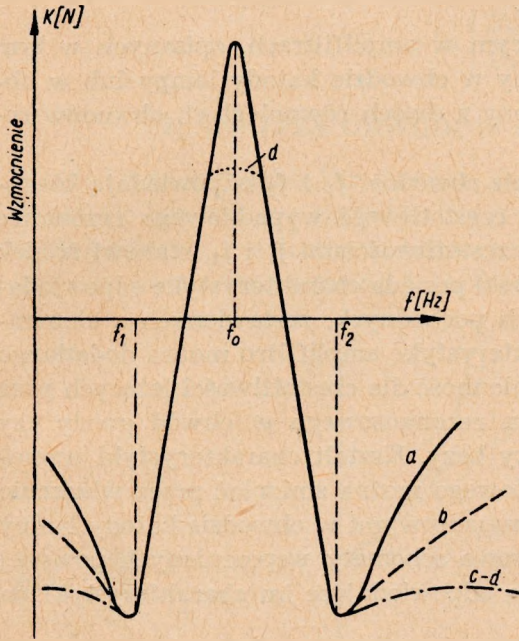
Rys. 3a, b, c. Schematy amplifiltrów: a) amplifiltr podstawowy, b) amplifiltr z dodatkowym obwodem rezonansowym na wyjściu, c) amplifiltr z dodatkowymi obwodami rezonansowymi na wyjściu i na wejściu

strukturę drabinkową, bądź różnicową, przy czym mogą składać się wyłącznie z elementów  $L$  i  $C$ , bądź zawierać również rezonatory kwarcowe (rys. 2). Filtry kwarcowe, z uwagi na właściwości rezonatorów kwarcowych, znalazły zastosowanie tylko przy wyższych częstotliwościach, większych od kilkunastu kHz.





Rys. 3d. Schematy amplifiltrów: d) amplifiltr z opornikiem w obwodzie katody lub emitera, kształtującym charakterystykę w pasmie przepustowym



Rys. 5. Układ pomocniczy dla określania filtracji

Rys. 4. Charakterystyki amplifiltrów z rys. 3

Wąskopasmowe filtry elektryczne, które mają spełniać wspomniane wyżej wymagania, są z reguły czwórnikami wieloobwodowymi lub wielogniwowymi i zawierają kilka lub kilkanaście elementów  $L$  i  $C$ . Ponieważ w przeciętnym urządzeniu końcowym telefonii 12-krotnej lub telegrafii 24-krotnej znajduje się kilkadziesiąt filtrów, poszukiwanie innych nowych rozwiązań tych układów, o prostszych i oszczędniejszych schematach ma

obok tendencji polepszenia ich parametrów elektrycznych również wyraźny aspekt natury ekonomicznej.

W przypadku filtrów wąskopasmowych pożądane rezultaty i bardzo dobre wyniki daje zastosowanie elementu czynnego, to znaczy lampy elektronowej lub tranzystora w odpowiednim układzie. Czwórnik elektryczny, zawierający lampę lub tranzystor, pracujący jako wzmacniacz z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, posiadający jeden lub kilka obwodów rezonansowych w pętli sprzężenia zwrotnego, może charakteryzować się dużą selektywnością, to znaczy dużą stromością zboczy charakterystyki wzmocnienia oraz znaczną tłumiennością w pasmie tłumieniowym, realizując jednocześnie wzmocnienie (a nie tłumienie jak w filtrach biernych) sygnałów o częstotliwościach zawartych w bardzo wąskim pasmie przepustowym. Czwórnik taki, nazywany w dalszej części artykułu amplifiltrem, może przy odpowiednim zaprojektowaniu pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego zrealizować charakterystykę wzmocnienia odpowiadającą charakterystyce tłumienności filtra biernego, jednakże przy użyciu mniejszej ilości elementów  $L$  i  $C$ .

Zasadniczym układem filtrującym w amplifiltrach, opisanych w tym artykule, jest dwójnik elektryczny w obwodzie katody lampy lub w obwodzie emitera tranzystora, złożony z dwóch równoległych obwodów rezonansowych  $L_1 C_1$  i  $L_2 C_2$ .

Częstotliwości rezonansowe tych obwodów  $f_1$  i  $f_2$  odpowiadają biegunom tłumienności amplifiltru, a częstotliwość wypadkowego rezonansu szeregowego  $f_0$ , zawarta między częstotliwościami  $f_1$  i  $f_2$ , stanowi środek pasma przepustowego. Amplifiltr taki posiada charakterystykę odpowiadającą filtrowi biernemu o ogniwach pochodnych, zestawionych z elementów  $L$  i  $C$  o dużej dobroci. Charakterystykę amplifiltru można dodatkowo kształtować zwiększając jego tłumienność dla częstotliwości leżących poza biegunami przez dodanie obwodu rezonansowego w obwód anody czy kolektora oraz w obwód siatki czy bazy. Kształt charakterystyki wzmocnienia w obrębie pasma przepustowego można zmieniać przez włączenie opornika w szereg z obwodami rezonansowymi w obwodzie katody lampy lub emitera tranzystora. Podstawowe schematy wspomnianych powyżej amplifiltrów pokazano na rys. 3, a odpowiadające im charakterystyki na rys. 4.

Jakkolwiek możliwa jest i dalsza rozbudowa amplifiltrów tego typu w stosunku do układu podstawowego z rys. 3a, w artykule tym przeprowadzono głównie analizę podstawowego układu i głównego czynnika filtrującego, jakim jest dwójnik  $L_1 C_1$  i  $L_2 C_2$  w pętli ujemnego prądowego sprzężenia zwrotnego. Analiza pozostałych parametrów amplifiltru, interesujących ze względu na ich praktyczne zastosowanie, to znaczy oporności wejściowej i wyjściowej, zniekształceń fazowych i zniekształceń nieline-

arnych nie wchodzi w zakres tego artykułu. Ograniczono się tylko do omówienia tych zagadnień w takim zakresie, jaki jest niezbędny i może być pomocny przy realizacji amplifiltrów, wyborze odpowiedniego schematu i praktycznym zastosowaniu opisanych układów w urządzeniach teletransmisyjnych.

Dla poprawnego określenia selektywnego charakteru amplifiltru wprowadzono pojęcie filtracji. Przez filtrację  $F$  rozumie się funkcję będącą stosunkiem napięcia wyjściowego amplifiltru przy częstotliwości średniej  $f_0$  do napięcia wyjściowego przy innych częstotliwościach, w założeniu, że do wejścia amplifiltru dołączone jest źródło napięcia zmiennego o sile elektromotorycznej  $E$  mającej stałą wartość dla częstotliwości od zera do nieskończoności i o oporności wewnętrznej  $\bar{\rho}$  (rys. 5). Filtrację można wyrazić bądź liczbą oderwaną

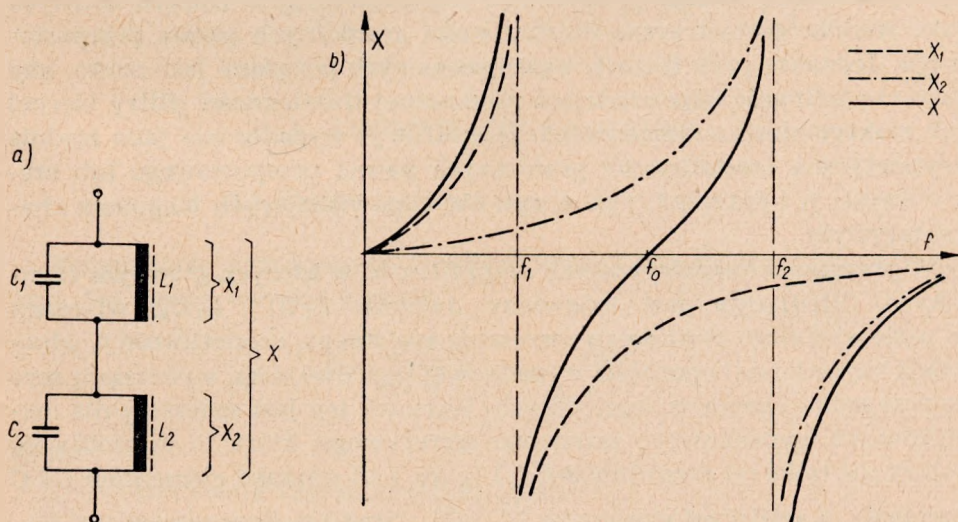
$$F = \left| \frac{\bar{U}_{wy0}}{\bar{U}_{wy}} \right|$$

bądź w neperach, jeśli określi się ją jako

$$F_N = \ln \left| \frac{\bar{U}_{wy0}}{\bar{U}_{wy}} \right|$$

## 2. ANALIZA OBWODÓW BEZSTRATNYCH

Przedmiotem rozważań jest dwójnik elektryczny, występujący w obwodzie katody lub emitera amplifiltrów przedstawionych na rys. 3a, b, c, złożony z czterech bezstratnych elementów  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $L_2$ ,  $C_2$  połączonych jak na rys. 6a. Charakter oporności tego dwójnika pokazano na rys. 6b.



Rys. 6. Dwójnik filtrujący amplifiltru: a) schemat zasadniczy, b) charakterystyki oporności

Oporności bierne części składowych tego dwójnika wyrażają się następującymi zależnościami:

$$X_1 = \frac{\omega L_1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2} \quad \text{gdzie} \quad \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (1)$$

$$X_2 = \frac{\omega L_2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2} \quad \text{gdzie} \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (2)$$

a całkowita oporność dwójnika wyraża się wzorem

$$X = X_1 + X_2 = \frac{\omega L_1 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2\right] + \omega L_2 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2\right]}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2\right] \cdot \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2\right]} \quad (3)$$

Wprowadzając następujące oznaczenia:

$$\begin{aligned} \frac{\omega}{\omega_1} &= \eta_1 & 1 - \eta_1^2 &= \Theta_1 \\ \frac{\omega}{\omega_2} &= \eta_2 & 1 - \eta_2^2 &= \Theta_2 \end{aligned} \quad (4)$$

oporność całkowitą dwójnika można wyrazić w sposób następujący:

$$X = \omega \cdot \frac{L_1 \Theta_2 + L_2 \Theta_1}{\Theta_1 \cdot \Theta_2} \quad (5)$$

Częstotliwość średnia  $f_0$  określona jest zazwyczaj w filtrach biernych jako średnia geometryczna częstotliwości granicznych pasma przepustowego. Jednakże przy filtrach wąskopasmowych pożądane jest często, aby jako częstotliwość odpowiadająca minimalnej tłumienności (filtry bierne) lub maksymalnemu wzmocnieniu (amplifiltry) wypadła ona jako średnia arytmetyczna częstotliwości granicznych pasma przepustowego lub częstotliwości  $f_1$  i  $f_2$  (rys. 1, rys. 4, rys. 6b) odpowiadających biegunom charakterystyki.

W przypadku rozpatrywanych amplifiltrów, w których głównym czynnikiem filtrującym jest omawiany dwójnik  $L_1 C_1 - L_2 C_2$ , włączony w pętlę ujemnego prądowego sprzężenia zwrotnego, częstotliwość  $f_0$  odpowiada najmniejszej oporności wypadkowej tego dwójnika, wynoszącej zero w przypadku obwodów bezstratnych. Warunek ten jest spełniony dla częstotliwości wypadkowego rezonansu szeregowego, która to częstotliwość zależy nie tylko od częstotliwości  $f_1$  i  $f_2$ , ale i od wartości elementów  $L$  i  $C$  dwójnika, a ściślej od stosunków  $\frac{L_1}{C_1}$  i  $\frac{L_2}{C_2}$ . Stąd też przy założonych częstotliwościach  $f_1$ ,  $f_2$  i  $f_0$  zależność między elementami obwodu jest ściśle

określona. Zależności te wynikają z przyrównania oporności wypadkowej do zera, dla częstotliwości  $f_0$ :

dla

$$\omega = \omega_0 \quad X = \omega_0 \frac{L_1 \Theta_{02} + L_2 \Theta_{01}}{\Theta_{01} \cdot \Theta_{02}} = 0 \quad (6)$$

gdzie

$$\left. \begin{aligned} \Theta_{01} &= 1 - \eta_{01}^2 = 1 - \left( \frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 \\ \Theta_{02} &= 1 - \eta_{02}^2 = 1 - \left( \frac{\omega_0}{\omega_2} \right)^2 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Ze wzoru (6) wynika bezpośredni związek między indukcyjnościami obwodów, a mianowicie

$$L_1 = -L_2 \frac{\Theta_{01}}{\Theta_{02}} \quad (8)$$

Eliminując ze wzoru (5) wielkość  $L_1$  otrzymuje się wyrażenie na oporność dwójnika, w którym występuje wartość tylko jednego elementu obwodu  $L_2$

$$X = \omega L_2 \frac{\Theta_1 \Theta_{02} - \Theta_2 \Theta_{01}}{\Theta_1 \cdot \Theta_2 \cdot \Theta_{02}} \quad (9)$$

przy czym wartości wszystkich pozostałych elementów obwodu wynikają z wartości indukcyjności  $L_2$  w sposób następujący:

$$L_1 = -L_2 \frac{\Theta_{01}}{\Theta_{02}}; \quad C_1 = \frac{-\Theta_{02}}{\omega_1^2 \cdot L_2 \cdot \Theta_{01}}; \quad C_2 = \frac{1}{\omega_2^2 \cdot L_2} \quad (10)$$

### 3. AMPLIFILTRY LAMPOWE

#### 3.1. Ogólna analiza sprzężenia zwrotnego

Wzmocnienie wzmacniacza jednolampowego bez sprzężenia zwrotnego (rys. 7a) można wyrazić wzorem

$$\dot{k} = \frac{S_a \dot{Z}_o \varrho_a}{\varrho_a + \dot{Z}_o} = \frac{S_a}{\frac{1}{\dot{Z}_o} + \frac{1}{\varrho_a}} \quad (11)$$

gdzie:

$S_a$  — nachylenie charakterystyki siatkowej,

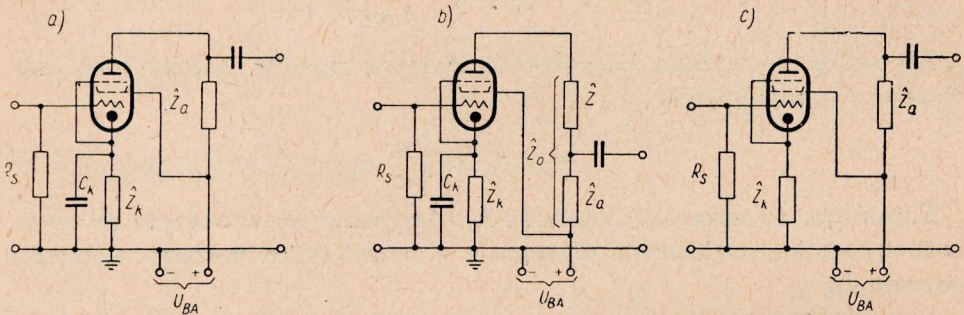
$\dot{Z}_o$  — oporność obciążenia,

$\varrho_a$  — oporność wewnętrzna lampy (wyjściowa).

W przypadku zastosowania pentody napięciowej, której oporność wewnętrzna  $\rho_a$  jest dużo większa od oporności obciążenia  $Z_o$ , składnik  $\frac{1}{\rho_a}$  jest pomijalny w stosunku do składnika  $\frac{1}{Z_o}$  i wzmacnienie stopnia można wyrazić w sposób uproszczony jako

$$k = S_a \cdot Z_o \quad (12)$$

Przez oporność  $Z_o$  rozumie się całkowitą oporność obciążenia lampy włączoną między jej anodę i katodę, i w takim też przypadku wzmacnienie



Rys. 7. Zasadnicze schematy wzmacniaczy jednolampowych: a) bez sprzężenia zwrotnego, b) bez sprzężenia zwrotnego ze zmniejszonym użytecznym wzmacnieniem napięciowym, c) z ujemnym prądowym sprzężeniem zwrotnym

według wzoru (12) odpowiada całkowitemu wzmacnieniu napięciowemu lampy. Jeżeli jednak napięcie wyjściowe jest zbierane nie z całej oporności obciążenia, a tylko z jej części (rys. 7b), użyteczne wzmacnienie napięciowe wzmacniacza jest odpowiednio mniejsze i wyraża się zależnością

$$\hat{k}_u = \hat{k} \frac{Z_a}{Z_o} = S_a \cdot Z_a \quad (13)$$

W przypadku wzmacniaczy z prądowym ujemnym sprzężeniem zwrotnym (rys. 7c), do jakich należy zaliczyć amplifiltry omawiane w artykule, oporność katodowa jest czynnikiem decydującym jednocześnie o wielkości ujemnego sprzężenia zwrotnego i o zmniejszeniu wzmacnienia użytecznego, wynikającym ze stosunku użytecznej oporności obciążenia lampy  $Z_a$  do całkowitej oporności obciążenia  $Z_o = Z_k + Z_a$ . W związku z tym, podobnie jak w przypadku wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego, można i tu wprowadzić obok pojęcia całkowitego wzmacnienia stopnia ze sprzężeniem zwrotnym

$$\hat{k}_r = \frac{\hat{k}}{1 + \beta \hat{k}} \quad (14)$$

pojęcie użytecznego wzmocnienia ze sprzężeniem <sup>1)</sup>:

$$\hat{k}_{ur} = \frac{\hat{k}}{1 + \hat{\beta}\hat{k}} \left( \frac{Z_a}{Z_a + Z_k} \right) \quad (15)$$

W przypadku omawianych amplifiltrów,  $\hat{\beta}$  jako stosunek napięcia sprzężenia zwrotnego do napięcia wyjściowego lampy wyraża się zależnością

$$\hat{\beta} = \frac{Z_k}{Z_a + Z_k} \quad (16)$$

i w związku z tym wyrażenie (15) przyjmuje następującą postać:

$$\hat{k}_{ur} = \frac{S_a(Z_k + Z_a)}{1 + \frac{\hat{Z}_k}{\hat{Z}_k + \hat{Z}_a} \cdot S_e(Z_k + Z_a)} \cdot \frac{Z_a}{Z_k + Z_a} = \frac{S_a Z_a}{1 + S_a \hat{Z}_k} \quad (17)$$

W rozdziale pierwszym omówiono pojęcie filtracji  $F$ , którą będzie się określać właściwości filtrujące amplifiltrów. W przypadku amplifiltrów lampowych, których oporność wejściowa jest z reguły dużo większa od oporności wewnętrznej źródła  $\hat{q}$  w układzie pomocniczym z rys. 5, napięcie wejściowe amplifiltru jest wartością stałą niezależnie od wartości i charakteru oporności  $\hat{q}$ . Stąd też filtrację można określić bądź jako moduł stosunku napięć wyjściowych, bądź jako moduł wzmocnień użytecznych amplifiltru i zapisać ją jako:

$$F = \left| \frac{U_{wy0}}{U_{wy}} \right| = \left| \frac{\hat{k}_{u0}}{\hat{k}_{ur}} \right| \quad (18)$$

gdzie  $\hat{U}_{wy0}$  i  $\hat{k}_{u0}$  odpowiadają wartościom przy częstotliwości  $f_0$ , a  $\hat{U}_{wy}$  i  $\hat{k}_{ur}$  są funkcjami częstotliwości.

Ponieważ w artykule rozpatruje się obok amplifiltrów podstawowych z rys. 3a, również rozbudowane, pochodne układy z rys. 3b, c, d, w których

<sup>1)</sup> Do poniższych zależności można dojść również stosując rachunek uproszczony, a mianowicie:

$$\hat{k}_{ur} = \frac{\hat{k}_u}{1 + \hat{\beta}_u \cdot \hat{k}_u}$$

gdzie  $\hat{k}_u$  — określone jest zależnością (13) a  $\hat{\beta}_u = \frac{\hat{Z}_k}{\hat{Z}_a}$ .

W wyniku otrzymuje się wyrażenie

$$\hat{k}_{ur} = \frac{S_a \hat{Z}_a}{1 + \frac{\hat{Z}_k}{\hat{Z}_a} \cdot S_a \cdot \hat{Z}_a} = \frac{S_a \hat{Z}_a}{1 + S_a \cdot \hat{Z}_k}$$

które jest identyczne ze wzorem (17).

każdy dodatkowy obwód rezonansowy ma wpływ na filtrację, wygodnie jest dla lepszego zobrazowania działania poszczególnych obwodów amplifiltrów określić wypadkową filtrację  $F$  jako iloczyn poszczególnych filtracji wynikających z charakteru i działania poszczególnych gałęzi rezonansowych. Tak więc w przypadku amplifiltrów lampowych filtracja wypadkowa ma postać

$$F = F_s \cdot F_k \cdot F_a \quad (19)$$

gdzie:  $F_s$  określa filtrację wynikającą tylko z działania obwodu rezonansowego w siatce lampy (rys. 3c,d),  $F_k$  — filtrację wynikającą z działania tylko oporu  $Z_k$  w obwodzie katody, a  $F_a$  — filtrację wynikającą z właściwości transformatora rezonansowego w anodzie lampy (rys. 3b, c, d).

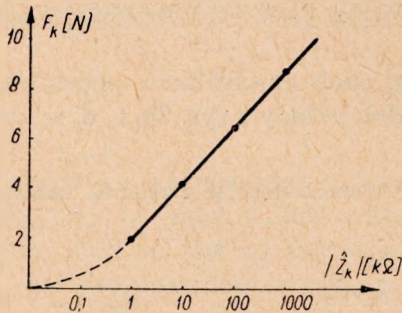
Dla amplifiltru podstawowego z rys. 3a,  $F_s = 1$  i  $F_a = 1$ , i filtracja wypadkowa wyraża się zależnością

$$F = F_k = \left| \frac{\hat{k}_{u0}}{\hat{k}_{ur}} \right| = \left| \frac{S_a Z_a}{\frac{S_a Z_a}{1 + S_a Z_k}} \right| = |1 + S_a Z_k| \quad (20)$$

Dla częstotliwości  $f_0$  oporność  $Z_k = 0$  i filtracja  $F_k = 1$ . Dla częstotliwości będących w pewnym oddaleniu od  $f_0$ , przy których spełniona jest zależność  $|S_a \cdot Z_k| \gg 1$ , wyrażenie (20) przyjmuje uproszczoną postać:

$$F_k \cong |S_a Z_k| \quad (21)$$

Selektywność amplifiltru jest więc w zasadzie wynikiem dwóch czynników: charakteru oporności  $Z_k$  w funkcji częstotliwości i nachylenia charakterystyki lampy elektronowej  $S_a$ . Wyraźny i bardzo znaczny wpływ



Rys. 8. Filtracja amplifiltru

lampy elektronowej na charakterystykę amplifiltru wskazuje na celowość wyboru lamp o jak największym nachyleniu.

Przy stosowanych w teletransmisyjnym sprzęcie produkcji krajowej lampach IF860 (teletransmisyjny odpowiednik lampy UF80) o nachyleniu około 7 mA/V, uzyskuje się charakterystykę filtracji dla omawianego amplifiltru, przedstawioną na rys. 8.



### 3.2. Pasma przepustowe

Szerokość pasma przepustowego w wąskopasmowych filtrach elektrycznych i charakterystyka przenoszenia w tym pasmie jest w wielu przypadkach bardzo istotna. W urządzeniach telegrafii wielokrotnej szerokość pasma przepustowego wynika z szerokości wstęgi przenoszonych sygnałów i obok charakterystyki tłumieniowej i fazowej ma decydujący wpływ na ich zniekształcenia. W innych przypadkach, np. w układach generacyjnych telefonii nośnej, gdzie filtr czy amplifiltr wąskopasmowy jest przeznaczony do wydzielenia tylko jednej częstotliwości, określenie niezbędnej szerokości pasma przepustowego jest wskazane, jako pewnego rodzaju margines bezpieczeństwa uwzględniający możliwość niestabilności częstotliwości sygnału oraz niestabilność elementów  $LC$  tworzących czwórnik filtrujący, a mających bezpośredni wpływ na jego charakterystykę przenoszenia. Trzeba tu zaznaczyć, że niestałość parametrów elektrycznych podzespołów  $L$  i  $C$  jest szczególnie niebezpieczna w filtrach wąskopasmowych.

Już przy niewielkich zmianach procentowych indukcyjności i pojemności istnieje bowiem możliwość takiego przestrojenia się czwornika i przesunięcia się wąskiego pasma przepustowego, że założona częstotliwość  $f_0$  będzie odpowiadała punktowi leżącemu na zboczu charakterystyki, a wprowadzona tłumienność dla tej częstotliwości będzie niedopuszczalnie duża. W układach generacyjnych telefonii prowadzi to do znacznego obniżenia poziomu fali nośnej i w związku z tym do wzrostu zniekształceń wprowadzanych przez odpowiednie modulatory. W przypadku urządzeń telegraficznych sygnały będą przenoszone z asymetrią tłumienności lub wzmocnienia obu wstęg bocznych, co w konsekwencji pociągnie za sobą znaczny przyrost zniekształceń telegraficznych.

Z tego też względu nie można zagadnienia amplifiltru wąskopasmowego sprowadzać do punktowego pasma przenoszenia i analizy układu ograniczać tylko do filtracji w pasmie tłumieniowym. Przeciwnie, możliwość kształtowania charakterystyki amplifiltru wąskopasmowego w obrębie pasma przepustowego jest bardzo istotnym czynnikiem i ma decydujący wpływ na jego praktyczne zastosowanie.

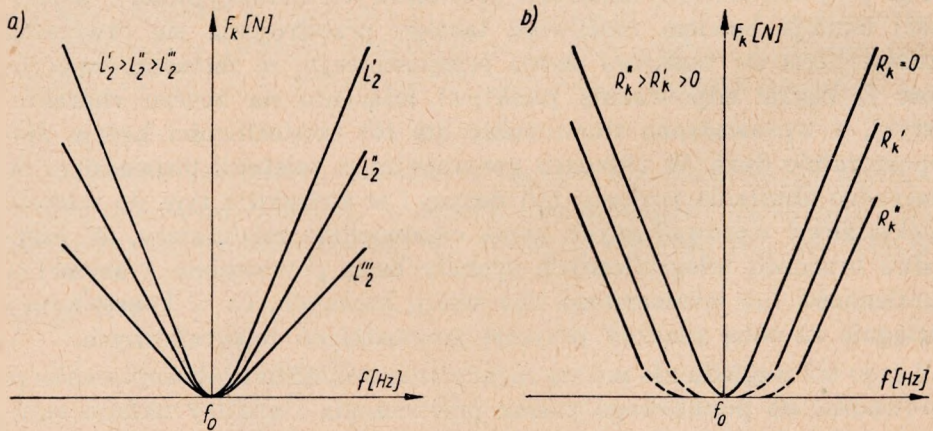
W przypadku amplifiltrów opisanych w niniejszej pracy możliwość ta istnieje, a zasada kształtowania pasma przepustowego jest bardzo prosta. Sprowadza się bowiem tylko do odpowiedniego doboru opornika  $R_k$  w obwodzie katody, pokazanego na rys. 3d. Pasma przepustowe można rozpatrywać w odniesieniu do dowolnego układu z rys. 3, niezależnie od stopnia jego rozbudowy. Dodatkowe obwody rezonansowe, które mogą być włączone w obwód siatki lub anody, wpływają bowiem na charakterystykę wzmocnienia w zasadzie tylko dla częstotliwości będących w od-

powiednim oddaleniu od częstotliwości  $f_0$ , natomiast wpływ ich na charakterystykę w obrębie bardzo wąskiego pasma przepustowego może być przy odpowiednim zaprojektowaniu tak niewielki, że można go pominąć bez obawy popełnienia znaczących niedokładności. Główny wpływ na charakterystykę amplifiltru w okolicy  $f_0$  ma więc tylko wypadkowa oporność  $Z_k$  włączona w obwód katody, czyli w pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Uwzględniając rysunek 3d i wzór (9) oporność tę można wyrazić następującą zależnością:

$$Z_k = R_k + jX = R_k + j\omega L_2 \frac{\Theta_1 \Theta_{02} - \Theta_2 \Theta_{01}}{\Theta_1 \cdot \Theta_2 \cdot \Theta_{02}} \quad (22)$$

Przy założonych częstotliwościach  $f_0$ ,  $f_1$ ,  $f_2$ , czyli przy ustalonych wartościach  $\Theta_{01}$  i  $\Theta_{02}$ , charakterystykę oporności  $Z_k$ , a tym samym charakterystykę całego amplifiltru, kształtują zasadniczo dwa elementy:  $R_k$  i  $L_2$ . Wpływ tych elementów na filtrację układu przedstawia rys. 9. Zmiana indukcyjności  $L_2$  pociąga za sobą zmianę nachylenia charakte-



Rys. 9. Kształtowanie charakterystyki amplifiltru w pasmie przepustowym: a) przez zmianę wartości  $L_2$ , b) przez zmianę oporności  $R_k$

rystyk zgodnie z rys. 9a, co w pewnym stopniu kształtuje charakterystykę w obrębie pasma przepustowego, jednakże zachowując jej niezmienny charakter zbliżony do paraboli, to znaczy z jednym punktem ekstremalnym bez wyraźnie zarysowanego pasma, w którym wzmocnienie ma wartość praktycznie stałą. Poza tym nie można dopuścić „dostrajania” amplifiltru w sensie kształtowania jego charakterystyki w pasmie przepustowym przez zmianę wartości indukcyjności  $L_2$  w stosunku do wartości wynikającej z projektu, gdyż pociąga to za sobą zmianę częstotliwości  $f_2$  i  $f_0$ , a w przypadku konieczności dostrojenia układu do założonej

częstotliwości  $f_0$  również i konieczność zmiany indukcyjności  $L_1$ . Prowadzi to w efekcie do zmiany częstotliwości  $f_1$  i  $f_2$ , odpowiadających biegunom charakterystyki, w stosunku do wymaganej i założonej charakterystyki amplifiltru.

Natomiast zmiana opornika  $R_k$ , przy niezmiennych wartościach pozostałych elementów tworzących oporność  $Z_k$ , nie wpływa na zmianę zadanej charakterystycznej dla amplifiltru częstotliwości ( $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_0$ ), powodując jedynie zmianę wzmocnienia układu przy częstotliwościach bliskich  $f_0$ , pociągając za sobą zmianę filtracji w całym zakresie częstotliwości zgodnie z rys. 9b. Mianowicie z definicji filtracji podanej na wstępie i ze wzorów (17) i (18) wynika, że filtracja  $F_k$  amplifiltru, w przypadku oporności  $Z_k$  złożonej z opornika  $R_k$  i dwóch obwodów rezonansowych  $L_1 C_1$  i  $L_2 C_2$ , wyraża się następującą zależnością:

$$F_k = \left| \frac{(1 + S_a R_k) + j S_a X}{1 + S_a R_k} \right| \quad (23)$$

Analizy filtracji układu można dokonać dla trzech zakresów częstotliwości:

I. Przy częstotliwości  $f_0$  i bliskich, przy których spełniony jest warunek, że  $1 + S_a R_k \gg S_a X$ , filtracja  $F_k$  ma praktycznie wartość stałą i równą 1, co na rys. 9b odpowiada płaskiej części charakterystyki i wyraźnemu pasmu przepustowemu amplifiltru.

II. Przy częstotliwościach odpowiednio odległych od  $f_0$ , przy których jest spełniony warunek, że  $1 + S_a R_k \gg S_a X$ , kształt charakterystyki filtracji jest taki sam, jak w przypadku amplifiltru przy  $R_k = 0$ , a wartość filtracji jest w każdym punkcie charakterystyki zmniejszona w stosunku  $(1 + S_a R_k)$ .

III. Przy wszystkich pozostałych częstotliwościach, przy których warunki z zakresów I i II nie są spełnione, charakterystyka jest wynikiem wzajemnego stosunku oporności  $R_k$  i  $X$ . Odpowiadającą temu zakresowi część charakterystyki pokazano na rys. 9b linią przerywaną.

Niewątpliwą zaletą kształtowania charakterystyki w pasmie przepustowym przez dobór i zmianę wartości opornika  $R_k$  jest prostota samej regulacji i brak jakiegokolwiek wpływu ubocznego na charakterystykę amplifiltru i na jego charakterystyczne częstotliwości określające środek pasma przepustowego i bieguny charakterystyki. Włączenie opornika  $R_k$  w obwód katody ma poza tym dodatkowe zalety, mianowicie realizując w pasmie przepustowym ujemne sprzężenie zwrotne powoduje zwiększenie stabilności amplifiltru i zmniejszenie zniekształceń nieliniarnych zgodnie z teorią wzmacniaczy z ujemnym sprzężeniem zwrotnym.

### 3.3. Pasma tłumieniowe

Amplifiltr o układzie podstawowym z rys. 3a, którego jedynymi obwodami rezonansowymi są obwody  $L_1 C_1$  i  $L_2 C_2$  w katodzie lampy, posiada charakterystykę wzmocnienia odpowiadającą filtrowi biernemu złożonemu wyłącznie z ogniw pochodnych. Czwórnik taki odznacza się charakterystyką tłumienności o dużym nachyleniu między biegunami (częstotliwości  $f_1$  i  $f_2$ ), o znacznej tłumienności w biegunach i ich sąsiedztwie, i o malejącej tłumienności poza biegunami (rys. 4 — krzywa a). Jeżeli wymagana jest duża i niemalejąca, przy częstotliwościach dążących do zera i nieskończoności, tłumienność czwórnika, w przypadku filtrów biernych stosuje się ogniwa podstawowe, a w przypadku omawianych amplifiltrów należy stosować dodatkowo obwód rezonansowy (lub obwody rezonansowe), np. w obwodzie anody lub siatki (rys. 3b, c), którego wpływ na charakterystykę wzmocnienia i filtrację będzie zbliżony do działania ogniwa podstawowego filtru biernego. Najprościej jest zastosować wyjściowy transformator rezonansowy, czyli transformator o dużej dobroci, którego pierwotna indukcyjność  $L_a$  tworzy z kondensatorem  $C_a$  rezonans równoległy dla częstotliwości  $f_0$  (rys. 3b, c, d). Dla powiększenia wypadkowej dobroci obwodu rezonansowego  $L_a C_a$  można zastosować wyjściowy transformator o pierwotnej indukcyjności dzielonej (z odczepem).

Zastosowanie obwodu rezonansowego w siatce lampy (rys. 3c, d) nastrojonego również na częstotliwość  $f_0$ , powoduje dalsze zwiększenie filtracji amplifiltru, stwarzając niestety jednocześnie niebezpieczeństwo wzbudzenia się układu. Przy niedokładnym zestrojeniu bowiem całego amplifiltru i szczególnie przy dużym wzmocnieniu dla częstotliwości  $f_0$ , istnieje możliwość powstania drgań własnych w układzie równoważnym generatorowi Hartleya.

Zgodnie z określeniem filtracji wypadkowej (19) działanie rezonansowego obwodu siatkowego i anodowego można rozpatrywać niezależnie od siebie. Filtracja  $F_s$  wynikająca z selektywnego charakteru obwodu rezonansowego  $L_s C_s$  zależy od wartości opornika  $R$  włączonego w szereg z siatką lampy (odpowiednik oporności wewnętrznej źródła) i wyraża się zależnością:

$$F_s = \left| \frac{R_{ds}(R + \hat{Z}_s)}{\hat{Z}_s(R + R_{ds})} \right| = \left| \frac{R_{ds} \left( 1 + \frac{\hat{Z}_s}{R} \right)}{\hat{Z}_s \left( 1 + \frac{R_{ds}}{R} \right)} \right| \quad (24)$$

gdzie:  $\hat{Z}_s$  jest opornością siatkowego obwodu rezonansowego, a  $R_{ds}$  jego opornością dynamiczną dla częstotliwości rezonansowej.

Przy bardzo małej oporności  $R$  i małej oporności wewnętrznej źródła w układzie pomocniczym (rys. 5), filtracja  $F_s$  jest praktycznie wartością

stałą i równa się jedności (lub wyrażona w neperach — zero). Przy bardzo dużych wartościach oporności  $R$  dążących do nieskończoności, filtracja uzyskuje dla danej częstotliwości maksymalną możliwą wartość, odpowiadającą stosunkowi oporności dynamicznej obwodu  $L_s C_s$  do oporności tego obwodu dla danej częstotliwości, zaś charakterystyka  $F_s(f)$  posiada największe nachylenie, identyczne z charakterystyką modułu oporności obwodu rezonansowego.

Filtracja wynikająca z działania rezonansowego transformatora anodowego, w założeniu, że oporność  $\hat{Z}_{ob}$  będąca opornością obciążenia amplifiltru jest dużo mniejsza od oporności dynamicznej obwodu  $L_a C_a$  wyraża się zależnością

$$F_a = \left| 1 + \frac{\hat{Z}_{ob}}{\hat{Z}_a} \right| \quad (25)$$

gdzie  $\hat{Z}_a$  jest opornością obwodu anodowego.

Przy częstotliwościach bliskich  $f_0$ , gdy  $|\hat{Z}_{ob}| \ll |\hat{Z}_a|$ , filtracja jest praktycznie stała i równa jedności, co oznacza brak wpływu obwodu anodowego na wypadkową filtrację amplifiltru w obrębie pasma przepustowego. Przy częstotliwościach zaś odpowiednio odległych od środka pasma, dla których spełniona jest nierówność  $|\hat{Z}_a| \ll |\hat{Z}_{ob}|$ , filtracja  $F_a$  wyraża się stosunkiem  $\left| \frac{\hat{Z}_{ob}}{\hat{Z}_a} \right|$ .

Tak więc wypadkową filtrację amplifiltru z rys. 3d można zapisać następującą zależnością:

$$F = F_s F_k F_a = \left| \frac{R_{ds}(R + \hat{Z}_s)}{\hat{Z}_s(R + R_{ds})} \cdot \frac{1 + S_a \hat{Z}_k}{1 + S_a R_k} \cdot \frac{\hat{Z}_a + \hat{Z}_{ob}}{\hat{Z}_a} \right| \quad (26)$$

Dalsza rozbudowa jednolampowego amplifiltru lub zastosowanie amplifiltrów wielostopniowych nie wynika z konieczności zwiększenia tłumienności w biegunach, która w praktyce jest większa od 7 N dla układu z rys. 3a, a osiąga wartości  $10 \div 13$  N w przypadku zastosowania obwodów rezonansowych w siatce i w anodzie lampy, ani też z potrzeby kształtowania charakterystyki w pasmie przepustowym, a tylko z ewentualnej konieczności zwiększenia tłumienności w pasmie tłumieniowym, poza biegunami charakterystyki. Warto więc wskazać możliwość zrealizowania amplifiltru, którego charakterystyka filtracji odpowiada charakterystyce tłumienności filtru biernego, złożonego z ogniów podstawowych, a zasada działania podobna jest do omawianych w tym artykule układów. Podstawowy schemat i charakterystykę takiego amplifiltru ilustruje rys. 10.

Efekt filtracji, podobnie jak w układzie z rys. 3a, uzyskuje się na skutek selektywnego ujemnego sprzężenia zwrotnego, realizowanego przez szeregowy obwód rezonansowy  $L_k C_k$  w obwodzie katody. Maksymalna

filtracja zależy od wartości opornika  $R_{k2}$ . Przy odpowiednio dużej wartości kondensatora  $C_{k1}$ , filtrację można wyrazić jako

$$F_k = |1 + S_a \hat{Z}_k| = \left| 1 + S_a \left( \frac{1}{R_{k2}} + \frac{1}{jX_k} \right) \right| \quad (27)$$

gdzie

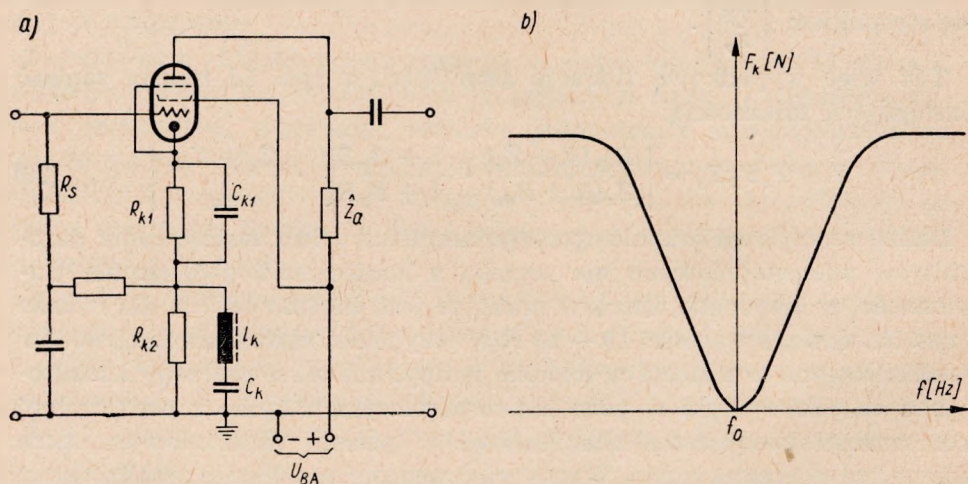
$$X_k = \frac{-\Theta_0}{\omega C_k}$$

przy czym

$$\Theta_0 = 1 - \eta_0^2 = 1 - \frac{\omega^2}{\omega_k^2} = 1 - \omega^2 L_k C_k$$

Minimalna jej wartość wypada dla częstotliwości rezonansowej  $f_k$  i z uwagi na zerową wartość oporności  $X_k$  (w założeniu elementów bezstratnych) równa jest jedności, maksymalna zaś wartość występująca przy wszystkich częstotliwościach, dla których  $X_k \gg R_{k2}$  odpowiada wartości  $F_k = 1 + S_a R_{k2}$ . Stąd też wynika zagięcie charakterystyki z rys. 10b.

Podobnie, jak w przypadku amplifiltrów z dwoma równoległymi obwodami rezonansowymi w katodzie, tak i w tym układzie istnieje możliwość kształtowania charakterystyki w pasmie przepustowym przez



Rys. 10. Amplifiltr o charakterystyce ogniwa podstawowego: a) schemat, b) charakterystyka

włączenie opornika w szereg z równoległe połączonymi elementami  $R_{k2}$  i  $L_k C_k$  oraz zwiększenia nachylenia charakterystyki w pasmie przepustowym przez dodanie np. rezonansowego transformatora wyjściowego lub równoległego obwodu rezonansowego w obwód siatki.

## 4. AMPLIFILTRY TRANZYSTOROWE

### 4.1. Ogólna analiza sprzężenia zwrotnego

Ponieważ głównym celem artykułu jest wskazanie praktycznych możliwości zastosowania wąskopasmowych amplifiltrów w urządzeniach teletransmisyjnych, do analizy układów tranzystorowych nie wprowadzono stosowanego powszechnie rachunku macierzowego, a co więcej zastosowano szereg uproszczeń i przybliżeń które nie wprowadzając zasadniczych różnic i rozbieżności w stosunku do dokładnej analizy układów umożliwiają zastosowanie przeprowadzonego rachunku w sposób praktyczny przy obliczaniu konkretnych amplifiltrów. Wprowadzono przy tym szereg roboczych parametrów dobierając ich symbolikę w ten sposób, aby zachować jak największą analogię w stosunku do amplifiltrów lampowych omówionych w rozdziale 3. Takie potraktowanie zagadnienia daje praktyczne wskazówki co do możliwości i celowości stosowania poszczególnych układów amplifiltrów w konkretnych urządzeniach teletransmisyjnych, sugerując przy tym zastosowanie jako elementu czynnego lampy elektronowej lub tranzystora w zależności od stawianych układowi wymagań. Przeprowadzenie dokładniejszej analizy amplifiltrów tranzystorowych i szersze rozważania teoretyczne tego tematu umożliwi czytelnikowi bogata już literatura z dziedziny elektroniki półprzewodnikowej, której kilka pozycji podano na końcu tego artykułu.

W przeciwieństwie do układów amplifiltrów lampowych, w których oporność wejściowa jest dużo większa i pomijalna w stosunku do mogącej wystąpić w praktyce oporności wewnętrznej źródła, przy analizie układów tranzystorowych niesposób jest pominąć takiego parametru układu, jakim jest oporność wejściowa. Pojęcie filtracji określone w rozdziale 1 uwzględnia tę właściwość układów tranzystorowych, ponieważ określa charakterystykę napięcia wyjściowego w układzie pomocniczym (rys. 5) zbliżonym do rzeczywistych warunków pracy, a w szczególności posiadających konkretną oporność wewnętrzną.

Wzmacniacz tranzystorowy pracujący w układzie ze wspólnym emitorem można określić za pomocą parametrów macierzy  $h$ .

Parametry te są następujące:

$$\left. \begin{aligned} h_{11} &= \frac{\partial U_B}{\partial I_B} \quad \text{przy } U_C - \text{const} \\ h_{12} &= \frac{\partial U_B}{\partial U_C} \quad \text{przy } I_B - \text{const} \\ h_{21} &= \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \quad \text{przy } U_C - \text{const} \\ h_{22} &= \frac{\partial I_C}{\partial U_C} \quad \text{przy } I_B - \text{const} \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

Oznaczenia  $U_C$  i  $I_C$  odpowiadają napięciu i prądowi kolektora a  $U_B$  i  $I_B$  napięciu i prądowi bazy. Interesujące ze względu na dalsze rozważania parametry to  $h_{11}$  — odpowiadający oporności wejściowej tranzystora przy zwartym wyjściu ( $\Delta U_C = 0$ ) i  $h_{21}$  — będący współczynnikiem wzmocnienia prądowego.

Do określenia filtracji amplifiltru, czyli do wyznaczenia napięcia wyjściowego w układzie pomocniczym, konieczne jest wyznaczenie oporności wejściowej i wzmocnienia prądowego wzmacniacza zarówno bez sprzężenia zwrotnego, jak i w przypadku istnienia prądowego ujemnego sprzężenia zwrotnego, będącego wynikiem oporności  $Z_e$  w obwodzie emitera.

Oporność wejściową wzmacniacza można określić następującymi zależnościami:

$$\left. \begin{aligned} Z_{w_{er}} &= h_{11} + Z_e(h_{21} + 1) \text{ — ze sprzężeniem zwrotnym} \\ Z_{w_{e0}} &= h_{11} \text{ — bez sprzężenia zwrotnego,} \\ &\text{to znaczy przy } Z_e = 0 \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Wzmocnienie prądowe zaś nie zależy od prądowego sprzężenia zwrotnego i wynosi

$$k_I = h_{21} \quad (30)$$

Napięcie wyjściowe amplifiltru podstawowego w układzie z rys. 5 można określić jako:

$$\hat{U}_C = \hat{I}_B \cdot k_I \cdot Z_C = \frac{E}{\hat{Q} + Z_{we}} \cdot h_{21} \cdot Z_C \quad (31)$$

W założeniu, że oporność wewnętrzna źródła  $\hat{Q}$  jest wartością stałą, filtrację amplifiltru wyraża następujący wzór:

$$F_E = \left| \frac{\hat{U}_{C0}}{\hat{U}_C} \right| = \left| \frac{\hat{Q} + h_{11} + Z_e(h_{21} + 1)}{\hat{Q} + h_{11}} \right| \quad (32)$$

Filtracja  $F_E$ , analogicznie do filtracji  $F_k$  w przypadku amplifiltrów lampowych, określa charakterystykę napięcia wyjściowego wynikającą wyłącznie z działania oporności  $Z_e$  w obwodzie emitera.

Dla tranzystorów TG1 ... TG5 wartości parametrów  $h$  są następujące:

$$h_{11} = (200 \div 1500) \Omega$$

$$h_{21} = 20 \div 80$$

$$h_{12} \leq 20 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{22} \leq 300 \mu S$$

a więc dla tranzystorów tego typu i praktycznie dla wszystkich tranzystorów spełniona jest nierówność  $h_{21} \gg 1$ . Wobec tego filtrację  $F_E$  można z wystarczającą dokładnością zapisać jako

$$F_E = \left| \frac{\hat{Q} + h_{11} + Z_e h_{21}}{\hat{Q} + h_{11}} \right| = \left| 1 + \frac{h_{21}}{\hat{Q} + h_{11}} Z_e \right| \quad (33)$$



Wprowadzając pojęcie nachylenia charakterystyki bazy:

$$S_C = \frac{\partial I_C}{\partial U_B} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \quad (34)$$

jako analogię do nachylenia  $S_a$  w lampie elektronowej otrzymuje się następującą postać wzoru (33):

$$F_E = \left| 1 + \frac{h_{21} \cdot S_C}{\hat{q} S_C + h_{21}} \cdot Z_e \right| \quad (35)$$

W przypadku najkorzystniejszych warunków pracy amplifiltru tranzystorowego, to znaczy gdy  $\hat{q} = 0$ , filtracja układu jest największa i przyjmuje postać analogiczną jak dla amplifiltrów lampowych, to znaczy:

$$F_E = |1 + S_C Z_e| \quad \text{przy } \hat{q} = 0 \quad (36)$$

Fizycznie jest to uzasadnione, gdyż przy  $\hat{q} = 0$  źródło jest stałonapięciowe i napięcie wejściowe  $\hat{U}_B$  jest wartością stałą w całym pasmie częstotliwości, niezależnie od wartości oporności wejściowej  $Z_{we}$ . Ponieważ wzmacnienie prądowe jest również wartością stałą i niezależną od częstotliwości, filtracja  $F_E$  wynika tylko z charakterystyki oporności wejściowej i wynosi

$$F_E = |1 + S_C Z_e| = \left| 1 + \frac{h_{21}}{h_{11}} Z_e \right| = \left| \frac{h_{11} + h_{21} Z_e}{h_{11}} \right| = \left| \frac{Z_{we}}{Z_{we0}} \right| \quad (37)$$

W przypadku źródła stałoprądowego, to znaczy przy  $\hat{q} \rightarrow \infty$ , efektu filtracji nie ma w ogóle, gdyż

przy  $\hat{q} \rightarrow \infty$

$$\frac{h_{21} \cdot S_C}{\hat{q} S_C + h_{21}} \rightarrow 0 \quad (38)$$

a zatem

$$F_E = 1$$

Niezależnie więc od dalszych rozważań nasuwa się praktyczny wniosek: w celu zapewnienia możliwie największego efektu filtracji należy w przypadku amplifiltrów tranzystorowych stosować poprzedzający je układ o jak najmniejszej oporności wyjściowej, a jeszcze lepiej o oporności wyjściowej posiadającej wartość minimalną dla częstotliwości  $f_0$ .

## 4.2. Pasma przepustowe

Charakterystyka amplifiltrów tranzystorowych w obrębie pasma przepustowego kształtuje się według podobnych zależności, jak w amplifiltrach lampowych. I w tym przypadku można założyć, że dodatkowe obwody rezonansowe, czy to w obwodzie kolektora czy bazy, mają niewielki i praktycznie pomijalny wpływ na charakterystykę układu przy częstotliwości

ciach bliskich  $f_0$  i w związku z tym analizę pasma przepustowego można sprowadzić do rozpatrzenia struktury oporności wypadkowej w obwodzie emitera. Jeśli oporność  $Z_e$  składa się wyłącznie z obwodów rezonansowych  $L_1C_1$  i  $L_2C_2$ , jak na rys. 3a, to filtrację  $F_E$ , zgodnie ze wzorem (35) można zapisać w sposób następujący:

$$F_E = \left| 1 + j \frac{h_{21} S_C}{\hat{Q} S_C + h_{21}} \cdot X \right| \quad (39)$$

a pasmo przepustowe wyznaczone przez częstotliwości, dla których spełniona jest zależność  $1 \gg \left| \frac{h_{21} \cdot S_C}{\hat{Q} S_C + h_{21}} \cdot X \right|$ , jest bardzo wąskie.

Włączenie w szereg z obwodami rezonansowymi opornika  $R_e$  (rys. 3d) powoduje, że filtracja  $F_E$  przyjmuje postać

$$F_E = \left| \frac{\hat{Q} + h_{11} + (R_e + jX) h_{21}}{\hat{Q} + h_{11} + R_e h_{21}} \right| = \left| 1 + j \frac{h_{21} S_C}{(\hat{Q} + R_e h_{21}) S_C + h_{21}} \cdot X \right| \quad (40)$$

i szerokość pasma częstotliwości, odpowiadająca płaskiej części charakterystyki, a określona zależnością:

$$1 \gg \left| \frac{h_{21} S_C}{(\hat{Q} + R_e h_{21}) S_C + h_{21}} \cdot X \right| \quad (41)$$

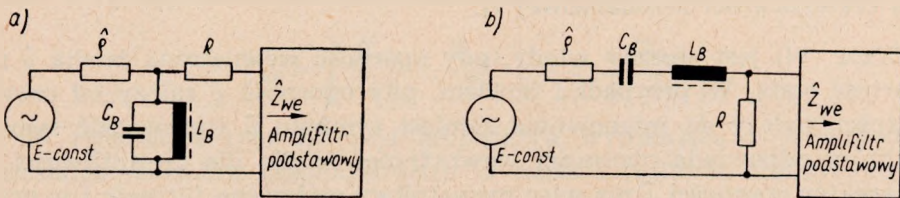
może być dowolnie powiększona przez odpowiedni dobór opornika  $R_e$ .

Wprowadzenie opornika  $R_e$  pociąga za sobą oczywiście zmniejszenie wzmocnienia i napięcia wyjściowego w całym pasmie odpowiadającym płaskiej części charakterystyki i wpływa na filtrację amplifiltru w sposób pokazany na rys. 9b. Wszystkie wnioski wypływające z jego działania są więc w takim samym stopniu słuszne, jak w przypadku amplifiltrów lampowych z opornikiem  $R_k$ .

### 4.3. Pasma tłumieniowe

Dodatkowe kształtowanie charakterystyki w pasmie tłumieniowym, w szczególności dla częstotliwości leżących poza biegunami, to znaczy mniejszych od  $f_1$  i większych od  $f_2$ , możliwe jest przez zastosowanie dodatkowych obwodów rezonansowych nie wchodzących do pętli sprzężenia zwrotnego, a włączonych podobnie jak w amplifiltrach lampowych, np. w obwód kolektora lub bazy. O ile jednak działanie rezonansowego transformatora wyjściowego określone jest filtracją  $F_C = \left| 1 + \frac{\hat{Z}_{ob}}{\hat{Z}_C} \right|$  będącą pełną analogią w stosunku do układów lampowych, o tyle wpływ dodatkowego obwodu rezonansowego w bazie tranzystora na filtrację amplifiltru wymaga głębszej analizy.

Na rysunku 3c, d świadomie wprowadzono różnice w sposobie włączenia wejściowego obwodu rezonansowego w zależności od zastosowania w amplifiltrze lampy elektronowej lub tranzystora. Różnica ta wynika głównie z faktu, że oporność wejściowa tranzystora ma wartość niewielką i współmierną z opornością źródła w przeciwieństwie do dużej oporności wejściowej lampy. Selektyność bowiem równoległego obwodu rezonansowego, pracującego jako selektywny dzielnik prądu lub napięcia, może być praktycznie wykorzystana tylko w przypadku bardzo dużej oporności wewnętrznej źródła i dużej oporności włączonej równolegle z nim. Opornością równoległą w rozpatrywanych amplifiltrach jest oporność wejściowa lampy lub tranzystora.



Rys. 11. Amplifiltr z dodatkowym obwodem rezonansowym

W przypadku amplifiltru lampowego warunek ten jest zachowany dzięki opornikowi  $R$ , który może mieć dowolnie dużą wartość, nie powodując znacznego spadku wzmocnienia oraz dzięki bardzo dużej oporności wejściowej lampy. W układach tranzystorowych obydwa te warunki są w praktyce niemożliwe do zrealizowania. Zastosowanie zaś szeregowego obwodu rezonansowego w obwodzie bazy daje dużą analogię w działaniu obydwóch amplifiltrów pokazanych na rys. 3c.

Dla przykładu i wyraźnego podkreślenia tych różnic warto przeprowadzić analizę amplifiltru tranzystorowego dla obydwu przypadków pokazanych na rys. 11a, b.

Ze względu na małą oporność wejściową tranzystora wygodnie jest wprowadzić pojęcie filtracji będącej wynikiem łącznego działania obwodu rezonansowego  $L_B C_B$  i oporności w obwodzie emitera  $Z_e$ . Filtrację tę, oznaczoną przez  $F_{BE}$ , można dla układu z rys. 11a, w którym zastosowano równoległy obwód rezonansowy  $L_B C_B$  włączony podobnie jak w przypadku amplifiltru lampowego, zapisać w następujący sposób:

$$F_{BE} = \left| \frac{\dot{U}_{B0} \cdot Z_{we}}{\dot{U}_B \cdot Z_{we0}} \right| \quad (42)$$

gdzie  $\dot{U}_{B0}$ ,  $Z_{we0}$  odpowiadają wartościom napięcia sterującego bazy i oporności wejściowej tranzystora dla częstotliwości  $f_0$ , a  $\dot{U}_B$ ,  $Z_{we}$  są funkcjami

częstotliwości. Ponieważ w rozpatrywanym układzie napięcie  $U_B$  wynika z zależności

$$U_B = \frac{\hat{Z}_B \cdot \hat{Z}_{we} \cdot E}{(\hat{Z}_{we} + R)(\hat{Z}_B + \hat{\varrho}) + \hat{\varrho} \hat{Z}_B} \quad (43)$$

gdzie  $\hat{Z}_B$  jest opornością obwodu rezonansowego  $L_B C_B$ , to filtracja  $F_{BE}$  przyjmuje następującą postać:

$$F_{BE} = \left| \frac{R_{dB} [(\hat{Z}_{we} + R)(\hat{Z}_B + \hat{\varrho}) + \hat{\varrho} \hat{Z}_B]}{\hat{Z}_B [(R_{dB} + \hat{\varrho}) + \hat{\varrho} R_{dB}]} \right| \quad (44)$$

przy czym  $R_{dB}$  jest opornością dynamiczną obwodu rezonansowego  $L_B C_B$  dla częstotliwości rezonansowej  $f_0$ .

Wzór (44) jest słuszny wtedy, gdy oporność wewnętrzna źródła  $\hat{\varrho}$  ma wartość stałą. W przypadku bowiem, gdy oporność  $\hat{\varrho}$  zależy od częstotliwości, należy do mianownika zamiast symbolu  $\hat{\varrho}$  wprowadzić symbol  $\hat{\varrho}_0$ , który odpowiada oporności wewnętrznej źródła dla częstotliwości  $f_0$ . Charakter oporności  $\hat{\varrho}$  ma więc niewątpliwie wpływ na filtrację i w przypadku gdy wartość jego osiąga minimum dla częstotliwości środkowej amplifiltru  $f_0$ , filtracja dla pozostałych częstotliwości osiąga większe wartości niż w przypadku  $\hat{\varrho} = \text{const}$ .

Dla praktycznego znaczenia wzoru (44) można dojść rozpatrując filtrację dla czterech krańcowych przypadków w zależności od oporności  $\hat{\varrho}$  i  $R$ :

- |     |                                    |   |                        |
|-----|------------------------------------|---|------------------------|
| I   | $\hat{\varrho} = 0$                | i | $R = 0$                |
| II  | $\hat{\varrho} = 0$                | i | $R \rightarrow \infty$ |
| III | $\hat{\varrho} \rightarrow \infty$ | i | $R = 0$                |
| IV  | $\hat{\varrho} \rightarrow \infty$ | i | $R \rightarrow \infty$ |

I. Przy bardzo małych wartościach  $\hat{\varrho}$  i  $R$  pomijalnych w interesującym zakresie częstotliwości wobec  $\hat{Z}_{we}$ ,  $\hat{Z}_{we0}$ ,  $\hat{Z}_B$  i  $R_{dB}$  filtrację amplifiltru można przedstawić w sposób przybliżony jako

$$F_{BE} = \left| \frac{\hat{Z}_{we}}{\hat{Z}_{we0}} \right| = |1 + S_C \cdot \hat{Z}_e| = F_E \quad (45)$$

a więc w sposób identyczny, jak dla amplifiltru bez dodatkowego obwodu rezonansowego  $L_B C_B$ , patrz wzór (36).

II. W tym przypadku filtracja jest praktycznie równa jedności i układ nie nadaje się w ogóle do realizacji.

III. Przy bardzo dużych wartościach  $\hat{q}$  i bardzo małych wartościach  $R$ , filtracja  $F_{BE}$  wyrażona wzorem (44) przechodzi w zależność:

$$F_{BE} = \left| \frac{Z_{we}}{Z_{we0}} \cdot \frac{R_{dB} \left(1 + \frac{\hat{Z}_B}{\hat{Z}_{we}}\right)}{\hat{Z}_B \left(1 + \frac{R_{dB}}{\hat{Z}_{we0}}\right)} \right| \quad (46)$$

Dla częstotliwości pasma tłumieniowego, przy których jest spełniona zależność  $|\hat{Z}_B| \ll |Z_{we}|$ , można filtrację przedstawić w postaci jeszcze bardziej uproszczonej korzystając jednocześnie z faktu, że  $1 \gg \left| \frac{R_{dB}}{\hat{Z}_{we0}} \right|$ . W takim też przypadku wzór (46) przechodzi w następującą zależność:

$$F_{BE} = \left| \frac{Z_{we}}{Z_{we0}} \cdot \frac{Z_{we0}}{\hat{Z}_B} \right| = F_E \left| \frac{Z_{we0}}{\hat{Z}_B} \right| \quad (47)$$

W związku z tym filtracja amplifiltru wynikająca z selektywnego działania obwodów rezonansowych w bazie i emiterze tranzystora odpowiada filtracji układu podstawowego z rys. 3a, zwiększonej w stosunku  $\left| \frac{\hat{Z}_{we0}}{\hat{Z}_B} \right|$ .

IV. Przy bardzo dużych wartościach oporności  $\hat{q}$  i  $R$  filtracja amplifiltru sprowadza się do wartości, która wynika jedynie z charakteru oporności obwodu rezonansowego  $L_B C_B$ , a mianowicie:

$$F_{BE} = \left| \frac{R_{dB}}{\hat{Z}_B} \right| \quad (48)$$

Z powyższej analizy wynika, że przypadki I, II, IV nie nadają się do realizacji. Tylko wariant III, wymagający bardzo dużej oporności źródła  $\hat{q}$  i bardzo małej wartości opornika  $R$  zasługuje niewątpliwie na kilka słów dyskusji. Wzór (47) świadczy o wzroście filtracji amplifiltru w pasmie tłumieniowym względem amplifiltru podstawowego z rys. 3a w stosunku  $\left| \frac{\hat{Z}_{we0}}{\hat{Z}_B} \right|$ , ale jest to osiągalne tylko przy bardzo dużych opornościach  $\hat{q}$ . W urządzeniach teletransmisyjnych, a w szczególności opartych na tranzystorach, oporność wyjściowa czwórnika poprzedzającego amplifiltr jest na ogół rzędu  $(0,1 \div 1) \text{ k}\Omega$ . Spełnienie wariantu III sprowadza się więc do konieczności włączenia dodatkowego opornika w szereg z wejściem amplifiltru, co przy małej oporności wejściowej układu dla częstotliwości  $f_0$  powoduje znaczną stratę mocy i zmniejszenie wzmocnienia użytecznego. W takim też przypadku celowość stosowania amplifiltru byłaby bardzo problematyczna.

Dlatego też na rys. 3c, d zasugerowano inny, racjonalniejszy schemat amplifiltru z dodatkowym obwodem rezonansowym o bazie tranzystora, który na skutek wykorzystania szeregowego rezonansu obwodu  $L_B C_B$  nie posiada tych wad, jakie cechują układ omówiony powyżej i w związku z tym, z powodzeniem nadaje się do wykorzystania w urządzeniach teletransmisyjnych. Analizę pracy takiego układu przeprowadzono w oparciu o rys. 11b.

Filtracja  $F_{BE}$  amplifiltru wyraża się następującą ogólną zależnością:

$$F_{BE} = \left| \frac{Z_{we} \cdot R + (Z_{we} + R)(Z_B + \hat{\varrho})}{Z_{we0} R + (Z_{we0} + R)(Z_{B0} + \hat{\varrho})} \right| \quad (49)$$

przy czym  $Z_{B0}$  odpowiada oporności obwodu rezonansowego  $L_B C_B$  przy częstotliwości  $f_0$  i w przypadku obwodów bezstratnych wynosi zero.

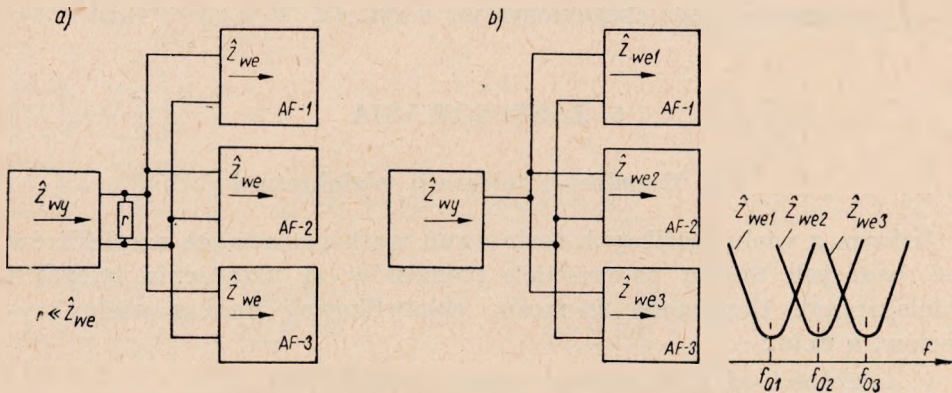
Filtracja układu w pasmie tłumieniowym jest największa przy bardzo małych wartościach oporności  $\hat{\varrho}$  i  $R$  i w przypadku gdy są one pomijalne wobec  $Z_{we}$  i  $Z_E$ , wynosi

$$F_{BE} = \left| \frac{Z_{we} \cdot Z_B}{Z_{we0} (R + \hat{\varrho})} \right| = F_E \left| \frac{Z_B}{(R + \hat{\varrho})} \right| \quad (50)$$

Czynnik  $\left| \frac{Z_B}{(R + \hat{\varrho})} \right|$ , zwiększający filtrację w pasmie tłumieniowym, zależy w sposób bezpośredni od wielkości  $R$  i  $\hat{\varrho}$ . O ile jednak zmiany oporności  $\hat{\varrho}$  nie pociągają za sobą ubocznych skutków, o tyle zmniejszanie opornika  $R$  prowadzi do zmniejszenia wzmocnienia amplifiltru. Dlatego też w praktyce, gdy chodzi jednocześnie o maksymalne zwiększenie filtracji w pasmie tłumieniowym i o zachowanie odpowiedniego wzmocnienia amplifiltru, należy przyjąć kompromis przy doborze opornika  $R$ , co prowadzi do współmiernej jego wartości z opornością wejściową amplifiltru  $|Z_{we0}|$ . Stosowanie szeregowego obwodu rezonansowego w bazie ma poza zwiększeniem filtracji w pasmie tłumieniowym jeszcze jeden bardzo poważny aspekt związany z charakterem oporności wejściowej układu. W urządzeniach teletransmisyjnych bowiem zachodzi często konieczność równoległego połączenia wielu różnych filtrów o różnych częstotliwościach  $f_0$ . Układy takie mają miejsce w praktyce, na przykład w urządzeniach generacyjnych telefonii nośnej lub w gałęzi odbiorczej urządzeń telegrafii wielokrotnej.

W zależności od charakteru oporności wejściowych, czwórniki filtrujące można łączyć według jednego z dwóch sposobów pokazanych na rys. 12. Jeśli oporności wejściowe czwórników są w zasadzie stałe w funkcji częstotliwości, należy się liczyć ze zjawiskiem wzajemnego ich oddziaływania na siebie, przy równoległym łączeniu. Dołączenie lub odłączenie każdego z tak połączonych czwórników wpływa na wartość

wypadkowej oporności wejściowej, powodując zmianę wartości napięcia wejściowego doprowadzonego do wszystkich czwórników pozostałych. Aby wzajemne oddziaływanie na siebie czwórników sprowadzić do wartości pomijalnych, oporność źródła musi być dostatecznie mała w stosunku do oporności wejściowej czwórnika, co na rys. 12a pokazano symbolicznie w postaci opornika  $r$ . Jeśli zaś źródło nie posiada dostatecznie małej oporności wyjściowej, opornik  $r$  musi być dołączony dodatkowo do jego wyjścia, jako pewnego rodzaju obciążenie wstępne. Ponieważ jednak jego



Rys. 12. Sposoby równoległego łączenia amplifiltrów

wartość w stosunku do oporności wejściowej amplifiltrów jest bardzo mała, pociąga to za sobą znaczną stratę mocy.

O wiele bardziej ekonomicznie uzasadnione i najczęściej stosowane w praktyce jest bezpośrednie łączenie czwórników filtrujących, bez żadnych dodatkowych wymagań na oporność wyjściową źródła, pokazane schematycznie na rys. 12b. W takim jednak przypadku oporności wejściowe czwórników filtrujących muszą spełniać odpowiednie warunki. Mianowicie, dla częstotliwości  $f_0$  i bliskich, wartości oporności powinny być znacznie mniejsze od wartości oporności wejściowych w pasmach tłumieniowych. W takim bowiem przypadku czwórniki filtrujące o różnych częstotliwościach średnich  $f_{01}$ ,  $f_{02}$ , ...,  $f_{0n}$  nie bocznikują się nawzajem, a źródło dla każdej z częstotliwości  $f_0$  jest obciążone tylko przez jeden czwórnik.

Amplifiltry lampowe, charakteryzujące się dużymi opornościami wejściowymi można w zasadzie łączyć według rysunku 12a. Jednakże amplifiltry tranzystorowe, posiadające znacznie mniejsze oporności wejściowe, wymagałyby bardzo małych wartości oporności  $r$ , co mogłoby powodować praktyczne trudności w realizacji układu. Dlatego też, zapewnienie od-

powiednich charakterystyk oporności wejściowych, umożliwiających łączenie amplifiltrów wg rys. 12b, jest szczególnie wskazane w przypadku układów tranzystorowych. Dodatkowy, szeregowy obwód rezonansowy  $L_B C_B$  (rys. 11b), nadając odpowiedni kształt charakterystyce oporności wejściowej, umożliwia taki właśnie układ połączeń.

Na zakończenie, przez analogię do amplifiltrów lampowych, trzeba zaznaczyć, że istnieje możliwość zrealizowania amplifiltru tranzystorowego o charakterystyce zbliżonej do filtra biernego zawierającego ogniwa podstawowe. Schemat i charakterystyka takiego układu są zbliżone do amplifiltru lampowego i jego charakterystyki z rys. 10.

## 5. ZASTOSOWANIA

### 5.1. Urządzenia telegrafii wielokrotnej

Jednym z wielu możliwych zastosowań wąskopasmowych amplifiltrów LC będących treścią poprzednich rozdziałów są urządzenia telegrafii wielokrotnej. Urządzenia te można sklasyfikować według wielu kryteriów, a m.in.:

w zależności od zajmowanego pasma częstotliwości:

- a) urządzenia telegrafii wielokrotnej (akustycznej),
- b) urządzenia telegrafii nadrozmównej,
- c) urządzenia telegrafii międzypasmowej;

w zależności od rodzaju modulacji:

- a) urządzenia telegrafii z modulacją amplitudy,
- b) urządzenia telegrafii z modulacją częstotliwości,
- c) urządzenia telegrafii z modulacją fazy;

w zależności od ilości stopni modulacji:

- a) urządzenia telegrafii z modulacją jednostopniową (bez modulacji grupowej),
- b) urządzenia telegrafii z modulacją wielostopniową (z modulacją grupową);

w zależności od szybkości modulacji i rozstawienia kanałów:

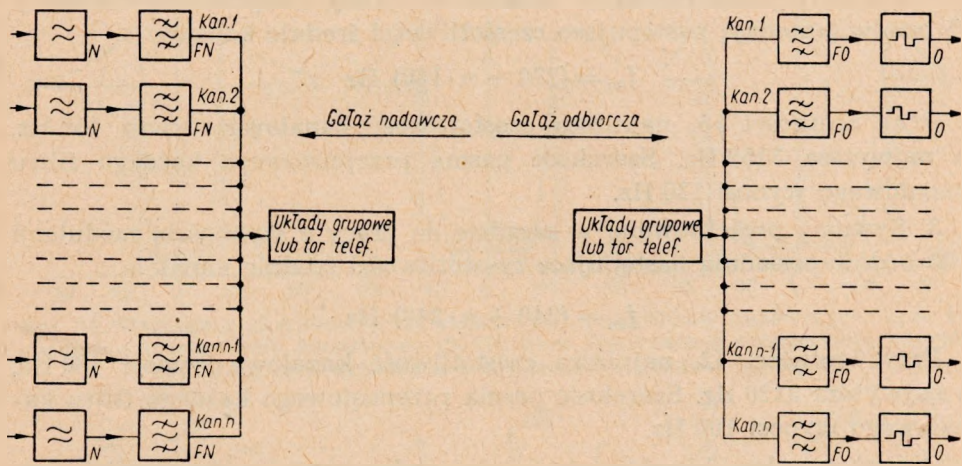
- a) urządzenia telegrafii dla szybkości 50 bodów (rozstawienie kanałów co 120 Hz),
- b) urządzenia telegrafii dla szybkości 75 i 50 bodów (rozstawienie kanałów co 180 Hz),
- c) urządzenia telegrafii dla szybkości 100, 75 i 50 bodów (rozstawienie kanałów co 240 Hz).

Można niewątpliwie wprowadzić jeszcze wiele innych, może mniej istotnych, kryteriów klasyfikacyjnych, jednakże niezależnie od tych róż-



nic, które cechują urządzenia telegrafii wielokrotnej, zasadę ich pracy daje się sprowadzić do jednego, ogólnego schematu blokowego, pokazanego na rys. 13.

Każdy kanał telegrafii wielokrotnej, niezależnie od innych niezbędnych układów, wspólnych dla całego urządzenia lub grupy kanałów, musi zawierać nadajnik  $N$ , dwa wąskopasmowe filtry kanałowe: nadawczy  $FN$  i odbiorczy  $FO$  oraz odbiornik  $O$ . Zadaniem nadajnika kanałowego jest transformacja wejściowych sygnałów z dalekopisu nadawczego, mających postać impulsów prądu stałego, na prąd zmienny o określonej dla danego kanału częstotliwości. W zależności od zastosowanego systemu modulacji,



Rys. 13. Podstawowy schemat blokowy urządzeń telegrafii wielokrotnej

amplituda, częstotliwość lub faza tego prądu jest modulowana sygnałem z dalekopisu. Odbiornik kanałowy po odebraniu sygnałów prądu zmiennego przekształca je z powrotem na impulsy prądu stałego, które są następnie przesyłane do dalekopisu odbiorczego. Warunki, jakim musi odpowiadać kanał telegraficzny lub jego części składowe, wynikają z wymagań dotyczących jakości transmisji telegraficznej, a więc pewności pracy, dopuszczalnych zniekształceń sygnału, niewrażliwości na zmiany parametrów łącza telefonicznego itp. i są między innymi treścią całej dziedziny telekomunikacji, zwanej telegrafią. W odniesieniu jednak do filtrów telegraficznych nie ma potrzeby zagłębiania się w podstawy teoretyczne transmisji telegraficznej i wystarczy, do dalszych rozważań, uzasadniających możliwość i celowość zastąpienia biernych filtrów kanałowych omawianymi w artykule amplifiltrami, przyjąć jako podstawę ustalone i obowiązujące dane techniczne.

Pracujące obecnie w sieciach telegraficznych lub mające w najbliższym czasie wejść do eksploatacji systemy telegraficzne należy ze względu na różnice w wymaganiach stawianych filtrom kanałowym podzielić na trzy grupy w zależności od rozstawienia i szerokości kanałów.

1. Systemy przeznaczone do pracy z szybkością modulacji 50 bodów posiadają następujące częstotliwości średnie kanałów telegraficznych:

$$f_{0n} = (300 + n \cdot 120) \text{ Hz, gdzie } n \text{ — jest numerem kanału}$$

Przy krotności 24, najniższa częstotliwość kanałowa wynosi 420 Hz, a najwyższa 3180 Hz. Szerokość pasma przepustowego każdego filtra kanałowego wynosi 80 Hz.

2. Systemy przeznaczone w zasadzie do pracy z szybkością modulacji 75 bodów posiadają następujące częstotliwości średnie kanałów

$$f_{0n} = (270 + n \cdot 180) \text{ Hz}$$

Przy krotności 16, najniższa częstotliwość kanałowa wynosi 450 Hz, a najwyższa 3150 Hz. Szerokość pasma przepustowego każdego filtra kanałowego wynosi 120 Hz.

3. Systemy projektowane w zasadzie do pracy z szybkością modulacji 100 bodów posiadają następujące częstotliwości średnie kanałów

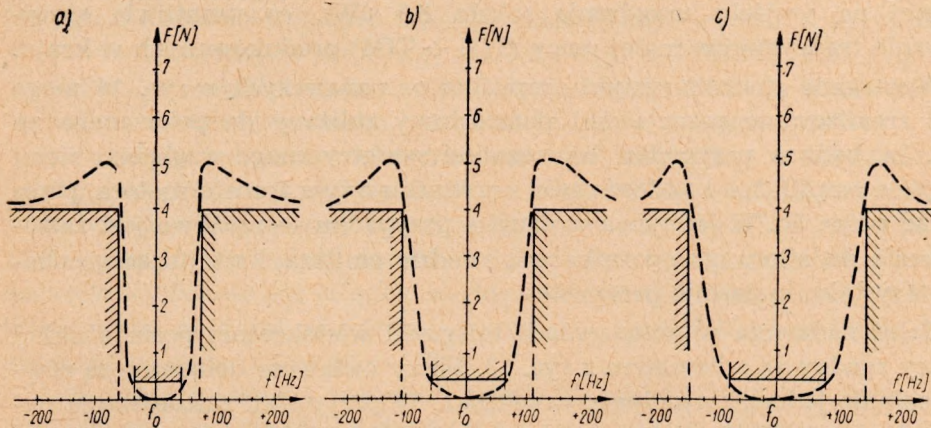
$$f_{0n} = (240 + n \cdot 240) \text{ Hz}$$

Przy krotności 12, najniższa częstotliwość kanałowa wynosi 480 Hz, a najwyższa 3120 Hz. Szerokość pasma przepustowego każdego filtra kanałowego wynosi 160 Hz.

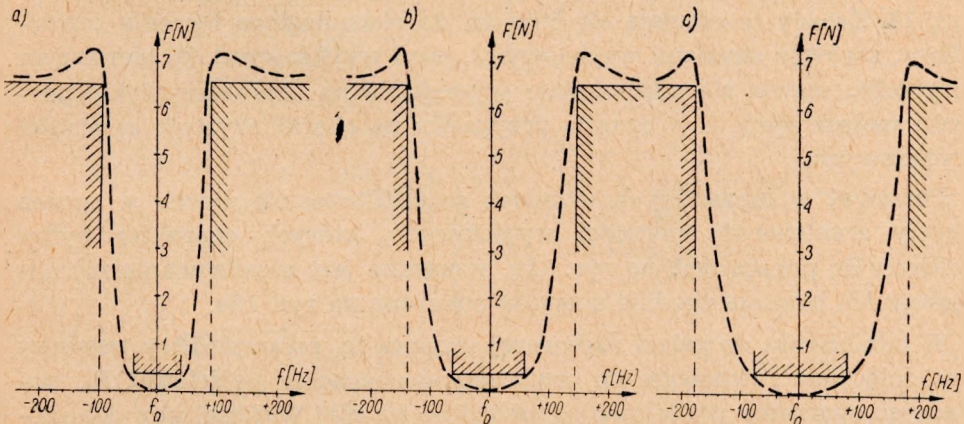
Głównym celem kanałowych filtrów nadawczych w urządzeniach telegrafii wielokrotnej jest takie ograniczenie widma częstotliwości sygnałów wysyłanych we wspólny tor, aby skutecznie wytłumić produkty modulacji kanałowej dalszych rzędów, o częstotliwościach leżących w pasmach innych kanałów i mogących wywoływać w nich zakłócenia. Jednocześnie filtry te powinny z tych samych względów wprowadzać odpowiednie tłumienie dla harmoniczných (w szczególności dla drugiej i trzeciej) częstotliwości wytwarzanych przez nadajnik oraz posiadać taki charakter oporności, który umożliwiłby równoległe ich połączenie po stronie wyjściowej. Filtry (lub amplifiltry) odbiorcze natomiast powinny posiadać odpowiednie charakterystyki tłumienności (lub wzmocnienia) umożliwiające wydzielenie wąskiego pasma częstotliwości związanego z przesyłanymi w danym kanale sygnałami i znaczne stłumienie wszystkich innych częstotliwości. Oporność wejściowa filtrów odbiorczych powinna umożliwiać równoległe ich połączenie po stronie pierwotnej.

Różnice w przeznaczeniu filtrów nadawczych i odbiorczych, różnice w rodzaju modulacji, a często względy ekonomiczne i produkcyjne spo-

wodowały, że w niektórych systemach różnicowano wymagania stawiane filtrom nadawczym i odbiorczym, a w innych zastosowano filtry te identyczne zarówno pod względem schematu, charakterystyk, jak i konstrukcji. Ze względu na charakterystyczne cechy opisanych w artykule układów, wynikające z zasady działania, wprowadzenie różnic do wymagań stawianych kanałowym telegraficznym amplifiltrom nadawczym i odbiorczym jest celowe. Wymagania te w postaci wykresów gabarytowych przedstawiono na rys. 14 i 15.



Rys. 14. Wymagane charakterystyki kanałowych amplifiltrów nadawczych: a) w systemach o rozstawieniu kanałów co 120 Hz, b) w systemach o rozstawieniu kanałów co 180 Hz, c) w systemach o rozstawieniu kanałów co 240 Hz



Rys. 15. Wymagane charakterystyki kanałowych amplifiltrów odbiorczych: a) w systemach o rozstawieniu kanałów co 120 Hz, b) w systemach o rozstawieniu kanałów co 180 Hz, c) w systemach o rozstawieniu kanałów co 240 Hz

Kanałowe telegraficzne amplifiltry nadawcze można by w zasadzie zrealizować zarówno w oparciu o lampy elektronowe, jak i o tranzystory. Jednakże z uwagi na fakt, że nadajniki kanałowe są układami jednolam-

powymi i w związku z tym dodanie jednej lampy w amplifiltrze prowadziłyby do 100-procentowego wzrostu ilości lamp i mocy zasilania niezbędnej dla gałęzi nadawczej, z praktycznego punktu widzenia rozwiązania dotyczące telegraficznych kanałowych amplifiltrów nadawczych ograniczono do układów tranzystorowych. Dodatkowym argumentem przemawiającym za rozpatrywaniem tylko amplifiltrów tranzystorowych jest powszechna tendencja tranzystoryzacji urządzeń teletransmisyjnych i bardzo mała wartość wymaganej mocy sygnału jednego kanału, mierzonej na wyjściu urządzenia (około  $8,5 \mu\text{W}$ ), co umożliwia zastosowanie tranzystorów małej mocy (TG1 ÷ TG5) produkowanych w kraju.

Wymagane charakterystyki amplifiltrów nadawczych z rys. 14 mogą być zrealizowane przez układ podstawowy zbliżony do pokazanego na rys. 3a, bądź w przypadku konieczności symetrycznego względem ziemi wyjścia amplifiltru i zastosowania w związku z tym transformatora, przez układ z rys. 3b. W jednym i w drugim przypadku — możliwe jest zastosowanie dodatkowego opornika w obwodzie emitera, kształtującego charakterystykę w pasmie przepustowym.

Gałąź nadawcza w urządzeniach telegrafii wielokrotnej posiada układ pracy zgodny ze schematem z rys. 13. Filtry nadawcze dołączone są równolegle do jednego wspólnego czwórnika. W przypadku zastosowania nadawczych amplifiltrów kanałowych musi być spełniony odpowiedni warunek na ich oporności wyjściowe, co umożliwi ich połączenie równoległe według jednej z zasad opisanych w rozdziale 4.3 i pokazanych na rys. 12. Zasady te odnoszą się bowiem do równoległego łączenia czwórników, zarówno stronami wejściowymi, jak i wyjściowymi. W pierwszym przypadku stawia się odpowiednie wymagania na charakterystyki oporności wejściowych, a w drugim przypadku na charakterystyki oporności wyjściowych.

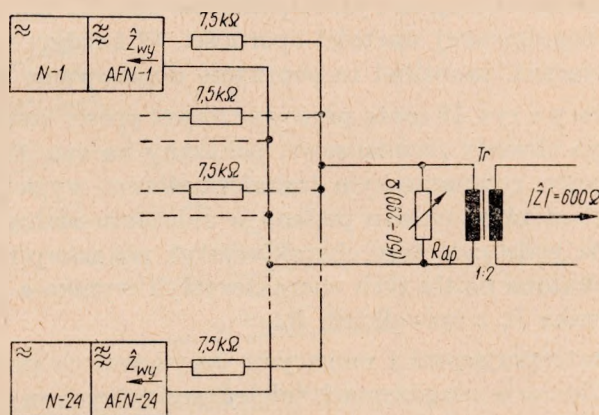
Ponieważ w omawianych układach amplifiltrów nie można w sposób prosty zrealizować oporności wyjściowych, których charakter byłby zbliżony do pokazanych na rys. 12b, wskazane jest zrealizowanie równoległego ich łączenia zgodnie z zasadą pokazaną na rys. 12a.

W odniesieniu do gałęzi nadawczej oznacza to, że amplifiltry powinny być dołączone równoległe do czwórnika o oporności wejściowej  $R_0$ , posiadając oporności wyjściowe odpowiednio od niej większe, aby dołączenie lub odłączenie jednego lub całej grupy amplifiltrów od wspólnego punktu zbiorczego miało pomijalny wpływ na warunki pracy amplifiltrów pozostałych. Dużą oporność wyjściową, dzięki bardzo małej wymaganej mocy sygnału, można zrealizować po prostu przez włączenie w szereg z wyjściem każdego amplifiltru dodatkowego opornika o odpowiedniej wartości.

Taki układ pracy w odniesieniu do każdego amplifiltru oznacza, że na oporniku szeregowym wydziela się stosunkowo duża moc w porównaniu z mocą użyteczną doprowadzoną do oporności obciążenia  $R_0$ . Przy założeniu, że wartość opornika szeregowego jest 100 razy większa od wypadkowej oporności obciążenia  $R_0$ , moc sygnału na wyjściu amplifiltru (przed opornikiem szeregowym) musi być około 100 razy większa niż moc użyteczna (na wspólnej oporności obciążenia  $R_0$ ). Ponieważ jednak moc sygnału w jednym kanale telegraficznym, mierzona w punkcie dołączenia gałęzi nadawczej do toru telekomunikacyjnego, wynosi w przypadku systemów 24-krotnych nie więcej niż  $8,5 \mu\text{W}$  ( $-2,4\text{N}/600\Omega$ ), moc sygnału wyjściowego amplifiltru, nawet po uwzględnieniu strat na dodatkowym oporniku szeregowym, osiąga bardzo małe wartości, rzędu 2 mW.

Rozważając jednakże nadawcze kanałowe amplifiltry tranzystorowe, należy zwrócić uwagę na wielkość oporności  $R_0$ . Ze względu bowiem na właściwości tranzystorów, ich charakterystyki i niewielkie ( $20 \div 30 \text{ V}$ ) napięcia zasilające należy dążyć, aby przy wymaganej mocy wyjściowej napięcie wyjściowe nie osiągało zbyt dużych wartości (większych od 5 V). Dlatego też oporność obciążenia wszystkich amplifiltrów powinna być stosunkowo mała (około  $50 \div 100\Omega$ ).

Jeśli gałąź nadawcza urządzeń telegrafii wielokrotnej jest dołączona bezpośrednio do toru (bez pośrednictwa wzmacniaczy grupowych), należy liczyć się z koniecznością dopasowania oporowego.



Rys. 16. Przykład rozwiązania gałęzi nadawczej telegrafii wielokrotnej z amplifiltrami kanałowymi

Na rysunku 16 pokazano przykład rozwiązania gałęzi nadawczej w urządzeniu telegrafii wielokrotnej, spełniającego wszystkie powyżej wspomniane wymagania.

Opornością obciążenia  $R_0$  dla każdego z 24 amplifiltrów nadawczych

(AFN-1 do AFN-24) jest oporność wynikająca z równoległego połączenia następujących oporności:

- opornika  $R_{dp} = 290\Omega$ ,
- przeniesionej na pierwotną stronę transformatora  $Tr$  oporności toru ( $Z$ ) =  $600\Omega$ ,
- wypadkowej oporności, wynikającej z równoległego połączenia pozostałych 23 amplifiltrów.

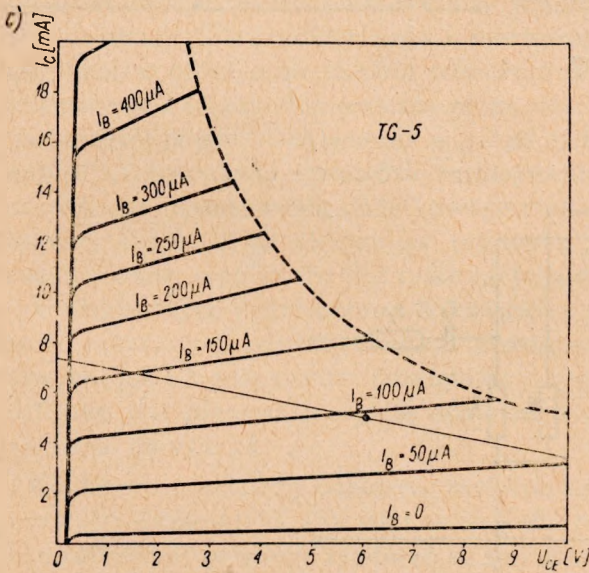
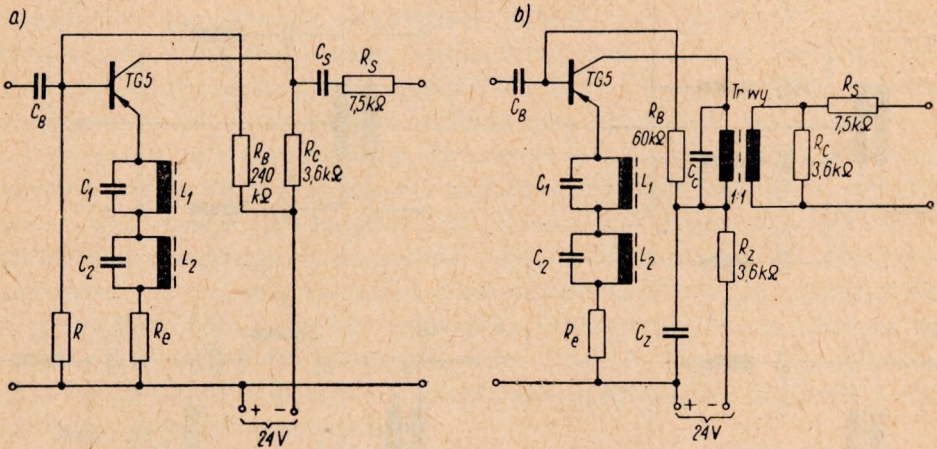
Jak łatwo sprawdzić, oporność ta wynosi  $R_0 \cong 75\Omega$ . Aby poziom sygnału każdego kanału wynosił w punkcie dołączenia do toru  $-2,4$  N, napięcie na oporniku  $R_{dp}$  powinno wynosić około  $35$  mV, a napięcie na wyjściu amplifiltru (przed szeregowym opornikiem  $7,5$  k $\Omega$ ) około  $3,6$  V. Odpowiada to mocy sygnału wyjściowego wydzielanej głównie na oporniku szeregowym  $7,5$  k $\Omega$ , około  $1,7$  mW.

Oporniki  $7,5$  k $\Omega$  włączone w szereg z wyjściem każdego amplifiltru powodują, że odłączenie lub dołączenie dowolnego amplifiltru do wspólnego, zbiorczego punktu nie powoduje zmiany poziomu wyjściowego każdego z pozostałych amplifiltrów, większej od  $0,01$  N.

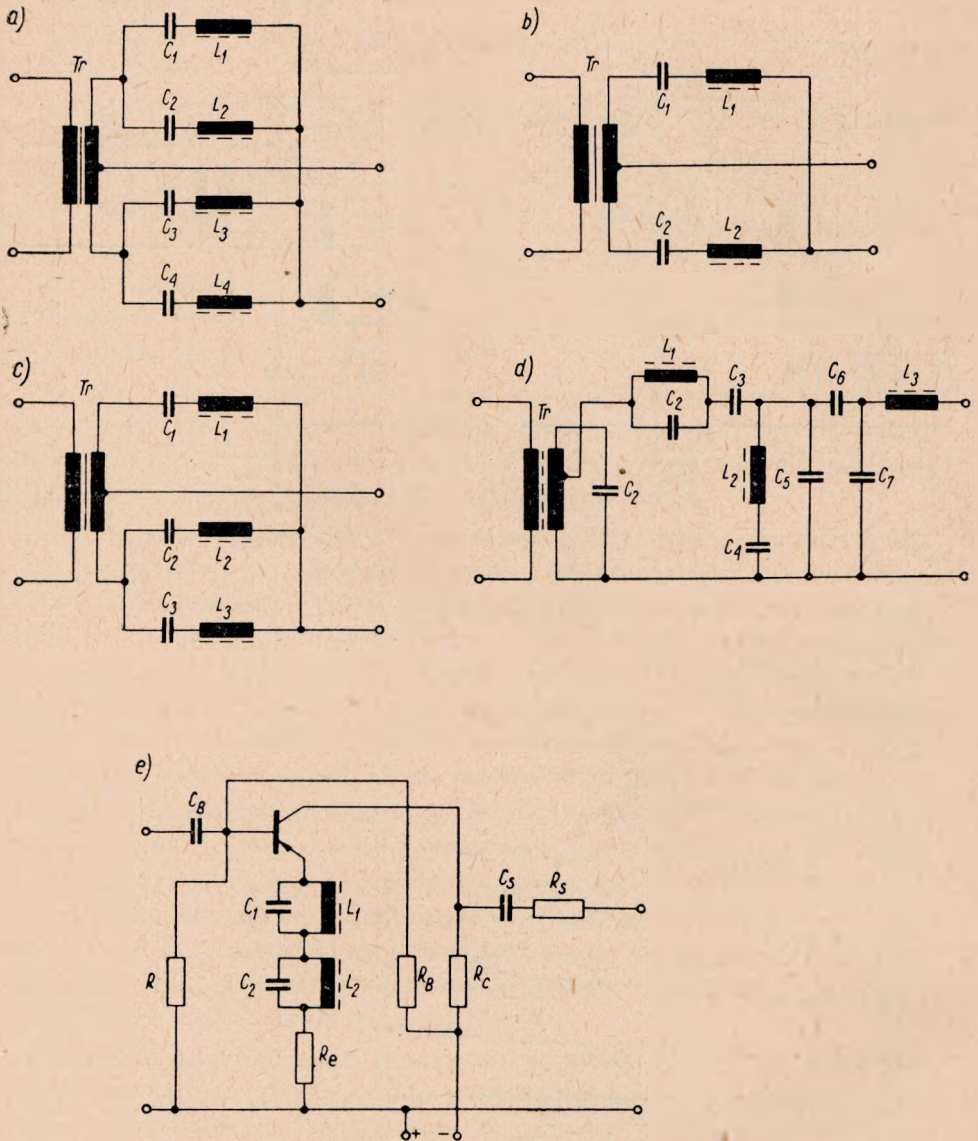
Oporowe dopasowanie gałęzi nadawczej do toru zapewnia opornik  $R_{dp}$  z transformatorem  $Tr$ . Przy 24 kanałach telegraficznych wartość opornika powinna wynosić  $290\Omega$ . Ponieważ jednak w sieci telegraficznej stosuje się często rozdział kanałów (np. cztery grupy po 6 kanałów na czterech różnych łączach telefonicznych), co zmienia wypadkową oporność wyjściową gałęzi nadawczej, na rys. 16 pokazano opornik  $R_{dp}$  symbolicznie jako opornik o regulowanej wartości oporności. W każdym z praktycznie stosowanych połączeń, umożliwi to poprawne dopasowanie oporowe.

W układzie pracy z rys. 16 może pracować nawet prosty amplifiltr zawierający tylko dwa obwody rezonansowe, pokazany na rys. 17a lub amplifiltr z dodatkowym rezonansowym transformatorem wyjściowym z rys. 17b. Wartości elementów układu podano w założeniu zastosowania tranzystora TG-5, na podstawie jego charakterystyk pokazanych na rys. 17c. Prosta pracy pokazana na tle tych charakterystyk wynika z równoległego połączenia opornika  $R_c$  z opornikiem  $R_s$ .

Najbardziej interesującymi i mogącymi decydować w praktyce o stosowaniu amplifiltrów w urządzeniach teletransmisyjnych są efekty ekonomiczne i konstrukcyjne wynikające z zastąpienia klasycznych filtrów biernych filtrami czynnymi. Na rys. 18 pokazano szereg rozwiązań filtrów nadawczych najbardziej rozpowszechnionych urządzeń telegrafii wielokrotnej. Różnice w ilości elementów  $L$  i  $C$ , w ilości obwodów strojonych mogą być bezpośrednią podstawą dokonania analizy ekonomicznej. Należy przy tym wziąć pod uwagę fakt, że zmniejszenie ilości obwodów strojonych jest niemniej ważne ze względu na tendencje miniaturyzacji sprzętu,



Rys. 17. Kanałowy amplifiltr nadawczy: a) układ z dwoma obwodami rezonansowymi, b) układ z dodatkowym rezonansowym transformatorem wyjściowym, c) charakterystyki tranzystora TG-5



Rys. 18. Telegraficzne, kanałowe filtry nadawcze: a) VT-24 (BHG — Węgry), T<sub>g</sub>N24DK (PZT — Polska), ZCE-12 (Ericsson — Szwecja), WTTG (Siemens), b) WTS 24 (Siemens), c) WT 53 (Siemens), d) WT24/1 (Siemens), FM-WTT 120, FM-WTT 170, FM-WTT 240 (Siemens), AM-WTT 12/24 (Siemens), e) amplifiltr omawiany w artykule

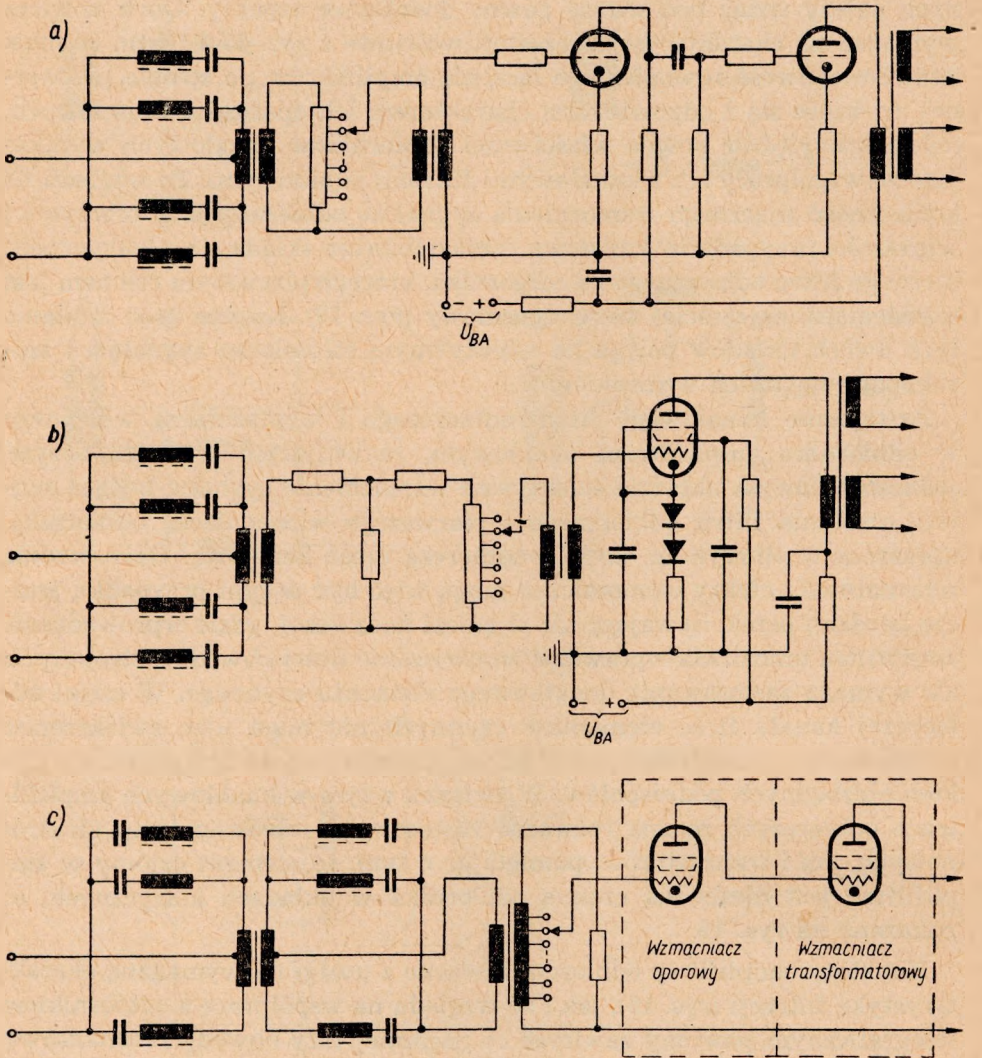


a jednocześnie prowadzi do znacznego uproszczenia obsługi i zwiększenia pewności działania, co jest podstawowym założeniem automatyzacji sieci.

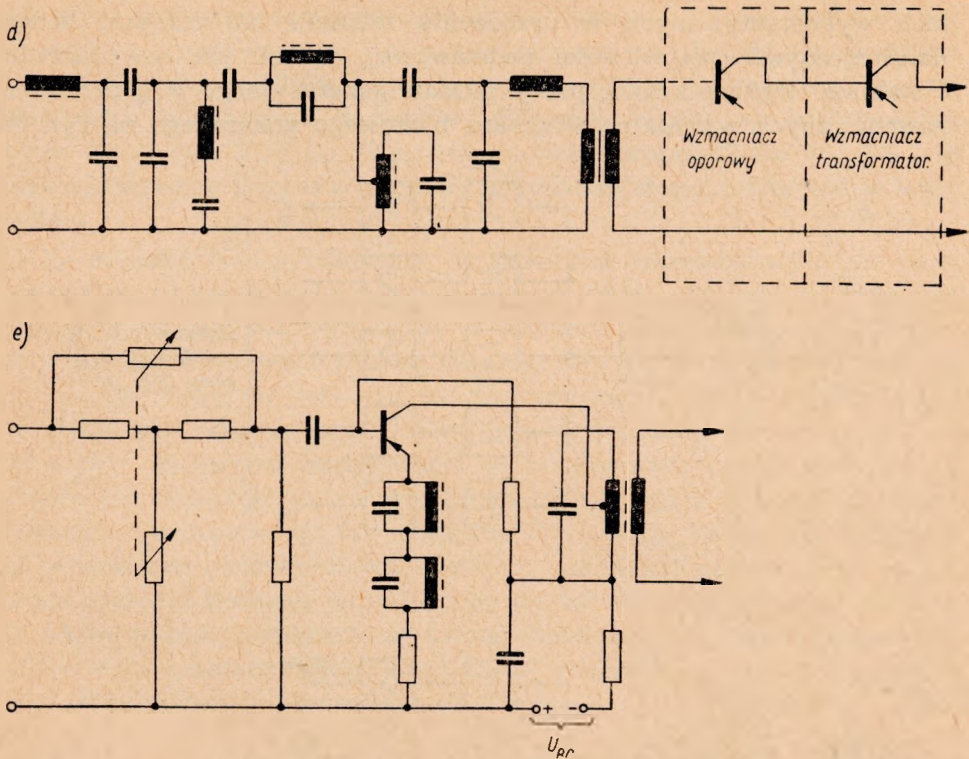
Przy rozpatrywaniu możliwości i celowości praktycznego zastosowania amplifiltrów kanałowych w gałęziach odbiorczych urządzeń telegraficznych należy wziąć pod uwagę pewne dodatkowe aspekty. Obok bowiem wymagań na charakterystyki częstotliwościowe z rys. 15 i faktu, że musi istnieć możliwość równoległego łączenia amplifiltrów po stronie pierwotnej, co wiąże się z odpowiednim charakterem ich oporności wejściowych, należy uwzględnić pewne właściwości odbiorników kanałowych wynikające ze współpracy ich z kanałowymi filtrami odbiorczymi. Ze względu na konieczność znacznego wzmocnienia sygnałów odbieranych w olbrzymiej większości przypadków kanałowa część odbiorcza składa się z klasycznego biernego filtru odbiorczego i z odbiornika, którego pierwszym członem jest wzmacniacz, najczęściej szerokopasmowy (rys. 19). Łączne więc działanie tych dwóch układów polega na selektywnym stłumieniu sygnałów i szerokopasmowym ich wzmocnieniu.

Zastąpienie kanałowego filtru odbiorczego i wzmacniacza wstępnego w odbiorniku amplifiltrem kanałowym, realizującym w pojedynczym, jednostopniowym układzie selektywne wzmocnienie sygnału, będące syntezą działania filtru odbiorczego i pierwszego wzmacniacza odbiornika, upraszcza w olbrzymim stopniu odbiorczą część kanałową. Uproszczenia schematowe i efekty ekonomiczne mogą więc być w tym przypadku jeszcze bardziej przekonujące niż w gałęzi nadawczej, gdzie wprowadzenie amplifiltru umożliwi wprawdzie zmniejszenie ilości obwodów strojonych, ale wymaga zastosowania dodatkowego elementu czynnego. W części odbiorczej kanału ilość elementów czynnych nie musi ulec zwiększeniu, a zastosowanie amplifiltru jest tylko racjonalnym wykorzystaniem wszystkich niezbędnych podzespołów. W związku z tym w kanałowych amplifiltrach odbiorczych można rozważać zastosowanie zarówno lamp elektronowych, jak i tranzystorów, pamiętając o tym, że element czynny w amplifiltrze jest niezbędną częścią odbiornika w układach klasycznych, co pokazano na rys. 19.

Kanałowe amplifiltry odbiorcze zarówno z uwagi na wymaganą charakterystykę filtracji (rys. 15), jak i ze względu na współpracę z odbiornikiem telegraficznym powinny zawierać co najmniej trzy obwody rezonansowe, a w szczególności wyjściowy transformator rezonansowy. W przypadku zastosowania lampy elektronowej możliwa i wskazana jest ich praca w układzie pokazanym na rys. 12a. Amplifiltry tranzystorowe, posiadające małą oporność wejściową (rzędu kilkuset omów) dla częstotliwości pasma przepustowego i dla częstotliwości leżących daleko poza biegunami, mogą być w zasadzie łączone w ten sam sposób, z tym że zgodnie z rys. 12a oporność  $r$  musi być znacznie mniejsza od oporności  $Z_{we0}$ . Praktycznie,



Rys. 19 a, b, c. Fragmenty gałęzi odbiorczej kanału telegraficznego: a) VT-24 (BHG — Węgry), b) Tg N24 DK (PTZ — Polska), c) ZCE-12 (Ericsson — Szwecja)



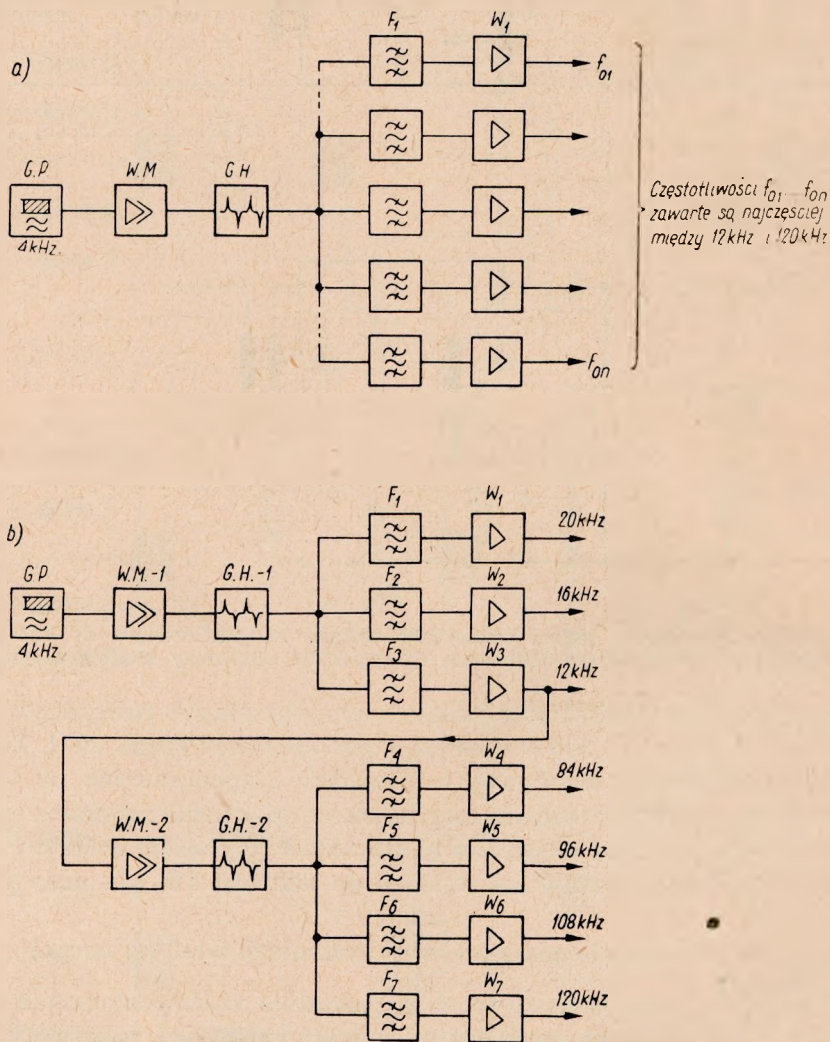
Rys. 19 d, e. Fragmenty gałęzi odbiorczej kanału telegraficznego: d) FM-WT 120, FM-WT 170, FM-WT 240 (Siemens), e) amplifiltr odbiorczy według artykułu

w przypadku 24 amplifiltrów kanałowych połączonych równolegle i przy wartości  $|Z_{w,e0}|$  około  $500 \Omega$  opornik  $r$  powinien być rzędu  $20 \Omega$ . Zastosowanie dodatkowych, szeregowych obwodów rezonansowych na wejściu każdego amplifiltru umożliwi zrealizowanie połączenia zgodnie z rys. 12b i wypadkowa oporność wejściowa gałęzi odbiorczej będzie w całym interesującym pasmie częstotliwości zbliżona do wartości  $|Z_{w,e0}|$ .

## 5.2. Urządzenia generacyjne w systemach telefonii nośnej

Przed rozpatrzeniem możliwości zastosowania wąskopasmowych amplifiltrów LC w układach generacyjnych telefonii nośnej warto kilka słów poświęcić problemom związanym z wytwarzaniem fal nośnych w urządzeniach telefonicznych i pracy układów generacyjnych opartych na zasadzie generatora harmonicznego. Układy tego typu znalazły powszechne zastosowanie w telefonicznych systemach nośnych głównie z uwagi na bardzo ostre wymagania dotyczące stałości częstotliwości fal nośnych. Opierają się one bowiem na jednym centralnym źródle częstotliwości, odpowiednio dokładnym i stabilnym, a częstotliwości wszyst-

kich wykorzystywanych w urządzeniu telefonii fal nośnych, będące harmonicznymi częstotliwości podstawowej, są tak jak ona dokładne i stabilne. Ogólna zasada pracy układu generacyjnego z generatorem harmonicznymi wynika ze schematu blokowego pokazanego na rys. 20.



Rys. 20. Schematy blokowe układów generacyjnych telefonii nośnej: a) z jednym generatorem harmonicznymi, b) z dwoma generatorami harmonicznymi

Przez G.P. oznaczono generator podstawowy. Jest to generator kwarcowy o bardzo dużej dokładności i stabilności częstotliwości w granicach od  $10^{-6}$  do  $10^{-7}$  w stosunku do częstotliwości znamionowej. W.M. to wzmacniacz mocy współpracujący z generatorem harmonicznymi G.H., wytwarzającym wąskie, szpilkowe, jedno- lub dwukierunkowe impulsy

napięcia, powtarzane z częstotliwością dokładnie równą częstotliwości generatora podstawowego. Przebieg elektryczny o charakterze okresowo powtarzalnych impulsów zawiera bogate widmo harmonicznym częstotliwości powtarzania impulsów. Harmoniczne te po odfiltrowaniu przez filtry  $F_1 \dots F_n$  i po wzmacnieniu przez wzmacniacze  $W_1 \dots W_n$  są wykorzystywane jako fale nośne do wszystkich stopni modulacji w urządzeniu.

Dla ścisłości trzeba zaznaczyć, że generator harmonicznym nie musi opierać się na zasadzie dławika nasycanego, znane są bowiem i inne rozwiązania, jak np. multiwibratory z układami różniczkującymi, generatory samodławne i wiele innych układów impulsowych. Jedne z nich nie są już stosowane ze względu na niewyrównany rozkład poziomu poszczególnych harmonicznym, inne (np. generatory samodławne) nie doczekały się jeszcze zastosowania w urządzeniach teletransmisyjnych. Trzeba też zaznaczyć, że nie we wszystkich systemach zastosowano indywidualne wzmacniacze fal nośnych ( $W_1 \dots W_n$ ), dzięki wytworzeniu w generatorze harmonicznym impulsów tak dużej mocy, że moc poszczególnych fal nośnych po odfiltrowaniu nie wymaga już wzmacnienia. W wielu jednak systemach, w szczególności przy dużych krotnościach, lub w rozwiązaniach, gdzie jeden układ generacyjny zasila kilka urządzeń telefonicznych, indywidualne wzmacniacze fal nośnych są stosowane.

Niezależnie od powyższych uwag i różnic w układach generacyjnych poszczególnych systemów telefonii nośnej, wspólnym zagadnieniem wszystkich układów generacyjnych tego typu jest współpraca wąskopasmowych filtrów elektrycznych z generatorem impulsów.

Najczęściej spotykane w praktyce są układy generacyjne, w których częstotliwością podstawową jest częstotliwość 4 kHz, a najwyższą częstotliwością fali nośnej 120 kHz, czyli 30-ta harmoniczna częstotliwości podstawowej. W zależności od stopnia opanowania przez producenta technologii podzespołów oraz doświadczenia i umiejętności realizacji filtrów wąskopasmowych, układy generacyjne tworzy się według schematu z rys. 20a lub 20b. W pierwszym przypadku wszystkie częstotliwości są filtrowane z przebiegu impulsowego o częstotliwości 4 kHz, co prowadzi do bardzo ostrych warunków na filtry, w drugim przypadku wymagania te są znacznie łagodniejsze.

W układzie z rysunku 20a z jednym generatorem harmonicznym o częstotliwości 4 kHz, względne rozstawienie biegunów:  $\frac{\Delta f \infty}{f_0}$  i względna szerokość pasma przepustowego:  $\frac{\Delta fg}{f_0}$  dla filtru na częstotliwość 120 kHz wynosi odpowiednio:  $\sim 0,067$  i  $\sim 0,01$ . W układzie z dwoma generatorami

harmonicznych (rys. 20b), wartości te dla filtrów o najwyższych częstotliwościach wynoszą  $\sim 0,4$  i  $\sim 0,06$  (przy  $f_0 = 20$  kHz) oraz  $\sim 0,2$  i  $\sim 0,03$  (przy  $f_0 = 120$  kHz).

W każdym jednak przypadku wykonanie filtrów fal nośnych napotyka poważne trudności. Wynikają one zarówno z konieczności uzyskania bardzo stromego zbocza charakterystyki tłumienności filtru i z dużej, bo rzędu 10 N, tłumienności w pasmach zaporowych przy bardzo małej tłumienności w wąskim pasmie przepustowym, jak też z konieczności zapewnienia odpowiednich warunków pracy generatorowi harmonicznych. Chodzi bowiem o to, aby kształt impulsów wytwarzanych przez generator harmonicznych zapewniał optymalny rozkład poziomu harmonicznych, wykorzystywanych w urządzeniu. Warunek ten prowadzi najczęściej do prostokątnego kształtu impulsu i w takim założeniu projektuje się układ generatora.

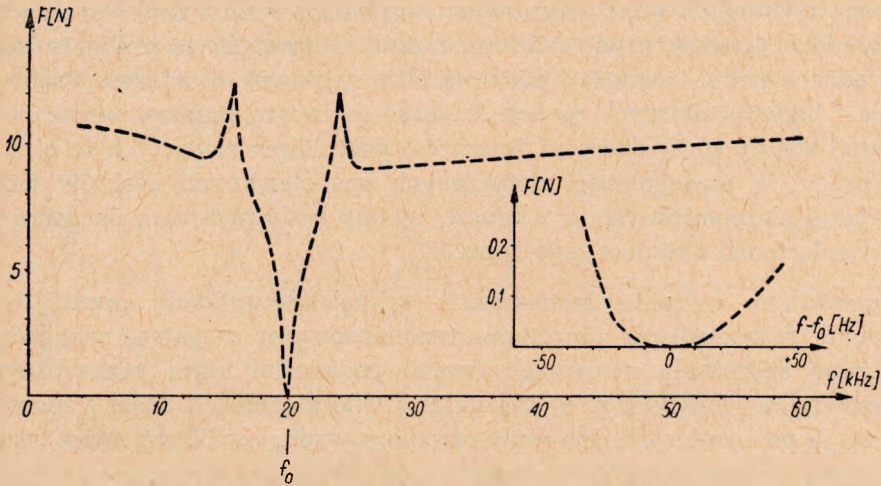
Optymalny kształt wytwarzanych impulsów zależy jednak nie tylko od parametrów generatora harmonicznych, ale i od charakterystyki oporności obciążenia i to daleko poza interesującym pasmem częstotliwości. Opornością tą w przypadku klasycznych układów jest wypadkowa oporność wejściowa wszystkich filtrów połączonych równolegle. Jej moduł i kąt fazowy jest dość dokładny i stały, ale tylko dla częstotliwości odpowiadających pasmom przepustowym poszczególnych filtrów, dla częstotliwości pozostałych zaś moduł oporności znacznie odbiega od wartości optymalnej dla generatora harmonicznych, a kąt fazowy jest bardzo duży i dochodzi do  $90^\circ$ . Z tego też względu kształt impulsów jest daleki od optymalnego i rozkład poziomu harmonicznych niewyrównany.

Zastosowanie amplifiltrów w układach generacyjnych umożliwia z jednej strony uproszczenie schematu, w szczególności w stosunku do układów stosujących filtry i indywidualne wzmacniacze fal nośnych, z drugiej zaś strony zapewnia właściwe warunki pracy generatora harmonicznych dzięki rzeczywistej i stałej co do wartości, wypadkowej oporności obciążenia, to znaczy oporności wejściowej amplifiltrów połączonych jak na rys. 12a.

W pewnych przypadkach, zastosowanie tranzystorów w amplifiltrach układów generacyjnych może być uwarunkowane wielkością wymaganej mocy poszczególnych fal nośnych. Należy jednak pamiętać, że zalety, jakimi odznaczają się tranzystory w stosunku do lamp elektronowych, uznane powszechnie w całej elektronice, są w pełni aktualne i w telefonycznych układach generacyjnych.

Pierwsze próby realizacji wąskopasmowych amplifiltrów LC w układach generacyjnych dały obiecujące wyniki. W ramach prac naukowo-badawczych i eksperymentalnych opracowano i wykonano lampowe amplifiltry według rys. 3d (bez opornika  $R_k$ ), przeznaczone dla fal nośnych

12, 16 i 20 kHz, a otrzymane wyniki i wnioski nasuwające się po kilkumiesięcznych pomiarach układu generacyjnego wskazują na celowość podjęcia dalszych prac nad amplifiltrami dla wyższych częstotliwości, aż do 120 kHz. Charakterystykę filtracji uzyskaną na podstawie zrealizowanego modelu dla 20 kHz pokazano na rys. 21. Na uwagę zasługuje bardzo duża tłumienność w biegunach i charakterystyka w pasmie tłumieniowym, co w przypadku filtru biernego wymagałoby zastosowania wielu ogniw z elementów o dużej dobroci i niewątpliwie wzmacniacza, z uwagi na dużą tłumienność takiego filtru w pasmie przepustowym, wynikającą z wąskiego pasma przepustowego.



Rys. 21. Charakterystyka filtracji amplifiltru lampowego zrealizowanego w PZT w Warszawie

Niewątpliwie szerokie zastosowanie amplifiltrów w układach generacyjnych wymaga wielu dalszych wnikliwych prac i badań, jak i przewyżczenia wielu oporów wynikających z przywiązania do tradycyjnych układów klasycznych. Jednakże istnieją podstawy do stwierdzenia, że skutkiem tych prac będzie w niedalekiej przyszłości szerokie zastosowanie wąskopasmowych amplifiltrów w urządzeniach teletransmisyjnych.

## 6. PODSUMOWANIE

W artykule niniejszym świadomie skoncentrowano uwagę głównie na zagadnieniach związanych z charakterystyką filtracji amplifiltrów, aby wykazać analogię i różnice tych układów w stosunku do filtrów biernych, w których charakterystyka tłumienności jest podstawowym problemem. Nie oddaje to jednak pełni możliwości zastosowania amplifiltrów we

wszystkich dziedzinach telekomunikacji, szczególnie tam, gdzie niemniej istotnymi parametrami są np. zniekształcenia fazowe. Brak też w artykule liczbowych zależności między żadaną charakterystyką filtracji amplifiltru, ilością i sposobem włączania obwodów rezonansowych, dobrocią zastosowanych elementów i jej wpływem na charakterystyki przenoszenia. Prace tę traktuje jednak autor jako pierwszą publikację z tego cyklu, widząc celowość poprzedzenia dalszych rozważań teoretycznych szeregiem prac badawczych i doświadczeń, łącznie z opracowaniem modeli urządzeń teletransmisyjnych z zastosowaniem amplifiltrów.

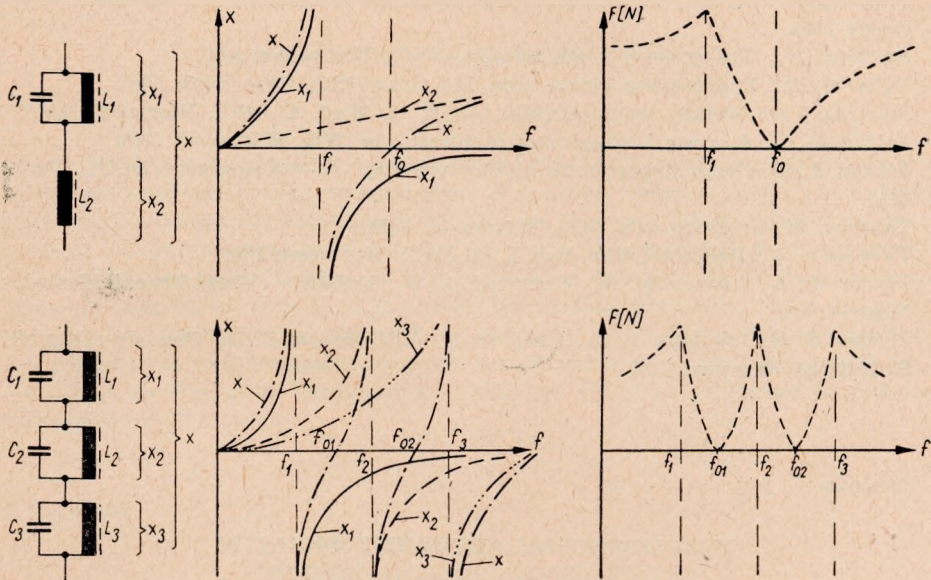
W rozdziale 5.2 zaznaczono, że zostały poczynione pierwsze próby opracowania wykonania wąskopasmowych amplifiltrów  $LC$  i zastosowania ich w układach generacyjnych telefonii nośnej. Niewątpliwie próby te będą prowadzone nadal i wnioski, jakie się będą nasuwały w miarę opracowywania i badania dalszych modeli, o coraz to innym przeznaczeniu, będą z jednej strony sprawdzianem słuszności postulatów zawartych w niniejszej pracy, w szczególności dotyczących spodziewanych efektów technicznych i ekonomicznych, a z drugiej strony będą podstawą do dalszego rozwijania teorii układów tego typu.

Przewidując szerokie zastosowanie w telekomunikacji amplifiltrów z dwoma równoległymi obwodami rezonansowymi w gałęzi prądowego ujemnego sprzężenia zwrotnego, warto podkreślić kilka praktycznych wskazówek dotyczących strojenia układu. Niezależnie od ilości i sposobu włączenia pomocniczych obwodów rezonansowych, czy to w postaci transformatorów wyjściowych czy dodatkowych obwodów wejściowych, które należy stroić w ten sposób, aby przy dołączonym do układu generatorze o częstotliwości  $f_0$  uzyskać maksymalną wartość napięcia na oporności obciążenia, strojenie obwodów w katodzie czy emiterze należy przeprowadzać w sposób odpowiadający zasadzie działania amplifiltru. To znaczy należy doprowadzić obwody  $L_1C_1$  i  $L_2C_2$  do rezonansów przy częstotliwościach  $f_1$  i  $f_2$  pamiętając o tym, że wartości  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $L_2$ ,  $C_2$  muszą być jak najbliższe wartościom obliczonym. Jeżeli więc strojenie obwodów ma następować przez zmianę kondensatorów  $C_1$  i  $C_2$  (trymery), należy dokładnie dobrać wartości  $L_1$  i  $L_2$  zgodnie z obliczeniami. Jeżeli zaś przewiduje się dostrajanie obwodów na drodze doboru indukcyjności (np. rdzenie strojące w kubkowych rdzeniach ferroktydowych), obowiązuje dokładny dobór wartości  $C_1$  i  $C_2$  z uwzględnieniem pojemności własnych indukcyjności  $L_1$  i  $L_2$ . Tylko przy takim bowiem strojeniu obwodów istnieje gwarancja pokrycia się częstotliwości  $f_1$ ,  $f_2$  i  $f_0$  z wartościami obliczonymi. Do tak przygotowanego amplifiltru należy dołączyć generator o częstotliwości  $f_1$  lub  $f_2$ , o ile dokładność obydwóch biegunów charakterystyki strojonego modelu w stosunku do częstotliwości założonych jest tak samo



istotna z punktu widzenia współpracy amplifiltru z innymi układami. Jeśli który z biegunów ma szczególnie ważne znaczenie, strojenie należy rozpocząć od tej właśnie częstotliwości, sprowadzając przez zmianę elementu strojonego napięcie wyjściowe do wartości minimalnej. Następnie przy częstotliwości generatora  $f_0$ , należy uzyskać maksymalną wartość napięcia wyjściowego przez zmianę elementu strojonego drugiego obwodu. Czynności te w zasadzie wystarczają do poprawnego zestrojenia całego amplifiltru. Jeśli układ posiada opornik  $R_k$ , rozszerzający pasmo przepustowe, dobrze jest go zewrzeć w czasie strojenia, co ułatwia uchwycenie maksymalnej wartości napięcia przy częstotliwości  $f_0$ .

Na zakończenie warto wspomnieć, że amplifiltry, których zasada pracy opiera się głównie na charakterystyce oporności w pętli prądowego ujemnego sprzężenia zwrotnego (obwód katody lub emitera), można projekto-



Rys. 22. Przykładowe struktury gałęzi prądowego ujemnego sprzężenia zwrotnego w amplifiltrach i odpowiadające im charakterystyki

wać w założeniu różnych charakterystyk filtracji, niekoniecznie z dwoma biegunami i jednym pasmem przepustowym między nimi. Możliwe są do zrealizowania amplifiltry o charakterystykach z jednym lub kilkoma biegunami, z jednym lub kilkoma pasmami przepustowymi, lub analogicznie do nich filtry środkowo-zaporowe. Dwa przykłady takich amplifiltrów pokazano na rys. 22.

## WYKAZ LITERATURY

1. Amos S. W.: Principles of transistor circuits. Iliffe, London 1959.
2. Bałagin I. Ja., Popow W. P., Tiurmorezow B. E.: Telegrafia. Transzeldorizdat, Moskwa 1958.
3. Bosyj N. D.: Elektrieskie filtry. Gosudarstwiennoe Izdatielstwo Techniczeskoj Literatury USSR, Kiew 1955.
4. Chwiliwickij S. I., Miediakowa A. W.: Rascziot i projektirowanie usilitielej niskoj czastoty. Iskusstwo, Moskwa 1958.
5. Fijałkowski W.: Teletransmisja telegraficzna. PWT, Warszawa 1960.
6. Golde W.: Tranzystorowe wzmacniacze małej częstotliwości. PWT, Warszawa 1961.
7. Hunter L. P.: Elektronika półprzewodnikowa. PWT, Warszawa 1960.
8. Jones D. D., Hilbourne R. A.: Transistor A. F. Amplifiers. Iliffe, London 1957.
9. Majewski W.: Technika sprzężenia zwrotnego. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1961.
10. Mejerowicz Ł. A., Zeliczenko L. G.: Technika impulsów. PWT, Warszawa 1956.
11. Przesmycki O.: Filtry elektryczne. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1962.
12. Rosiński W.: Tranzystory i ich układy. PWT, Warszawa 1957.
13. Ryder J. D.: Engineering electronics. Mc Graw-Hill, New York 1957.
14. Smoliński A.: Zasady wzmacniania, tom I, II. Wyd. 4, PWT, Warszawa 1960.
15. Stefański H.: Aparaty i urządzenia telegraficzne. WK, Warszawa 1956.
16. Strnad J.: Zakłady slaboproude elektrotechniki —I— Telegrafii. SNTL, Praha 1953.
17. Tabernacki A.: Telegrafia. WK, Warszawa 1959.
18. Terman F. E.: Radiotechnika, tom I, II. PWT, Warszawa 1952.
19. Tiurin W. Ł., Listow W. N., Wysockij A. W.: Dalnija swiaź. Transzeldorizdat, Moskwa 1957.
20. Zeliger N. B., Ignatiew A. D., Naumow P. A., Czancow C. D.: Osnowy telegrafii. Swiaźizdat, Moskwa 1950.

Я. Сохацки

## УЗКОПОЛОСНЫЕ АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

## Резюме

В статье описаны узкополосные активные фильтры  $LC$ , в которых для получения соответственной характеристики усиления используется селективная отрицательная обратная связь по току. Эта связь осуществлена путем применения элементов  $RLC$ , расположенных в цепи эмиттера или катода. Предполагая применение элементов  $L$  и  $C$  без потерь рассмотрен принцип работы транзисторных и ламповых фильтров, а также приведены практические указания для проектирования схем такого типа. Представлены возможности применения активных фильтров в передающих устройствах дальней связи; подчеркнута пригодность активных фильтров в устройствах многоканального телеграфирования и в схемах генерации в. ч. телефонирования.

*J. Sochacki*

## NARROW BAND-PASS AMPLIFILTRES

### Summary

The article deals with narrow band-pass filters, the appropriate amplifying characteristics of which are obtained by means of the selective series negative feed-back. This negative feed-back is obtained by means of elements *RLC* in the transistor emitter or cathode circuit. Is presented further the principle of functioning of transistor and tube amplifiers. In the case of employing the lossless elements *RLC* is given some practical advice useful by drafting schemes of this type.

Finally is indicated the possibility of application of amplifilters in transmission installations, particularly in the installations of voice frequency telegraphy as well as in the oscillators of carrier current telephony.

*J. Sochacki*

## AMPLIFILTRES PASSE-BANDE ETROITS

### Resumé

L'article traite des amplifiltres passe-bande étroits, dont les caractéristiques d'amplification appropriées sont obtenus grâce à la contre-réaction sélective de courant. Cette contr-réaction est obtenue en utilisant les éléments *RLC*, placés dans les circuits de l'émetteur ou de la cathode. Il est présenté le principe du fonctionnement des amplifiltres à transistrons ou à tubes à vide. Dans le cas de l'application des éléments sans pertes *L* et *C*, sont donnés les conseils pratiques, utiles au cours de projeter les schémas de ce type. Est ensuite indiquée la possibilité de l'application des amplifiltres dans les installations de transmission et en particulier dans les installations de télégraphie harmonique et dans les circuits oscillateurs de téléphonie à courants porteurs.

*J. Sochacki*

## SCHMALBANDIGE AKTIVE FILTER

### Zusammenfassung

Der Aufsatz bespricht schmalbandige aktive Filter mit reaktiven Schaltelementen erwünschte Verstärkung skennlinie wird ihnen durch selektive Stromgegenkopplung gegeben und zwar mit den in die Emitter- bzw. Kathodenzuleitung eingeschalteten resistiven, induktiven und kapazitiven Schaltelementen. Es werden Grundlagen der Wirkungsweise aktiver Filter mit Röhren und Transistoren unter der Voraussetzung verlustloser Spulen und Kondensatoren besprochen und praktische Hinweise für den Entwurf solcher Schaltungen gegeben. Derartige Anordnungen eignen sich für Geräte der Übertragungstechnik, besonders für WT-Geräte und für Generatorsätze der TF-Anlagen.

WŁODZIMIERZ BARJASZ

621.372.57

## TRANZYSTOROWE KONWERTORY OPORNOŚCI UJEMNYCH W ODTŁUMIKU MOSTKOWYM

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego 23. 1. 1963 r.

W artykule rozpatrzono zasady pracy konwerterów oporności ujemnych i zasady kompensacji elementów pasożytniczych. Opisano szczegółowo konwerty oporności ujemnych wchodzące w skład tranzystorowego odtłumika mostkowego. Podano parametry tranzystorowego odtłumika mostkowego opracowanego w Instytucie Łączności.

### 1. WSTĘP

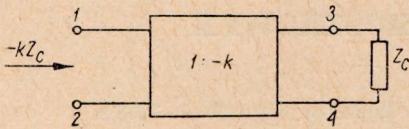
Działanie szeroko stosowanych w ostatnich latach odtłumików polega, najogólniej rzecz biorąc, na wprowadzaniu do toru przewodowego oporności ujemnych odpowiednio połączonych. W zależności od sposobu włączenia do toru oporności ujemnych rozróżnia się trzy rodzaje odtłumików: wzdlużne, poprzeczne i mostkowe.

Odtłumiki wzdlużne i poprzeczne pozwalają na kompensację tłumienności toru, nie zapewniają jednak dopasowania oporowego. Odtłumiki mostkowe pozwalają uzyskać dopasowanie oporowe i większe wzmocnienie, dzięki czemu wyparły one prawie całkowicie odtłumiki wzdlużne i poprzeczne.

W każdym odtłumiku można wyróżnić dwa zasadnicze zespoły: konwerter i cechownik (w przypadku odtłumika mostkowego dwa konwerty i dwa cechowniki). Konwerter można przedstawić w najogólniejszej postaci jako czwórnik czynny (rys. 1), posiadający zdolność przekształcania dowolnej oporności zespolonej  $Z_c$ , dołączonej do jego zacisków pierwotnych (lub wtórnych), na ujemną oporność zespoloną występującą odpowiednio na jego zaciskach wtórnych (lub pierwotnych).

Rola konwertora ogranicza się do przetwarzania oporności dodatniej na ujemną, natomiast o wielkości oporności ujemnej i jej przebiegu w funkcji częstotliwości decyduje oporność  $Z_c$ , nazywana zwykle cechownikiem.

Zasady pracy odtłumików mostkowych i ich współpraca z torem przewodowym zostały opisane w zesz. 4/61 Prac IŁ, natomiast tematem niniejszego artykułu jest teoria działania konwerterów oporności ujemnych oraz opis odtłumika mostkowego opracowanego w Instytucie Łączności.



Rys. 1. Konwertyer oporności ujemnych jako czwórnik o przekładni oporowej  $-k$

Istnieje szereg metod rozpatrywania własności konwerterów oporności ujemnych, jak np. przedstawianie konwertora w postaci idealnego transformatora o urojonej przekładni lub rozpatrywanie czwórnikowych parametrów oporowych. Wszystkie te metody, pomimo że pozwalają na przejrzyste przedstawienie własności konwertora oporności ujemnych, mają pewne wady. Metody te na ogół nie pozwalają na proste przejście do rzeczywistych układów konwerterów, tzn. na określenie parametrów konwertora na podstawie jego wewnętrznej struktury.

Jak wiadomo z teorii czwórników, każdy czwórnik można określić jednym z sześciu podstawowych układów dwóch równań liniowych, określających związki między napięciami i prądami na jego wejściu i wyjściu. Dla określenia parametrów konwertora oporności ujemnych najdogodniej jest zastosować parametry wchodzące w skład tzw. szeregowo-równoległego układu równań czwórnika. Pozwala to na przejrzyste określenie ogólnych własności konwertora, jak również na stosunkowo proste wyznaczenie parametrów konwertora na podstawie znajomości jego wewnętrznej struktury.

## 2. OGÓLNE WŁASNOŚCI KONWERTORÓW OPORNOŚCI UJEMNYCH W UKŁADZIE PARAMETRÓW SZEREGOWO-RÓWNOLEGŁYCH $g$

Rozważmy czwórnik przedstawiony na rys. 2. Zakładając, że określony jest on za pomocą czterech parametrów  $g_{11}$ ,  $g_{12}$ ,  $g_{21}$ ,  $g_{22}$ ; możemy napisać dwa równania:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= g_{11} U_1 + g_{12} I_2 \\ U_1 &= g_{21} U_1 + g_{22} I_2 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Sens fizyczny parametrów  $g$  jest następujący:

$$g_{11} = \frac{I_1}{U_1} \quad [I_2 = 0]$$

jest odwrotnością oporności wejściowej pierwotnej w stanie rozwarcia (przewodność rozwarciowa pierwotna),

$$g_{22} = \frac{U_2}{I_2} \quad [U_1 = 0]$$

jest opornością wejściową wtórną w stanie zwarcia,

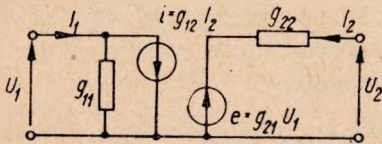
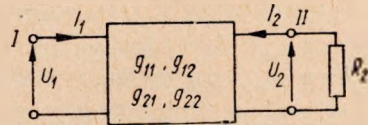
$$g_{12} = \frac{I_1}{I_2} \quad [U_1 = 0]$$

jest zwarciovym współczynnikiem wzmocnienia prądowego dla przepływu energii z prawa na lewo,

$$g_{21} = \frac{U_2}{U_1} \quad [I_2 = 0]$$

jest współczynnikiem wzmocnienia napięciowego w stanie jałowym przy przepływie energii z lewa na prawo.

Rys. 2. Czwórnik w układzie parametrów  $g$



Rys. 3. Schemat zastępczy czwórnik opisanego za pomocą parametrów  $g$

Oczywiście, jeśli znana jest struktura wewnętrzna czwórnik i jego elementy, współczynniki te można obliczyć. Na podstawie równań (1) możemy narysować schemat zastępczy pokazany na rys. 3. Z równań (1), jeśli uwzględnić, że

$$U_2 = I_2 Z_c \quad (2)$$

można obliczyć przewodność wejściową pierwotną czwórnik

$$Y_1 = \frac{1}{Z_1} = \frac{I_1}{U_1} = g_{11} - \frac{g_{12} g_{21}}{g_{22} + Z_c} \quad (3)$$

Zastanówmy się, jakie powinny być spełnione warunki, aby rozpatrywany czwórnik był idealnym konwertorem, tzn. aby transponował dodatnią oporność  $Z_c$  na ujemną oporność  $-kZ_c$ .

Jeśli we wzorze (3) zostaną spełnione następujące warunki:

$$g_{11} = 0 \quad (4)$$

$$g_{22} = 0 \quad (5)$$

$$g_{12} g_{21} = k = \text{const} \quad (6)$$

wówczas pierwotna oporność wejściowa będzie się wyrażała prostym związkiem

$$W_1 = \frac{1}{Y_1} = \frac{Z_c}{-k} \quad (7)$$

W podobny sposób można obliczyć oporność wejściową wtórną, która wynosi

$$W_2 = \frac{U_2}{I_2} = g_{22} - \frac{g_{12} g_{21}}{g_{11} + Y_c} \quad (8)$$

Również i w tym przypadku, jeśli są spełnione warunki (4), (5) i (6), otrzymujemy idealny konwerty i wtórna oporność wejściowa wyrazi się wzorem

$$W_2 = -\frac{1}{Y_c} = -kZ_c \quad (9)$$

Parametry  $g_{11}$  i  $g_{22}$  w rzeczywistości na ogół jednak różnią się od zera i określają wpływ elementów pasożytniczych występujących w wewnętrznej strukturze konwerty na jego oporności wejściowe. I tak  $g_{11}$  reprezentuje pasożytnicze przewodności, które bocznikują ujemną przewodność konwerty; natomiast  $g_{22}$  — pasożytnicze oporności dodające się szeregowo do ujemnej oporności wejściowej.

Iloczyn  $g_{12} g_{21}$  jest współczynnikiem konwersji konwerty. Na skutek występowania elementów pasożytniczych zarówno jego moduł, jak i kąt fazowy może zmieniać się w funkcji częstotliwości, co oczywiście jest niepożądane.

Przez odpowiednie zaprojektowanie wewnętrznej struktury konwerty można znacznie zmniejszyć wpływ elementów pasożytniczych. Można też wykorzystać naturalne właściwości konwerty i skompensować wpływ elementów pasożytniczych dołączając dodatkowe elementy, np. pasożytniczą oporność występującą po stronie pierwotnej można skompensować przez dołączenie odpowiedniej oporności po stronie wtórnej. Postępując w ten sposób można uzyskać konwerty zbliżony do idealnego.

Rozważmy obecnie zagadnienie kompensacji elementów pasożytniczych konwerty w oparciu o wzory (3) i (8). Na wstępie rozpatrzmy sytuację uproszczoną i założmy, że  $g_{22} = 0$ , a  $g_{12} g_{21} = 1$ . Wówczas wzór (3) uprości się do postaci

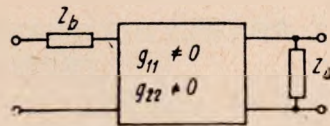
$$Y_1 = g_{11} - \frac{1}{Z_c} \quad (10)$$

Jeśli w takim przypadku do oporności cehownika  $Z_c$  dołączymy równolegle oporność  $Z_a = 1/g_{11}$ , to uwzględniając tę zmianę we wzorze (10) otrzymamy

$$Y_1 = g_{11} - \frac{Z_a + Z_c}{Z_a Z_c} = g_{11} - \frac{1}{Z_c} + g_{11} = -1/Z_c \quad (11)$$

W analogiczny sposób można zneutralizować wpływ parametru  $g_{22}$ , dodając w szereg z wejściem konwerty oporność kompensującą  $Z_b = g_{22}$ . Opisane powyżej zasady kompensacji ilustruje rys. 4.

Rys. 4. Kompensacja nieidealnego konwerty oporności ujemnych



W rzeczywistości mamy do czynienia zwykle z obydwoma parametrami  $g_{11}$  i  $g_{22}$ . Jednocześnie ich kompensację można uzyskać w podobny sposób jak wyżej, jednakże wzory na elementy kompensacyjne  $Z_a$  i  $Z_b$ , przybiorą bardziej skomplikowaną postać.

Jeśli elementy kompensacyjne wyrazimy w zależności od  $g_{11}$  i  $g_{22}$  w postaci:

$$Z_a = \frac{a}{g_{11}} \quad (12)$$

$$Z_b = b g_{22} \quad (13)$$

to dokładną kompensację każdego nieidealnego konwerty można uzyskać, jeśli spełnione są następujące warunki (wyprowadzenie patrz dośadek nr I):

$$a = 1/2 + \sqrt{g_{11} g_{22} + 1/4} \quad (14)$$

$$ab = 1 \quad (15)$$

$$g_{12} g_{21} = a + g_{11} g_{22} \quad (16)$$

Jednakże uzyskanie w praktyce całkowitej kompensacji konwerty napotyka poważne trudności, ponieważ uzupełniający warunek (16) narzuca konieczność zachowania odpowiedniej zależności między iloczynami



parametrów  $g_{11} g_{22}$  i  $g_{12} g_{21}$ . Zwykle nie jesteśmy w stanie tak skonstruować konwertora, aby były spełnione jednocześnie warunki (14) i (16).

Zagadnienie kompensacji elementów pasożytniczych nieco się uprości, jeśli zgodnie z (6) przyjmiemy, że iloczyn  $g_{12} g_{21}$  jest stały i dodatkowo równy jedności (w pewnym ograniczonym zakresie częstotliwości). Wówczas warunki kompensacji konwertora są następujące:

$$a = 1 - g_{11} g_{22} \quad (17)$$

$$ab = 1 \quad (18)$$

a przewodność wejściowa konwertora będzie się wyrażała wzorem

$$Y_1 = \frac{-a^2}{Z_c} \quad (19)$$

Nadmienić należy, że można tak skonstruować konwertor, aby iloczyn  $g_{11} g_{22} \ll 1$ , i wówczas  $a \cong 1$ .

### 3. KONWERTOR TRANZYSTOROWY W UKŁADZIE PRZECIWSOBNYM

#### 3.1. Podstawowy układ do wytwarzania oporności ujemnych

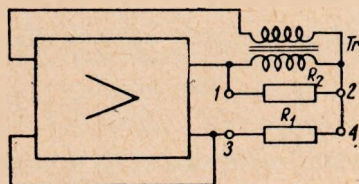
Przechodząc do rozważań nad wewnętrzną strukturą konwertorów oporności ujemnych, należy od razu powiedzieć, że podstawowymi układami umożliwiającymi uzyskanie oporności ujemnych są układy ze sprzężeniem zwrotnym. Istnieje jednak zasadnicza różnica między zwykłym wzmacniaczem ze sprzężeniem zwrotnym a konwertorem. Otóż w konwertorze wejście i wyjście nie pokrywają się z wejściem i wyjściem wzmacniacza użytego do budowy konwertora. Zaciski wejściowe i wyjściowe konwertora powstają przez rozcięcie w odpowiednich miejscach pętli sprzężenia zwrotnego, a oporności zewnętrzne, tzn. oporność cechowownika i oporność obciążenia, wchodzi również w obwody sprzężenia zwrotnego.

Wyodrębniając w konwertorze układ sprzęgający, można podzielić konwertory na dwie grupy: konwertory transformatorowe i mostkowe, w zależności od zastosowanego układu sprzęgającego. Konwertory zastosowane w odtłumiku opracowanym w Instytucie Łączności są typu transformatorowego. W niniejszym artykule ograniczono się do omówienia konwertorów transformatorowych, jako najbardziej rozpowszechnionych.

Rozpatrzmy wyidealizowany wzmacniacz o małej oporności wejściowej i o dużej oporności wyjściowej. Jego wzmocnienie jest określone współczynnikiem wzmocnienia prądowego  $k_i$  [mA/mA]. Praktycznym odpowie-

dnikiem takiego wzmacniacza jest, z pewnym przybliżeniem, wzmacniacz tranzystorowy w układzie wspólnego emitera. Sprzężenie zwrotne realizujemy za pomocą transformatora w układzie, jak na rys. 5. Otrzymujemy wówczas konwertyr o zaciskach wejściowych 1-2 i 3-4. Zakładamy, że transformator sprzęgający ma własności idealne i przekładnię zwojową  $1 : (-1)$ . Przekładnię ujemną należy rozumieć jako skrzyżowanie

Rys. 5. Konwertyr oporności ujemnych jako wzmacniacz ze sprzężeniem zwrotnym



końcówek uzwojenia wtórnego (jeśli oba uzwojenia nawijane są w zgodnym kierunku) lub jako przeciwny kierunek nawijania wtórnego uzwojenia.

Oporność  $R_2$  będziemy obecnie traktowali jako cechownik, natomiast oporność  $R_1$  jako oporność zewnętrzną (odłumianą).

Do wyznaczenia zależności określającej ujemną oporność wejściową konwertyra zastosujemy metodę uproszczoną polegającą na obliczaniu oporności ujemnej z warunku samowzbudzenia.

Przy wyznaczaniu oporności ujemnej będziemy korzystać z warunku powstawania oscylacji. Stan ten określony jest równością oporności ujemnej i dołączonej do niej oporności dodatniej (równość modułów i argumentów dla pewnej częstotliwości, przy której układ oscyluje). Wartość oporności ujemnej występującej na zaciskach 1-2 określamy przez dołączenie do tych zacisków pewnej oporności zewnętrznej  $R_1$ , którą regulując, doprowadzamy układ do powstania oscylacji.

Wartość oporności ujemnej jest oczywiście określona przez pozostałe elementy układu ( $\alpha$ ,  $R_2$ ) i może być zmieniana w dowolnym zakresie (przede wszystkim wartością oporności cechownika). Jeśli przy innych wartościach  $\alpha$  i  $R_2$  wystąpi odpowiednio inna wartość oporności ujemnej, to wówczas warunek powstawania oscylacji będzie spełniony dla innej wartości oporności  $R_1$ , ale charakter zależności określającej oporność ujemną pozostanie taki sam.

Przechodząc do obliczenia oporności wejściowej układu z rys. 5, widzianej z zacisków 1-2, ustalimy na wstępie stosunek prądu wejściowego do prądu wyjściowego wzmacniacza, który wynosi

$$\beta_i = \frac{I_{we}}{I_{wy}} = 1 - \frac{2R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} \quad (20)$$

Znając wzmacnienie prądowe  $k_i$  wzmacniacza możemy napisać warunek samowzbudzenia

$$k_i \beta_i = k_i \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} = 1 \quad (21)$$

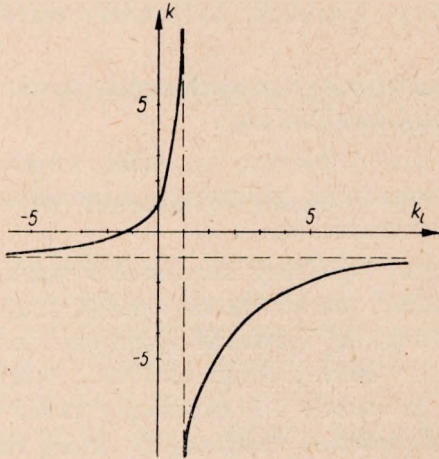
Stąd obliczamy wielkość zewnętrznej oporności  $R_1$

$$R_1 = R_2 \frac{k_i + 1}{k_i - 1} \quad (22)$$

Natomiast oporność ujemna dla warunku powstawania oscylacji będzie

$$W_1 = -R_1 = R_2 \frac{1 + k_i}{1 - k_i} \quad (23)$$

Jak widać ze wzoru (23), oporność ujemna jest wprost proporcjonalna do oporności cechownika. Ponadto łatwo zauważyć, że dla dużych wartości współczynnika wzmacnienia prądowego  $k_i$  można osiągnąć współ-



Rys. 6. Zależność współczynnika konwersji od wzmacnienia

czynnik konwersji bliski jedności i niezależny od wielkości wzmacnienia. Przebieg współczynnika konwersji w funkcji współczynnika wzmacnienia jest przedstawiony na rys. 6.

Warto również zauważyć, że jeśli wzmacnienie zmienia się od zera do nieskończoności (zarówno  $+\infty$ , jak i  $-\infty$ ), to wówczas współczynnik konwersji  $k$  dąży do  $-1$ . Jednakże dla wzrostu  $k_i$  do  $+\infty$  zmiana  $k$  odbywa się od  $+1$  do  $-1$  poprzez nieskończoność, natomiast dla ujemnych wzmacnień zmiana ta odbywa się od  $+1$  do  $-1$  poprzez  $0$ .

Przejście od wartości dodatnich do ujemnych poprzez zero jest charakterystyczne dla oporności ujemnych typu łukowego; natomiast przejście przez nieskończoność dla oporności ujemnych typu dynatronowego.

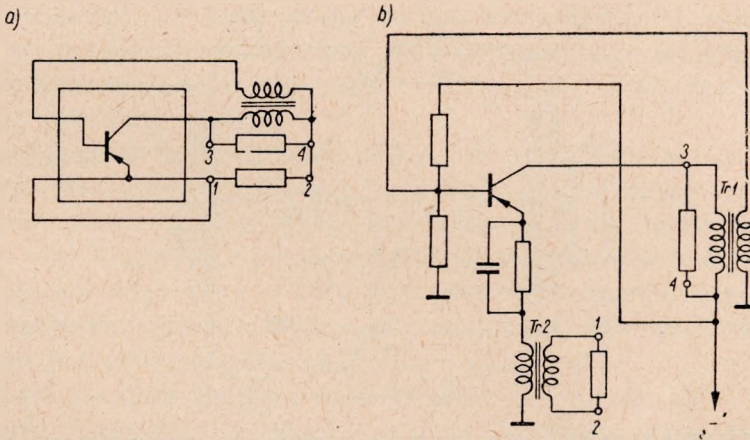
Jak z tego wynika, zmiana fazy wzmacnienia o  $180^\circ$  (tak należy w tym przypadku rozumieć ujemne wzmacnienie) powoduje zmianę charakteru

ujemnej oporności wejściowej konwertyora. Obecnie rozpatrujemy stałe tę samą stronę konwertyora, np. pierwotną, ale należy pamiętać, że niezależnie od omówionego wpływu fazy wzmocnienia na charakter oporności ujemnej, zamiana miejscami strony pierwotnej i wtórnej konwertyora powoduje również zmianę charakteru ujemnej oporności wejściowej.

Właściwość ta posiada jednak istotną wadę, ponieważ nie ma kryteriów, które pozwoliłyby jednoznacznie określić, która ze stron jest stroną pierwotną lub wtórną. Można natomiast wykazać, że jeśli zwiększanie dołączonej na rozpatrywanych zaciskach oporności dodatniej powoduje wzrost ujemnego sprzężenia zwrotnego, to wówczas otrzymujemy na tych zaciskach oporność ujemną typu łukowego. Natomiast oporność ujemną typu dynatronowego otrzymujemy wówczas, jeśli powiększanie dołączonej do rozpatrywanych zacisków oporności dodatniej powoduje zwiększanie dodatniego sprzężenia zwrotnego.

### 3.2. Analiza konwertyora tranzystorowego

Zastosujemy w ogólnym schemacie konwertyora jednostopniowy wzmacniacz tranzystorowy w układzie wspólnego emitera. Otrzymamy układ przedstawiony na rys. 7a.

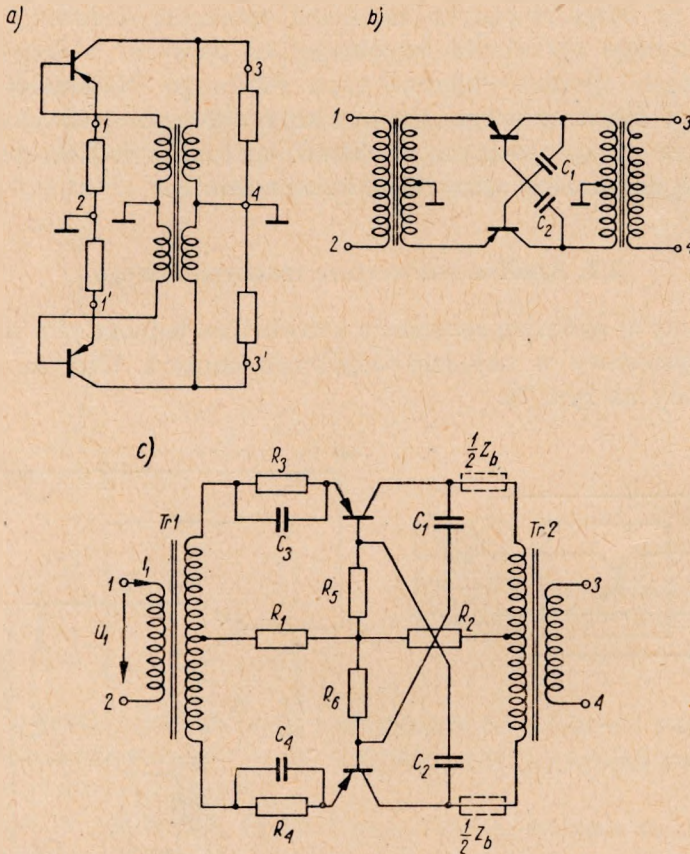


Rys. 7. Tranzystorowy konwertyor oporności ujemnych z pojedynczym wzmacniaczem

Schemat ten po rozwinięciu go przybierze postać jak na rys. 7b. Transformator  $Tr1$  jest transformatorem sprzęgającym i jednocześnie jego uzwojenie pierwotne jest wyprowadzone na jedną parę zacisków konwertyora (3-4). Oporność zewnętrzna dołączana do zacisków 3-4 będzie oczywiście wpływała na wartość napięcia kolektora  $U_k$  i tym samym na wartość napięcia doprowadzanego zwrotnie do bazy, w zgodnej fazie

z prądem bazy (dodatnie sprzężenie zwrotne). Ponieważ wzrost oporności zewnętrznej powoduje wzrost dodatniego sprzężenia zwrotnego, na tej więc parze zacisków wejściowych otrzymamy oporność ujemną typu dynatronowego.

Drugą parę zacisków wejściowych konwertora otrzymujemy przez przecięcie obwodu emitera. Dołączenie do zacisków 1-2 oporności zewnętrznej spowoduje powstanie ujemnego, prądowego sprzężenia zwrot-



Rys. 8. Tranzystorowy konwertor oporności ujemnych ze wzmacniaczem w układzie przeciwsobnym

nego. Aby dołączane oporności zewnętrzne nie wpływały na punkt pracy tranzystora, zaciski wejściowe 1-2 wyprowadzone są przez transformator. Oczywiście oporność wejściowa widziana od strony 1-2 będzie miała charakter łukowy.

Łącząc przeciwsobnie dwa konwertory z rys. 7 otrzymujemy konwerter pokazany na rys. 8a. Zastępując w tym układzie sprzężenie trans-

formatorowe pojemnościowym utrzymuje się w uproszczonej postaci układ podany na rys. 8b.

Rozwinięta postać tego układu została przedstawiona na rys. 8c. Jak z rysunku widać, zastosowanie układu przeciwsobnego pozwoliło na wyeliminowanie sprzężenia transformatorowego. Odwracanie o  $180^\circ$  fazy napięcia doprowadzanego zwrotnie odbywa się tutaj przez połączenie naprzemianległych kolektorów i baz.

Konwertor przeciwsobny znajduje szersze zastosowanie aniżeli konwertor pojedynczy, dzięki takim znanym zaletom wzmacniaczy przeciwsobnych, jak: dwukrotnie większa moc wyjściowa (szczególnie ważne dla konwertorów tranzystorowych), mniejsze zniekształcenia nielinearne, brak podmagnesowywania prądem stałym transformatorów i brak składowej podstawowej i harmonicznych nieparzystych sygnału w obwodzie zasilania (zmniejsza przesłuchy przez źródło).

Obecnie omówimy fizyczne zasady działania konwertorów tego typu. Aby nieco uprościć rozumowanie, założmy na wstępie, że oba transformatory są idealne i że mają przekładnie równe jedności.

Rozpatrzmy najpierw działanie konwertora od strony zacisków 1-2, podczas gdy do zacisków 3-4 jest dołączona stała oporność  $Z_c$ .

Jeśli obecnie założymy, że przez zaciski 1-2 płynie prąd  $I_1$ , to uwzględniając, że prąd kolektora jest w przybliżeniu równy prądowi emitera, można powiedzieć, że wpływający do konwertora prąd  $I_1$  przepływa również przez oporność cechownika  $Z_c$ . Powstający na niej spadek napięcia przenosi się przez pojemności  $C_1$  i  $C_2$  na bazy tranzystorów z odwróconą o  $180^\circ$  fazą.

Jeśli uwzględnić, że oporność baza-emiter jest niewielka, to prawie cały spadek napięcia o przeciwnej fazie, aniżeli wynikałoby to z przepływu prądu przez oporność obciążenia, pojawia się na wejściu konwertora. Tak więc, ponieważ na oporności wejściowej konwertora powstaje spadek napięcia odwrócony o  $180^\circ$  (w stosunku do spadku napięcia na zwykłej oporności biernej), można powiedzieć, że oporność wejściowa konwertora jest opornością ujemną.

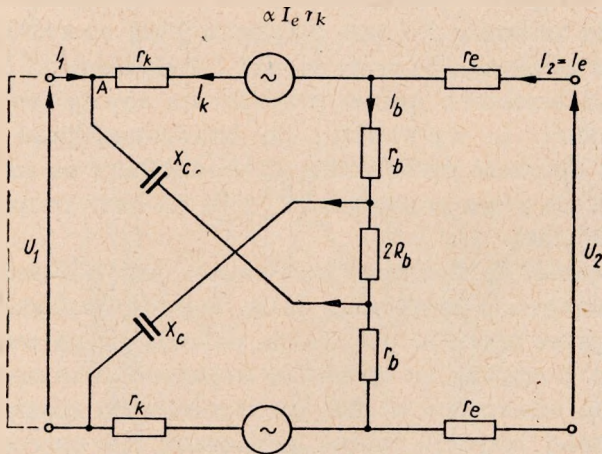
Sprzężenie zwrotne kolektor-baza poprzez pojemność  $C_1$  i  $C_2$  jest sprzężeniem dodatnim i w związku z tym konwertor może pracować stabilnie tylko wtedy, gdy będzie ono odpowiednio zrównoważone przez ujemne sprzężenie zwrotne. Ujemne sprzężenie, jak już wspomniano, powstaje w obwodzie emiterów na oporności dołączonej do zacisków 1-2 (na oporności wnoszonej przez transformator wejściowy). Sprzężenie to jest tym większe, im większy jest opór dołączony do zacisków 1-2. Przy rozwarciu zacisków 1-2 sprzężenie zwrotne będzie „nieskończenie wielkie” i układ będzie oczywiście stabilny. Natomiast przy zwarceniu zacisków 1-2, w konwertorze wystąpi tylko sprzężenie dodatnie i układ zaoscyłuje.

Rozważanie to przeprowadzono w założeniu, że oporność dołączona do zacisków 3-4 jest stała, więc i napięcie dodatniego sprzężenia zwrotnego jest stałe.

Podobne rozumowanie dotyczące stabilności konwertora w stanach zwarcia i rozwarcia od strony zacisków 3-4 doprowadzi nas do wniosku, że od tej strony konwertor będzie oscylował przy rozwarciu, natomiast będzie stabilny przy zwarcu. Wynika to z faktu, że wartość dodatniego sprzężenia zwrotnego zależy od wartości oporności dołączonej do zacisków 3-4.

Powyższe wywody wykazują w sposób poglądowy, że oporność konwertora od strony zacisków 1-2 ma charakter łukowy, a oporność wejściowa od strony zacisków 3-4 charakter dynatronowy.

Przejdźmy obecnie do obliczenia oporności wejściowych rozpatrywanego konwertora. Posłużmy się w tym celu schematem zastępczym dla prądu zmiennego pokazanym na rys. 9. Przy określaniu parametrów  $g$  konwertora będą nas interesowały stany zwarcia strony pierwotnej i rozwarcia strony wtórnej.



Rys. 9. Schemat zastępczy dla prądu zmiennego tranzystorowego konwertora przeciwobnośnego

Obliczamy najpierw parametr  $g_{12}$  określony wzorem

$$g_{12} = \frac{I_1}{I_2} \quad [U_1 = 0]$$

Prąd  $I_2$  równy jest prądowi emitera, natomiast prąd  $I_1$  musimy obliczyć. Wiemy, że  $I_k = -\alpha I_e$  oraz  $I_b = (\alpha - 1)I_e$ , a w węźle  $A$  mamy

$$I_1 + I_b - I_k = 0$$

stąd

$$I_1 = I_k - I_b = -\alpha I_e - (\alpha - 1)I_e = (1 - 2\alpha)I_e \quad (24)$$

oraz

$$g_{12} = \frac{(1 - 2\alpha)I_e}{I_e} = 1 - 2\alpha \quad (25)$$

Korzystając z tego samego schematu można obliczyć parametr  $g_{22}$  określony jako

$$g_{22} = \frac{U_2}{I_2} \quad [U_1 = 0]$$

Sumując spadki napięć w obwodzie emiter-baza otrzymamy

$$U_2 = 2r_e I_2 - I_b \left( 2r_b + \frac{2R_b 2X_c}{2R_b + 2X_c} \right)$$

Podstawiając  $I_b = (\alpha - 1)I_e$  i przekształcając mamy

$$g_{22} = 2r_e + (1 - \alpha) \left( 2r_b + \frac{2R_b 2X_c}{2R_b + 2X_c} \right) \quad (26)$$

Pozostałe dwa parametry oblicza się w założeniu, że prąd  $I_2 = 0$ . Zakładając, że  $r_k$  jest znacznie większe od pozostałych oporności w układzie możemy napisać

$$U_1 = I_1(2X_c + 2R_b)$$

oraz

$$U_2 = -I_1 2R_b$$

Stąd mamy

$$g_{21} = \frac{U_2}{U_1} \Big|_{[I_2 = 0]} = \frac{-2R_b}{2X_c + 2R_b} \quad (27)$$

Równie prosto można określić ostatni parametr

$$g_{11} = \frac{I_1}{U_1} \Big|_{[I_2 = 0]} = \frac{1}{2X_c + 2R_b} \quad (28)$$

Obecnie, na podstawie wzoru (3), możemy określić oporność wejściową konwertora od strony łukowej

$$\begin{aligned} W_1 &= g_{22} - \frac{g_{12} g_{21}}{g_{11} + \frac{1}{Z_c}} = \\ &= 2r_e + (1 - \alpha) \left( 2r_b + \frac{2R_b 2X_c}{2R_b + 2X_c} \right) + \frac{(1 - 2\alpha) - \frac{R_b}{R_b + X_c}}{\frac{1}{2R_b + 2X_c} + \frac{1}{Z_c}} = \\ &= 2r_e + (1 - \alpha)(2r_b + 2Z_B) + (1 - 2\alpha)Z_N \frac{R_b}{R_b + X_c} \end{aligned} \quad (29)$$



gdzie

$$Z_B = \frac{2R_b 2X_c}{2R_b + 2X_c}$$

$$Z_N = \frac{2R_b + 2X_c Z_c}{2R_b + 2X_c + Z_c}$$

Ujemną oporność proporcjonalną do wartości oporności cechownika reprezentuje tylko ostatni człon wzoru (29); pierwsze dwa człony określają nam wielkość dodatniej, niepożądaną składową oporności wejściowej. Ich występowanie jest spowodowane istnieniem oporności wejściowej wzmacniacza tranzystorowego o skończonej wartości, różnej od zera. Oprócz tego, mamy do czynienia z pasożytniczym wpływem oporności  $(2R_b + 2X_c)$  bocznikującej cechownik oraz z podziałem napięcia występującego na oporności  $Z_N$  w stosunku  $R_b/(R_b + X_c)$ , co jest wynikiem występowania oporności sprzęgającej zależnej od częstotliwości.

Jeśli przyjąć, że w interesującym nas pasmie częstotliwości  $X_c \approx 0$ , to wówczas  $Z_b \approx 0$  i  $Z_N \approx \frac{Z_c 2R_b}{Z_c + 2R_b}$ , a wzór (29) przybierze postać

$$W_1 = 2r_e + 2(1 - \alpha)r_b + (1 - 2\alpha)Z_N \quad (30)$$

Ze względu na stabilność konwertora poza pasmem użytecznym ważna jest znajomość zachowania się konwertora dla częstotliwości bliskich zera i nieskończoności. Rozpatrzmy więc wzór (29) dla obu przypadków. Dla częstotliwości bliskich zera stosunek  $\frac{R_b}{R_b + X_c}$  będzie dążył do zera, natomiast  $Z_b \rightarrow 2R_b$ . W rezultacie oporność wejściowa wyrazi się wzorem

$$W_1 = 2r_e + (1 - \alpha)(2r_b + 2R_b) \quad (31)$$

będzie więc posiadała niewielką wartość dodatnią. Dodatkowo wejście i wyjście konwertora będzie silnie bocznikowane indukcyjnościami uzwojeń transformatorów, których oporność pozorną dla częstotliwości bardzo małych będzie równa oporności uzwojeń. Dla wielkich częstotliwości wzór (30) utrzymuje się w mocy i oporność wejściowa konwertora jest ujemna.

W rzeczywistych warunkach należy jeszcze uwzględnić wpływ pewnej składowej indukcyjnej, wynikającej z wpływu indukcyjności rozproszeń obu transformatorów. Utrzymywanie się ujemnej oporności wejściowej poza pasmem użytecznym jest zjawiskiem niekorzystnym. Częściowo można temu zaradzić przez zastosowanie cechownika o odpowiedniej strukturze, zapewniającej opadający przebieg charakterystyki oporowej wraz ze wzrostem częstotliwości. Drugim sposobem ograniczającym pasmo robocze konwertora jest bocznikowanie oporności  $2R_b$  niewielką pojemnością, co wydatnie zmniejsza sprzężenie zwrotne dla wielkich częstotliwości.

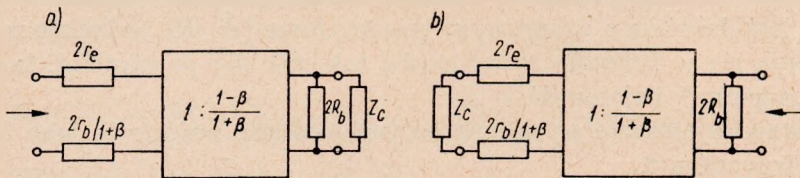
Przedstawmy jeszcze wzór (30) jako zależność oporności wejściowej od współczynnika wzmocnienia prądowego w układzie wspólnego emitera. Jak wiadomo, zależność pomiędzy współczynnikami wzmocnienia prądowego w układach OB i OE jest następująca:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

Podstawiając ostatnią zależność do wzoru (30) otrzymamy

$$W_1 = 2r_e + \frac{2r_b}{1 + \beta} + Z_N \frac{1 - \beta}{1 + \beta} \quad (32)$$

Odpowiadający powyższemu wzorowi schemat układu jest przedstawiony na rys. 10. Współczynnik konwersji  $k = \frac{1 - \beta}{1 + \beta}$  (ponieważ dla wartości  $\beta = 1$  przechodzi przez zero) wskazuje wyraźnie na łukowy charakter ujemnej oporności wejściowej  $W_1$ , co jest zgodne z poprzednio przeprowadzonym rozważaniem warunków stabilności konwertyora.



Rys. 10. Blokowe schematy zastępcze tranzystorowego konwertyora przeciwsobnego: a) wejście od strony łukowej, b) wejście od strony dynatronowej

Rozważmy obecnie tranzystorowy konwertyor przeciwsobny od jego strony dynatronowej. Podstawmy parametry  $g$  konwertyora do wzoru na przewodność wejściową konwertyora od strony dynatronowej:

$$Y_2 = g_{11} - \frac{g_{12} g_{21}}{g_{22} + Z_c} = \frac{1}{2R_b + 2X_c} + \frac{(1 - 2\alpha) \frac{R_b}{R_b + X_c}}{2r_e + (1 - \alpha) \left( 2r_b + \frac{2R_b 2X_c}{2R_b + 2X_c} \right) + Z_c} \quad (33)$$

Jeśli uwzględnimy, że w interesującym nas pasmie częstotliwości  $X_c \approx 0$ , to wówczas możemy napisać:

$$Y_2 = \frac{1}{2R_b} + \frac{(1 - 2\alpha)}{2r_e + 2(1 - \alpha)r_b + Z_c} \quad (34)$$

W poprzednim przypadku oporność  $2R_b$  bocznikowała oporność cechowownika, obecnie bocznikuje ujemną oporność wejściową. (Wzór 34 można by oczywiście przedstawić w postaci oporowej, ale straciłby wówczas na przejrzystości).

Wzór (34) jest słuszny również dla bardzo wielkich częstotliwości ( $f \rightarrow \infty$ ) i aby uniknąć utrzymywania się stałej przewodności ujemnej dla

częstotliwości leżących daleko poza pasmem, stosuje się najczęściej boczniowanie oporności  $2R_b$  niewielką pojemnością. Dzięki temu dla częstotliwości dostatecznie dużych wypadkowa przewodność wejściowa staje się dodatnia, jak to wynika ze wzoru (34), jeśli założymy, że pierwszy człon ma postać  $\frac{1}{2R + 1/j\omega C}$ .

Dla częstotliwości bardzo małych ( $f \rightarrow 0$ ) oporność sprzęgająca  $X_c \rightarrow \infty$ , a wzór (33) przybierze postać:

$$\begin{aligned} Y_2 &= \frac{(1 - 2\alpha) R_b j\omega C}{2r_e + Z_c + (1 - \alpha)(2r_b + 2R_b)} \\ Z_2 &\cong \frac{2r_e + Z_c + (1 - \alpha)(2r_b + 2R_b)}{-j\omega C R_b} = \\ &= \frac{+j[2r_e + Z_c + (1 - \alpha)(2r_b + 2R_b)]}{R_b \omega C} \end{aligned} \quad (35)$$

Tak więc dla częstotliwości bliskich zeru, oporność wejściowa konwertora jest dodatnia o charakterze indukcyjnym ( $+jX$ ), jednakże moduł jej zmienia się w funkcji częstotliwości tak, jak dla pojemności. Inaczej jest to „ujemna” pojemność.

Przedstawimy jeszcze wyrażenie na przewodność wejściową jako funkcję współczynnika  $\beta$ .

$$Y_2 = \frac{1}{2R_b} + \frac{\frac{1 - \beta}{1 + \beta}}{2r_e + Z_c + \frac{r_b}{1 + \beta}} = \frac{1}{2R_b} + \frac{1}{\frac{1 + \beta}{1 - \beta} (2r_e + Z_c) + \frac{r_b}{1 - \beta}} \quad (36)$$

Współczynnik konwersji  $k = \frac{1 + \beta}{1 - \beta}$  ma w tym przypadku oczywiście charakter dynatronowy, ponieważ dla dodatniego  $\beta$  ma biegun. Schemat zastępczy konwertora widzianego od strony dynatronowej podany jest na rys. 10b.

Należałoby się jeszcze zastanowić nad możliwością skompensowania pasożytniczych oporności i przewodności występujących w samym konwertorze. Jak już poprzednio wykazano, elementy niepożądane są reprezentowane parametrami  $g_{11}$   $g_{12}$ . Metoda kompensacji, polegająca na dołączaniu elementów  $Z_a$  i  $Z_b$  do odpowiednich wejść konwertora, została zilustrowana rys. 4.

Aby można było skompensować konwertor, współczynnik konwersji w ograniczonym zakresie częstotliwości powinien być równy jedności

$$k = g_{12} g_{21} = (1 - 2\alpha) \frac{-R_b}{R_b + jX_c} = 1$$

Współczynnik wzmocnienia prądowego najczęściej stosowanych tranzystorów wynosi przeciętnie  $\alpha = 0,98$ . Ponadto możemy założyć, że w in-

teresującym nas pasmie częstotliwości  $X_c \cong 0$ . Stąd rzeczywista wartość współczynnika konwersji wynosi:

$$k = 1,96 - 1 = 0,96$$

Tak więc przyjmując  $k = g_{12} g_{21} = 1$ , popełniamy błąd rzędu 4%.

Zastanówmy się obecnie, jakie powinny być oporności kompensujące. Aby je wyznaczyć, musimy obliczyć  $a$ :

$$a = 1 - g_{12} g_{21} = 1 - \frac{r_e + (1 - \alpha)r_b}{R_b + X_c} = 1 - \frac{r_e + (1 - \alpha)r_b}{R_b}$$

Przykładowo dla tranzystora typu OC71 wartości  $r_e$  i  $r_b$  wynoszą:  $r_e = 6,5\Omega$ ,  $r_b = 500\Omega$ . Oporność  $R_b$  posiada zwykle wartość rzędu 10 k $\Omega$ .

Na podstawie powyższych liczb określimy wartość  $a$ :

$$a = 1 - \frac{6,5 - (1 - 0,98)500}{10 \cdot 10^3} = 1 - 1,6 \cdot 10^{-3} \approx 1$$

Możemy obecnie określić wielkość elementów kompensacyjnych

$$Z_a = \frac{a}{g_{11}} = 2R_b + X_c \approx 2R_b$$

$$Z_b = b g_{22} = 2r_e + (1 - \alpha) \left( 2r_b + \frac{2R_b X_c}{2R_b + X_c} \right) \approx 2r_e + 2r_b(1 - \alpha)$$

Oporność  $2R_b$  jest zwykle znacznie większa od oporności cechownika, jej wpływ na własności konwertora jest więc niewielki i można go pominąć. Kompensację wpływu  $g_{22}$  można przeprowadzić w sposób pokazany linią przerywaną na rys. 8c. Jednakże stosując tranzystory o małej oporności  $r_e$  i dużym  $\alpha$ , również i wpływ ten można pominąć.

### 3.3. Zasady projektowania konwertorów tranzystorowych

Podstawowym elementem konwertora jest oczywiście wzmacniacz. Jak wiemy na podstawie omówionych schematów, tranzystory w konwertorach pracują w układzie wzmacniaczy transformatorowych, a więc wzmacniaczy mocy. Należy dodać, że pracują one w kl. A. Projektowanie wzmacniaczy do konwertorów w zasadzie niczym się nie różni od projektowania zwykłych, akustycznych wzmacniaczy tranzystorowych. Zagadnienia związane z projektowaniem samych wzmacniaczy nie będą tutaj omawiane, a zainteresowanego czytelnika odsyła się do obfitej, specjalistycznej literatury.

Przy projektowaniu konwertorów należy jednak zwrócić uwagę na szereg specyficznych zagadnień. Jednym z takich zagadnień jest określenie oporności obciążenia wzmacniacza w konwertorze. Oporność obciążenia dla prądu zmiennego w konwertorze jest podzielona na dwie

części: pierwsza z nich to oporność cechownika (umieszczona bądź w obwodzie kolektora, bądź w obwodzie emitera, w zależności od typu oporności ujemnej, jaką ma dostarczyć konwertor), natomiast druga to oporność zewnętrzna, odtłumiana (np. oporność toru przewodowego). Właściwym obciążeniem dla wzmacniacza jest dopiero suma obu tych oporności. Określenie wielkości obciążenia wiąże się również z wyborem właściwego punktu pracy dla tranzystorów i z ustaleniem przekładni obu transformatorów. Znając rodzaje torów przewodowych i ich długości można określić wartości oporności ujemnych, jakie konwertor będzie dostarczał i tym samym wyznaczyć oporność obciążenia. Następnie ustalamy taki punkt pracy, aby można było uzyskać maksymalną moc dla danego typu tranzystora.

Tranzystory, podobnie jak elektronówki, posiadają określone optymalne oporności pracy; jeśli więc ta optymalna oporność nie pokrywa się z poprzednio obliczoną opornością obciążenia, to wówczas należy obie te oporności dopasować przez dobór odpowiedniej przekładni transformatora.

Przekładnie obu transformatorów (tzn. transformatora od strony cechownika i transformatora od strony linii) najlepiej dawać jednakowe, wówczas ich działanie znosi się nawzajem i nie wpływają na wartość współczynnika konwersji. Pozwala to ponadto na stosowanie transformatorów o identycznej konstrukcji i właściwościach, tak że ich pasożytniczy wpływ na oporność ujemną wzajemnie się znosi.

Wybór typu tranzystorów przy projektowaniu konwertorów nie jest specjalnie krytyczny. Aby uzyskać współczynnik konwersji możliwie bliski jedności oraz jak najmniejsze oporności pasożytnicze (30) i (35), należy wybierać typy tranzystorów o jak największym  $\alpha$  i możliwie małym  $r_e$ .

W konwertorach przeznaczonych do odtłumiania torów przewodowych stosuje się zwykle tranzystory małej mocy, tzn. o mocy strat w kolektorze 50 mW. W konwertorze połowa mocy oddawana jest do obwodu zewnętrznego (odtłumianego), natomiast druga połowa tracona jest w cechowniku.

Załóżmy obecnie, że mamy do czynienia z mostkowym odtłumikiem zbudowanym z dwóch konwertorów w układzie przeciwobnym. Dopuszczalna moc strat tranzystorów 50 mW określona jest w temperaturze  $+25^\circ\text{C}$ . Moc ta maleje wraz ze wzrostem temperatury (szczegółowe zależności podawane są w firmowych katalogach). Aby zabezpieczyć poprawną pracę tranzystorów w temperaturze do około  $+40^\circ\text{C}$ , należy założyć, że maksymalne straty nie będą przekraczać np. 35 mW. Tak więc, z dwóch tranzystorów o mocy admisyjnej 35 mW każdy, pracujących w układzie przeciwobnym, przy założeniu, że sprawność jest

bliska idealnej i wynosi w kl. A 50%, można otrzymać około 35 mW mocy użytecznej. Z tego wynika, że każdy z konwertyorów oddaje do toru 17,5 mW. Odpowiada to poziomowi mocy na wyjściu z odtłumika + 1,8 N. Jeśli więc wzmocnienie odtłumika będzie wynosiło 1,8 N, to maksymalny poziom jaki może występować na jego wejściu, będzie wynosił 0 N. Oczywiście przy założonym mniejszym wzmocnieniu można dawać odpowiednio większeysterowanie.

W układach tranzystorowych bardzo ważnym zagadnieniem jest stabilizacja temperaturowa układu. Polega ona na takim zaprojektowaniu układu, aby zapewnić stałość parametrów tranzystora przy wzroście temperatury, a przede wszystkim jego współczynnika wzmocnienia prądowego. Dla układu zasilania prądem stałym, w jakim pracują tranzystory w konwertorze, można wyprowadzić następujący wzór na współczynnik stabilizacji temperaturowej (rys. 11):

$$S_t = \frac{R_b + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{R_3} \quad (37)$$

Współczynnik ten w idealnym przypadku powinien być równy jedności. Dyskusja powyższego wzoru prowadzi do wniosku, że powinno się dążyć do możliwie jak największej wartości  $R_3$ , jak najmniejszej wartości  $R_b$  ( $R_b = R_4 = R_5$ ) i do małych wartości  $R_1$  i  $R_2$ . Wartości oporników  $R_1$  i  $R_2$  nie można zbyt obniżyć ze względu na duży pobór mocy ze źródła zasilania obniżający ogólną sprawność. Wielkość opornika  $R_3$  jest zależna wyłącznie od wielkości napięcia zasilania; ponieważ na oporniku  $R_3$  redukuje się prawie cała nadwyżka napięcia zasilającego. Im większe jest napięcie zasilające, tym większą stabilność temperaturową można uzyskać. Opornik  $R_b$ , od którego również w poważnym stopniu zależy stabilność temperaturowa, musi mieć niestety dość dużą wartość ze względu na bocznikujący wpływ, jaki on wywiera na cechownik (lub wejście).

Przy niskich napięciach zasilających, gdy  $R_3$  jest niewielkie, można stosować dla uzyskania dobrej stabilności temperaturowej zamiast opornika  $R_b$  dławik. Zapewnia to małą oporność dla prądu stałego, a więc dobrą stabilizację i jednocześnie dostatecznie dużą oporność dla prądu zmiennego.

W konwertorach tranzystorowych naturalne pasmo pracy jest zwykle zbyt szerokie, stosuje się więc sztuczne ograniczanie pasma. Ograniczanie pasma od góry uzyskujemy przez bocznikowanie oporności  $2R_b$  pojemnością odpowiedniej wielkości, natomiast ograniczanie pasma od dołu osiągamy przez dobór odpowiednich wielkości pojemności sprzęgających i indukcyjności transformatorów.

### 3.4. Konwertory opracowane w Instytucie Łączności

Obecnie zostaną omówione oba konwertory wchodzące w skład tranzystorowego odtłumika mostkowego opracowanego w Instytucie Łączności.

Opracowany odtłumik mostkowy składa się z dwóch konwertorów; wzdluznego i poprzecznego.

Konwertor włączany wzdluznie do toru posiada wejście transformatorowe, co umożliwia podzielenie wnoszonej oporności ujemnej na dwie symetryczne części i zapewnia niewielką oporność dla płynących w torze prądów małej częstotliwości.

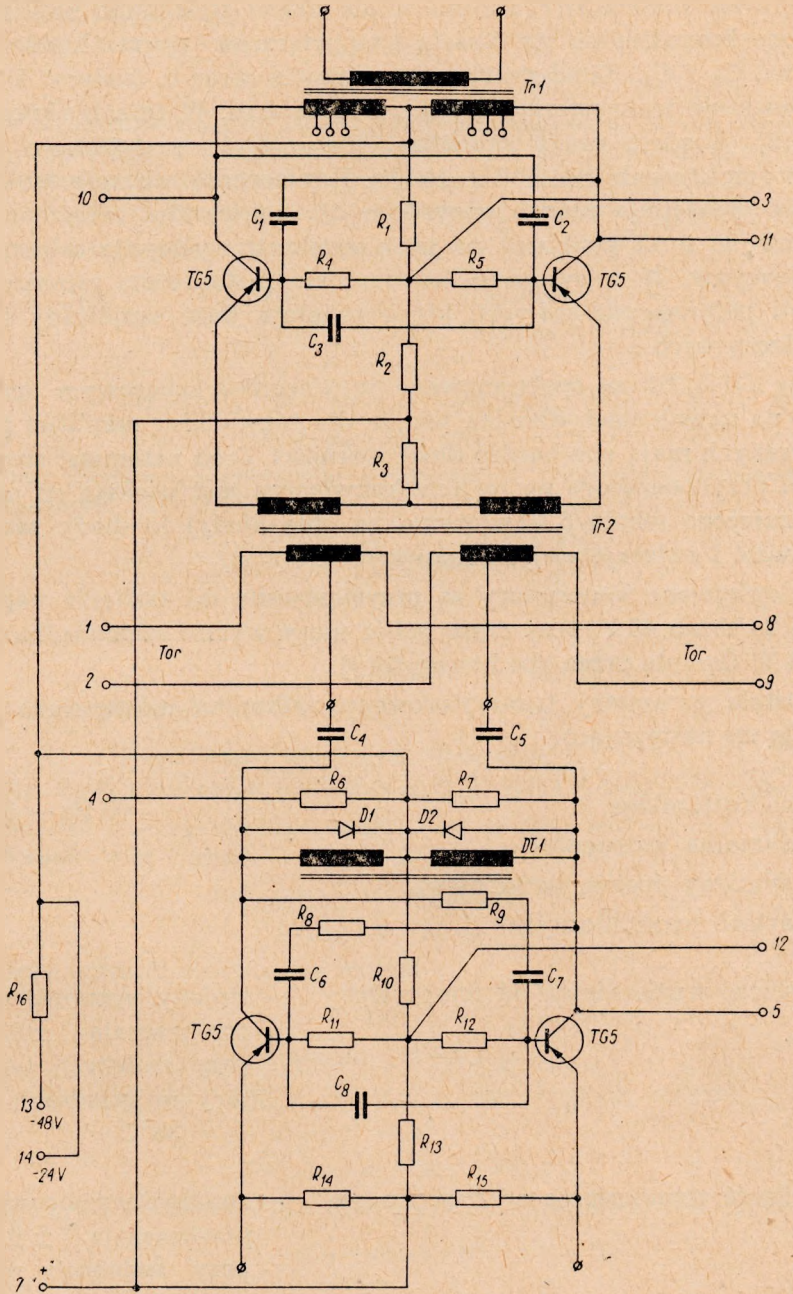
W zasadzie, aby otrzymać oporność ujemną typu dynatronowego, wystarczy zastosować konwertor tego samego typu z zamienionymi parami zacisków wejściowych. Jednakże należy pamiętać, że konwertor poprzeczny nie powinien zwierać napięć o małej częstotliwości, pociąga to więc za sobą konieczność włączania go poprzez dwa kondensatory zaporowe.

Schemat tranzystorowego odtłumika mostkowego jest pokazany na rys. 11.

Bazy obu tranzystorów konwertora wzdluznego są zasilane poprzez oporniki  $R_4$  i  $R_5$  ze wspólnego dzielnika  $R_1$  i  $R_2$ . O punkcie pracy tranzystorów i stabilizacji temperaturowej układu decyduje również opornik  $R_3$  w obwodzie emiterów.

Opornik  $R_3$  zastępuje dwa oporniki  $R_3$  i  $R_4$  umieszczone oddzielnie w obwodzie każdego z emiterów; brak podstawowej składowej w obwodzie zasilania pozwala na usunięcie kondensatora blokującego (porównaj rys. 8c). Oporniki  $R_4$  i  $R_5$  również współdziałają w ustalaniu punktu pracy tranzystorów, jednak przede wszystkim stanowią one część dzielnika napięcia dodatniego sprzężenia zwrotnego wraz z pojemnościami  $C_1$  i  $C_2$ . Oporniki  $R_4$  i  $R_5$  mają również wpływ na stabilizację temperaturową układu, przy czym wpływ ten jest odwrotnie proporcjonalny do ich wartości, tzn. powiększanie oporników  $R_4$  i  $R_5$  pogarsza stabilizację temperaturową układu. Nie można ich jednak zbyt zmniejszać ze względu na boczniujący wpływ, jaki wywierają na cechownik. Stabilność temperaturową układu można poprawić stosując możliwie jak największy opornik  $R_3$ . Pojemności  $C_1$  i  $C_2$  łączą ze sobą naprzemianległe kolektory i bazy, realizując w ten sposób dodatnie sprzężenie zwrotne. Transformatory  $Tr1$  i  $Tr2$  służą do zasilania kolektorów i emiterów oraz do ustalenia odpowiednich wielkości oporności obciążeń kolektorów i emiterów dla prądu zmiennego.

Schemat konwertora poprzecznego jest podobny, różni się tylko w szczegółach. W konwertorze poprzecznym emitery są zasilane prądem stałym



Rys. 11. Ogólny schemat ideowy tranzystorowego odłumika mostkowego



przez oporniki  $R_{14}$  i  $R_{15}$ , natomiast właściwym obciążeniem emiterów dla prądu zmiennego jest oporność cehownika. Kolektory są zasilane równolegle przez dławik  $D_{11}$ , natomiast dla prądu zmiennego kolektory są obciążone bezpośrednio opornością toru włączoną poprzez kondensatory zaporowe  $C_4$  i  $C_5$ . Kondensatory te stanowią wraz z diodami  $D1$  i  $D2$  zabezpieczenie tranzystorów przed uszkodzeniem. W torach okręgowych występują bowiem prądy sygnalizacyjne małych częstotliwości o dość dużych amplitudach (np. 50 Hz, 110 V). Konieczność zabezpieczania tranzystorów występuje przede wszystkim dla konwertora załączonego poprzecznie do toru, ponieważ na jego zaciskach występuje całe napięcie sygnalizacyjne. W opisywanym konwertorze zastosowano zabezpieczenie diodami półprzewodnikowymi, które zwierają duże amplitudy prądów sygnalizacyjnych.

Diody  $D1$  i  $D2$  są spolaryzowane w kierunku zaporowym spadkami napięć na uzwojeniach dławika tak, że dla niewielkich amplitud prądów akustycznych mają one bardzo duże oporności. Jeśli natomiast amplituda sygnału przychodzącego na wejście konwertora jest większa od napięcia polaryzującego (około 5 V w sumie na obie diody) to diody zaczynają przewodzić i zwierają wejście konwertora.

Oba opisywane konwertory są przystosowane do zasilania napięciem stałym 24 V lub 48 V, przy czym pobór mocy wynosi odpowiednio 0,6 W lub 1,2 W (łącznie przez oba konwertory).

Pozostałe parametry tranzystorowego odtłumika mostkowego przedstawiają się następująco:

|                             |                   |
|-----------------------------|-------------------|
| Pasma odtłumiane            | 300 Hz — 3400 Hz  |
| Maksymalna wzmacność        | $S_{max} = 1,8$ N |
| Maksymalny poziom wejściowy | — 0,5 N           |
| Zawartość harmonicznych     | < 5%              |

Zależność wzmacnienia od temperatury — zmiany wzmacnienia nie przekraczają  $\pm 0,05$  N przy zmianach temperatury w granicach  $+ 10^\circ$  —  $+ 35^\circ\text{C}$

Zależność wzmacnienia od napięcia zasilania — zmiany wzmacnienia nie przekraczają  $\pm 0,05$  N przy zmianach napięcia zasilania w granicach  $\pm 10\%$ .

## Załącznik 1

Dwojniki kompensacyjne  $Z_a$  i  $Z_b$ , jak na rys. 4, można wyrazić w zależności od  $g_{11}$  i  $g_{22}$  w sposób następujący:

$$\begin{aligned} Z_a &= a/g_{11} \\ Z_b &= bg_{22} \end{aligned}$$

Obecnie na podstawie wzoru (3) obliczymy przewodność wejściową konwertora od strony pierwotnej z uwzględnieniem elementów kompensacyjnych. Ponieważ wiemy, że w wyniku przeprowadzonej kompensacji mamy otrzymać  $Y_1 = -1/Z_2$ , możemy więc określić dla jakich  $a$  i  $b$  możliwe jest uzyskanie założonego wyniku.

Pomijając na razie wpływ  $Z_b$  obliczymy  $Y'_1$ :

$$\begin{aligned} Y'_1 &= g_{11} - \frac{g_{12} g_{21}}{g_{22} + \frac{Z_a Z_2}{Z_a + Z_2}} = g_{11} - \frac{g_{12} g_{21} (Z_2 g_{11} + a)}{Z_2 (g_{11} g_{22} + a) + ag_{22}} = \\ &= \frac{Z_2 g_{11} (g_{11} g_{22} + a) + ag_{11} g_{22} - g_{12} g_{21} (Z_2 g_{11} + a)}{Z_2 (g_{11} g_{22} + a) + ag_{22}} = \frac{A}{B} \end{aligned} \quad (1.1)$$

Szeregowe połączenie przewodności wejściowej  $Y'$  i oporności kompensacyjnej wyrazi się wzorem

$$\frac{1}{Y} = 1/Y' + Z_b = \frac{B}{A} + bg_{22} = \frac{B + Abg_{22}}{A}$$

stąd

$$Y_1 = \frac{A}{Abg_{22} + B} \quad (1.2)$$

Podstawiając (1.1) do (2.1) otrzymamy

$$Y_1 = \frac{Z_2 g_{11} (g_{11} g_{22} + a) + ag_{11} g_{22} - g_{12} g_{21} (Z_2 g_{11} + a)}{bg_{22} Z_2 g_{11} (g_{11} g_{22} + a) + abg_{22} g_{11} g_{22} - bg_{22} g_{12} g_{21} (Z_2 g_{11} + a) + Z_2 (g_{11} g_{22} + a) + ag_{22}} \quad (1.3)$$

Aby otrzymać założony wynik, w liczniku nie powinno być wyrażeń zawierających  $Z_2$ . Możemy więc napisać

$$\begin{aligned} Z_2 g_{11} (g_{11} g_{22} + a) - Z_2 g_{11} g_{12} g_{21} &= 0 \\ g_{11} g_{22} + a &= g_{12} g_{21} \end{aligned} \quad (1.4)$$

Otrzymaną zależność podstawiamy do (1.3)

$$\begin{aligned} Y_1 &= \\ &= \frac{-a(g_{11} g_{22} + a) + g_{11} g_{22} a}{Z_2 b g_{11}^2 g_{22}^2 + Z_2 a b g_{11} g_{22} - Z_2 b g_{11} g_{22} (g_{11} g_{22} + a) - Z_2 (g_{11} g_{22} + a) - a b g_{22} (g_{11} g_{22} + a) + a b g_{11} g_{22}^2 + a g_{22} - a^2} \\ &= \frac{Z_2 (g_{11} g_{22} + a) + a g_{22} - a^2 b g_{22}}{Z_2 (g_{11} g_{22} + a) + a g_{22} - a^2 b g_{22}} \end{aligned} \quad (1.5)$$

Założony wynik otrzymamy, jeśli będą spełnione następujące dwie zależności:

$$a g_{22} - a^2 b g_{22} = 0$$

oraz

$$\frac{a^2}{g_{11} g_{22} + a} = 1$$

Rozwiązując pierwsze równanie otrzymujemy

$$ab = 1 \quad (1.6)$$

Z drugiego warunku obliczamy  $a$ :

$$\begin{aligned} a^2 - a &= g_{11}g_{22} \\ a^2 - a - 1/4 &= (a - 1/2)^2 = g_{11}g_{22} + 1/4 \\ a &= 1/2 \pm g_{11}g_{22} + 1/4 \end{aligned} \quad (1.7)$$

Jeśli założymy, że iloczyn  $g_{12}g_{21} = 1$ , to wówczas otrzymamy:

$$Y_1 = \frac{Z_2 g_{11} (g_{11} g_{22} + a) + a g_{11} g_{22} - Z_2 g_{11} - a}{b g_{22} g_{11} Z_2 (g_{11} g_{22} + a) + a b g_{11} g_{22}^2 - b g_{22} (Z_2 g_{11} + a) + Z_2 (g_{11} g_{22} + a) + a g_{22}}$$

Podobnie jak poprzednio, zakładamy, że w liczniku nie powinno być wyrażień zawierających  $Z_2$ , stąd obliczamy:

$$\begin{aligned} Z_2 g_{11} (g_{11} g_{22} + a) - Z_2 g_{11} &= 0 \\ a &= 1 - g_{11} g_{22} \end{aligned} \quad (1.8)$$

Podstawiając powyższą zależność otrzymamy

$$Y_1 = \frac{-a^2}{Z_2 + a g_{22} + a b g_{11} g_{22}^2 - a b g_{22}}$$

Jeśli

$$ab = 1 \quad (1.9)$$

to wyrażenie

$$a g_{22} + a b g_{11} g_{22}^2 - a b g_{22} = 0$$

i wówczas ostatecznie otrzymamy

$$Y_1 = \frac{-a^2}{Z_2} \quad (1.10)$$

Kompensacja byłaby idealna, gdyby można było uczynić  $a = 1$ . Jest to równoznaczne z warunkiem  $g_{11}g_{22} \ll 1$ .

#### WYKAZ LITERATURY

1. Barjasz W., Bolszakow Z.: Odtłumik mostkowy jako element toru odtłumianego. Prace Instytutu Łączności, 1961, zes. 4.
2. Bolszakow Z., Barjasz W.: Odtłumiki. Przegląd Telekomunikacyjny, 1961, nr 1.
3. Bolszakow Z., Barjasz W.: Odtłumik mostkowy na tranzystorach. Przegląd Telekomunikacyjny, 1961, nr 10.
4. Brouwer J. F.: Negative Impedance Repeaters or Negistors. Philips Telecommunication Review, październik 1961, nr 1.
5. Dimmer R.: Transistorized Negative Impedance Telephone Repeater Communication and Electronics, lipiec 1958.
6. Greve Th.: Ein Zweidrahtverstärker mit negativen Widerständen. N.T.Z., 1955, zes. 11.
7. Kurkin J. L., Sokolow A. A.: Otriciatelnyj impedansnyj konwertor na połuprowodnikowych triodach. Elektrizestwo 1959, nr 9.

8. *Larky J. G.*: Negative Impedance Convertors. IRE Transactions on Circuit Theory, 1957, vol. CT4, nr 3.
9. *Linville J. G.*: Transistor Negative Impedance Convertors. Proceeding of IRE, czerwiec 1953, vol. 41.
10. *Pelrich G.*: Widerstände mit negativen Realteil und ihre Verwendung als Zweidrahtverstärker. Prace IPF 1958.

*В. Барьяш*

#### ТРАНЗИСТОРНЫЕ КОНВЕРТОРЫ ОТРИЦАТЕЛЬНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ В МОСТОВОМ УСИЛИТЕЛЕ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

##### Резюме

В статье рассмотрены принципы работы конверторов отрицательных сопротивлений и принципы компенсации паразитных элементов. Описаны подробно конверторы отрицательных сопротивлений, входящие в состав транзисторного мостового усилителя с отрицательным сопротивлением. Приведены параметры такого усилителя, разработанного Институтом связи.

*W. Barjasz*

#### TRANSISTORIZED CONVERTORS OF NEGATIVE IMPEDANCE IN THE NEGATIVE IMPEDANCE BRIDGE TYPE AMPLIFIERS

##### Summary

In the article is treated the working principle of negative impedance convertors in the negative impedance amplifiers, as well as the compensation of parasite elements.

The negative impedance convertors, components of these amplifiers are presented in detail.

The parameters of negative impedance amplifiers drafted in Instytut Łączności are given.

*W. Barjasz*

#### OPPOSEURS DE L'IMPÉDANCE NÉGATIVE À TRANSISTRONS DANS LES AMPLIFICATEURS QUADRIPOLES À IMPÉDANCE NÉGATIVE

##### Resume

Dans l'article est présenté le principe du fonctionnement des opposeurs de l'impédance négative et le principe de la compensation des éléments parasites.

Sont décrits en détail les opposeurs de l'impédance négative, faisant partie des amplificateurs a impédance négative.

Sont présentés enfin les paramètres de l'amplificateur de ce genre, projeté à Instytut Łączności.

W. Barjasz

MIT TRANSISTOREN BESTÜCKTE KONVERTOREN NEGATIVER  
SCHEINWIDERSTÄNDE IN BRÜCKENVERSTÄRKERN

Zusammenfassung

Der Aufsatz erörtert Grundlagen der Wirkungsweise der Konvertoren negativer Scheinwiderstände und Grundlagen der Kompensation von Parasitparametern. Eingehend werden derartige Konvertoren beschrieben, die in einem mit Transistoren bestückten Brückenverstärker enthalten sind. Schliesslich werden Kennwerte eines in dem Institut Łączności entwickelten Brückenverstärkers mitgeteilt.

WŁODZIMIERZ BARJASZ

621.372.57

## PROJEKTOWANIE I DOBIERANIE CECHOWNIKÓW W ODTŁUMIKACH MOSTKOWYCH DLA TORÓW NIEPUPINIZOWANYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego 23. 1. 1963 r.

W artykule podano matematyczne zasady projektowania cechowników zarówno metodą analizy, jak i metodą syntezy, omówiono również zasady doświadczalnego dobierania cechowników oraz metody pomiarowe stosowane przy uruchamianiu odtłumików.

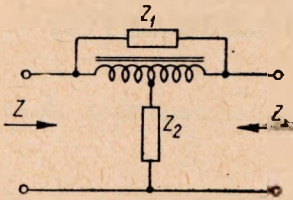
### 1. WSTĘP

Wzmacniające własności odtłumika są ściśle uzależnione od wzajemnego stosunku oporności wejściowych toru, z którym odtłumik współpracuje, i od oporności ujemnych wnoszonych przez odtłumik do toru. W odróżnieniu od konwencjonalnych wzmacniaczy, zadaniem czynnych elementów odtłumika (konwertorów) jest nie wzmacnianie sygnałów, lecz przetwarzanie oporności dodatnich na ujemne. Dlatego też każdy z odtłumików jest wyposażony w dwójnik bierny, zwany cechownikiem, który odpowiednio modeluje kształt charakterystyki częstotliwościowej oporności ujemnej.

Dobór cechowników jest niezbędną i najistotniejszą czynnością wykonywaną przy uruchamianiu odtłumików w torach. Od doboru cechowników zależy zarówno wzmocnienie odtłumika, jego dopasowanie do toru, jak i również korekcja zniekształceń tłumieniowych toru. Właściwy dobór cechowników powinien zapewniać również bezwzględną stabilność odtłumika dla każdego z rodzajów obciążeń, jakie mogą wystąpić w czasie normalnej eksploatacji.

W niniejszym artykule zostaną omówione teoretyczne podstawy projektowania cechowników, metody ich obliczania oraz praktyczne wskazówki doboru.

Zagadnienie doboru cechowników od strony teoretycznej jest dość proste. Jeżeli odtłumik mostkowy ma być wtrącony do długiego elektrycznie toru, nie wprowadzając niejednorodności, to jego oporność falowa powinna być równa oporności falowej toru. Przypadek taki można zrealizować w układzie jak na rys. 1. (Dla zachowania symetrii stosuje się zawsze układ  $H_{zbocz}$ , jednak dla uproszczenia rozważań można rozpatrzeć niesymetryczny układ  $T_{zbocz}$ ).



Rys. 1. Czwórnik bierny w układzie  $T_{zbocz}$

Jednorodne tory przewodowe posiadają oporności falowe o monotonicznym przebiegu w funkcji częstotliwości i dzięki temu można je stosunkowo łatwo odwzorować. Ponieważ oporności ujemne są proporcjonalne do oporności falowej, dobór więc cechowników sprowadziłby się do dobrania równoważników torowych, co jest stosunkowo proste i powszechnie znane. Jednakże w praktyce rzadko stosuje się odtłumiki w torach długich, zwykle znajdują one zastosowanie w torach elektrycznie półprzezroczystych. Okoliczność ta wpływa deformująco na przebieg oporności wejściowych toru. Dodatkowo trzeba uwzględnić fakt, że tory są zwykle zakańczane przenośnikami liniowymi, które w poważnym stopniu, zwłaszcza na krańcach pasma akustycznego, odkształcają przebiegi oporności wejściowych toru. Ponadto odtłumik zwykle koryguje zniekształcenia tłumieniowe toru i wówczas zależność wartości oporności ujemnych od oporności falowej toru jest bardziej złożona.

Dalszym istotnym czynnikiem utrudniającym dobór cechowników jest niedoskonałość samych konwerterów. Współczynnik konwersji jest zwykle liczbą zespoloną i zmienną w funkcji częstotliwości. Z tego powodu oporność cechownika nie może posiadać identycznego charakteru jak oporność falowa toru; musi ona także dodatkowo kompensować deformujący wpływ współczynnika konwersji.

Wymienione czynniki powodują, że projektowanie cechowników jest poważnie utrudnione i bardzo pracochłonne i że wartości ustalone na drodze obliczeniowej mogą spełniać tylko rolę pomocniczą, służąc jako punkt wyjściowy do dokładnego, empirycznego doboru.

Istnieje sporo metod rozpatrywania zagadnień doboru cechowników. W niniejszej pracy zostaną podane tylko dwie najbardziej, zdaniem autora, przydatne. Pierwsza z metod, analityczna, polega na rozpatrywaniu własności cechowników o z góry założonych schematach. Omówione w drugiej części artykułu projektowanie cechowników metodą syntezy polega na wyznaczeniu funkcji określających obie oporności ujemne na podstawie pożądanых charakterystyk wzmocności i dopasowania. Znając te funkcje można zaprojektować struktury cechowników i obliczyć wartości elementów.

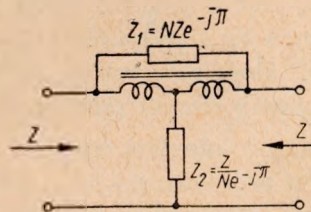
Poniżej podanych rozważań nie należy traktować jako gotowych wskázówek do projektowania i doboru cechowników, są to tylko ogólne zasady, które pomagają zrozumieć istotę zagadnienia. Dobór cechownika do określonego toru należy traktować indywidualnie, ponieważ jego schemat i wartości elementów są zależne zarówno od samego toru i obciążeń, jakie występują w czasie pracy, jak i od własności samego konwertora.

Wartości elementów cechowników konwertorów lampowych i tranzystorowych pracujących w identycznych warunkach mogą się różnić między sobą, jednakże zasady doboru cechowników są oczywiście takie same, bez względu na rodzaj zastosowanego elementu wzmacniającego.

## 2. PROJEKTOWANIE CECHOWNIKÓW METODĄ ANALITYCZNA

Jeśli znane są obie oporności ujemne  $Z_1$  i  $Z_2$  wnoszone przez konwertory odtłumika mostkowego zbudowanego w układzie  $T_{zb}$ , (rys. 2), to

Rys. 2. Odtłumik mostkowy jego czwórnik w układzie  $T_{zb}$  zbudowany z ujemnych elementów



oporność  $Z$  i wzmocność falową  $T$  odtłumika można określić za pomocą znanych wzorów:

$$Z = \sqrt{Z_1 Z_2} \quad T = -2 \operatorname{ar} \operatorname{tgh} 1/2 \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

gdzie

$$T = S + jB_s$$



Obliczmy, jakie powinny być obie oporności ujemne w zależności od zadanych wartości oporności i wzmocności falowej. Po prostym przekształceniu otrzymujemy:

$$Z_1 = -2Z \operatorname{tgh} T/2 = -2Z \operatorname{tgh} \frac{S + jB_s}{2} \quad (1)$$

$$Z_2 = \frac{-Z}{2 \operatorname{tgh} T/2} = \frac{-Z}{2 \operatorname{tgh} \frac{S + jB_s}{2}} \quad (2)$$

Oporność falowa od tłumika mostkowego powinna być równa oporności falowej toru, a również i wzmocność teoretycznie może być równa tamowności toru. W warunkach eksploatacyjnych nigdy nie udaje się uzyskać całkowitego od tłumienia, chociażby z powodu trudności uzyskania absolutnego dopasowania. Skompensowanie tłumienności toru w 80% należy już uważać za dobry wynik.

Na podstawie wzorów (1) i (2) można obliczyć przebiegi obu oporności ujemnych, pamiętając przy tym, że:

$$Z_1 = -k_1 Z_{c1} \quad Z_2 = Z_{c2} / -k_2$$

gdzie

$k_1$  — współczynnik konwersji konwertora wzdluznego,

$k_2$  — współczynnik konwersji konwertora poprzecznego.

Znając przebiegi obu współczynników konwersji można obliczyć zależności określające przebiegi oporności obu cechowników. Dalszy tok postępowania będzie już taki sam, jak przy projektowaniu równoważników. Należy zbudować taki dwójnik, którego oporność w całym interesującym pasmie częstotliwości byłaby równa obliczonej oporności  $Z_c$ . Ponieważ oporność  $Z_c$  jest w gruncie rzeczy odpowiednio przetransponowaną opornością falową toru niepupinizowanego, można więc zbudować ją z elementów  $RC$ . Ilość elementów cechownika będzie zależała od dokładności, z jaką będziemy chcieli zrealizować zadaną charakterystykę.

Jak wiadomo, nie jest możliwe dokładne odwzorowanie oporności falowej toru w szerokim zakresie częstotliwości za pomocą dwójnika o skończonej ilości elementów. Natomiast można zbudować dwójnik, którego oporność będzie dokładnie równa oporności falowej toru dla jednej lub kilku częstotliwości. I tak, jeśli dwójnik zbudowany jest z dwóch elementów, to można uzyskać dokładne odwzorowanie oporności dla jednej częstotliwości, przy strukturze czteroelementowej dla dwóch częstotliwości itd. Zwykle stosuje się, zarówno przy doborze równoważników, jak i cechowników, dwójniki czteroelementowe zapewniające dostateczną dokładność odwzorowania oporności w pasmie akustycznym.

Należy od razu zwrócić uwagę na właściwy wybór częstotliwości dokładnego odwzorowania  $f_1$  i  $f_2$ . Przy projektowaniu równoważników zaleca się równomierne rozmieszczenie częstotliwości  $f_1$  i  $f_2$  w interesującym pasmie. Jeśli więc  $f_d$  i  $f_g$  są odpowiednio częstotliwościami granicznymi np. 300 ÷ 3400 Hz, to powinien być spełniony związek

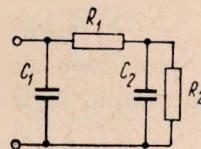
$$\frac{f_1}{f_d} = \frac{\sqrt{f_d f_g}}{f_1} = \frac{f_2}{\sqrt{f_d f_g}} = \frac{f_g}{f_2}$$

Przy projektowaniu cechowników musimy kierować się nieco innymi kryteriami. Odtłumik pracujący w torze niepupinizowanym daje największe wzmocnienie wtrąceniowe dla górnych częstotliwości pasma i z tego względu przy projektowaniu cechowników jako  $f_2$  wybieramy częstotliwość bliską górnemu krańca pasma, np. 3000 Hz w przypadku pasma telefonicznego. Jako częstotliwość  $f_1$  wybieramy zwykle częstotliwość leżącą blisko środka pasma. Natomiast świadomie dopuszczamy do gorszego odwzorowania dla dolnej części pasma ze względu na niewielką, w tym zakresie, wzmocność odtłumika.

Z wyborem częstotliwości obliczeniowych wiąże się również wybór wartości przesuwności falowej odtłumika  $B_s$ . Dla częstotliwości maksymalnej wzmocności  $f_2$  przyjmuje się zwykle  $B_s = 0$ , natomiast dla  $f_1$  przeprowadza się obliczenia dla kilku wartości  $B_s$  i dopiero później, na drodze prób, ustala się najkorzystniejszą wartość (ze względu na maksymalną stabilność odtłumika).

Przy wyborze odpowiedniego schematu dla cechownika trzeba jeszcze mieć na uwadze stabilność odtłumika poza pasmem, a zwłaszcza dla częstotliwości bardzo dużych. W przypadku konwertora wzdłużnego wnoszą-

Rys. 3. Cechownik konwertora wzdłużnego



cego oporność ujemną o charakterze łukowym, do którego dołącza się cechownik od strony dynatronowej, pożądany jest taki układ cechownika, aby jego oporność dla dużych częstotliwości była bliska zera. Stosuje się więc układ jak na rys. 3 z pojemnością  $C_1$  na wejściu. Mając założoną strukturę dwójnika należy określić jego oporność w zależności od składowych elementów i częstotliwości, i następnie na podstawie znajomości wartości oporności zespolonej dwójnika dla dwóch częstotliwości obliczyć wielkości elementów.

Jak wiadomo [4], oporność dowolnego dwójnika można przedstawić w postaci

$$Z_d = \frac{a_0 + a_1(j\omega) + a_2(j\omega)^2 + \dots + a_n(j\omega)^n}{b_0 + b_1(j\omega) + b_2(j\omega)^2 + \dots + b_n(j\omega)^n} \quad (3)$$

A w rozpatrywanym przypadku

$$\begin{aligned} Z_{c1} &= \frac{a_0 + a_1(j\omega)}{b_0 + b_1(j\omega) + b_2(j\omega)^2} = \\ &= \frac{(R_1 + R_2) + (j\omega) R_1 R_2 C_2}{1 + (j\omega)[C_1(R_1 + R_2) + R_2 C_2] + (j\omega)^2 R_1 R_2 C_1 C_2} \end{aligned} \quad (4)$$

Ponieważ założony schemat zawiera cztery elementy, można więc założyć wartości oporności dwójnika dla dwóch częstotliwości. Niech więc dla  $f_1$

$$Z'_{c1} = A_1 + jB_1$$

dla  $f_2$

$$Z''_{c1} = A_2 + jB_2$$

Układamy więc dwa równania:

$$\left. \begin{aligned} A_1 + jB_1 &= \frac{a_0 + a_1(j\omega_1)}{b_0 + b_1(j\omega_1) + b_2(j\omega_1)^2} \\ A_2 + jB_2 &= \frac{a_0 + a_1(j\omega_2)}{b_0 + b_1(j\omega_2) + b_2(j\omega_2)^2} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Przyrównując do siebie części rzeczywiste i urojone otrzymuje się cztery równania z czterema niewiadomymi  $b_0 = 1$ , jak to wynika ze wzoru (4):

$$\begin{aligned} b_1 B_1 \omega_1 + b_2 A_1 \omega_1^2 + a_0 &= A_1 \\ b_1 A_1 \omega_1 + b_2 B_1 \omega_1^2 - a_1 \omega_1 &= -B_1 \\ b_1 B_2 \omega_2 + b_2 A_2 \omega_2^2 + a_0 &= A_2 \\ b_1 A_2 \omega_2 + b_2 B_2 \omega_2^2 - a_1 \omega_2 &= -B_2 \end{aligned} \quad (6)$$

Rozwiązując powyższy układ równań otrzymujemy następujące wyrażenia na współczynniki  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $b_1$ ,  $b_2$ :

$$\begin{aligned} a_0 &= A_1 - b_1 B_1 \omega_1 + b_2 A_1 \omega_1^2 \\ a_1 &= \frac{b_1 A_1 \omega_1 - b_2 B_1 \omega_1^2 + B_1}{\omega_1} \\ b_1 &= \frac{(B_2 \omega_2 - B_1 \omega_1)(A_1 - A_2) - (A_1 \omega_1^2 - A_2 \omega_2^2) \left( \frac{B_2}{\omega_2} - \frac{B_1}{\omega_1} \right)}{(B_1 \omega_1 - B_2 \omega_2)(B_2 \omega_2 - B_1 \omega_1) - (A_1 - A_2)(A_1 \omega_1^2 - A_2 \omega_2^2)} \\ b_2 &= \frac{(B_1 \omega_1 - B_2 \omega_2) \left( \frac{B_2}{\omega_2} - \frac{B_1}{\omega_1} \right) - (A_1 - A_2)^2}{(B_1 \omega_1 - B_2 \omega_2)(B_2 \omega_2 - B_1 \omega_1) - (A_1 - A_2)(A_1 \omega_1^2 - A_2 \omega_2^2)} \end{aligned} \quad (7)$$

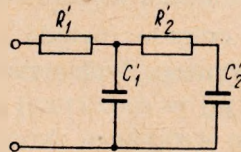
Z zależności (4) wynikają następujące związki:

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= R_1 + R_2 & b_0 &= 1 \\ a_1 &= R_1 R_2 C_2 & b_1 &= C_1 (R_1 + R_2) + R_2 C_2 \\ & & b_2 &= R_1 R_2 C_1 C_2 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Znając współczynniki  $a_0, a_1, b_1, b_2$  można z kolei wyznaczyć za pomocą prostych przekształceń elementy dwójnika:

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= \frac{b_2}{a_1} & C_2 &= \frac{b_1 - a_0 \frac{b_2}{a_1}}{a_0 - \frac{a_1 \frac{b_2}{a_1}}{b_1 - a_0 \frac{b_2}{a_1}}} \\ R_1 &= \frac{a_1}{b_1 - \frac{b_2}{a_1}} & R_2 &= a_0 - \frac{a_1 \frac{b_2}{a_1}}{b_1 - a_0 \frac{b_2}{a_1}} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Ustalając z kolei schemat cechownika dla konwertora poprzecznego należy pamiętać, że w tym przypadku dołączamy cechownik od strony łu-



Rys. 4. Cechownik konwertora poprzecznego

kowej konwertora. Cechownik, którego oporność dla dużych częstotliwości dążyłaby do zera, byłby zupełnie nieodpowiedni, ponieważ konwertor od strony łukowej jest niestabilny przy zwarcu. Należy więc zastosować dwójnik RC, jak na rys. 4.

Oporność zespolona takiego dwójnika wyraża się następującym wzorem:

$$Z_{c2} = \frac{a_0 + (j\omega) a_1 + (j\omega)^2 a_2}{(j\omega) b_1 + (j\omega)^2 b_2} = \frac{1 + (j\omega)(R_1' C_1' + R_1' C_2' + R_2' C_2') + (j\omega)^2 R_1' R_2' C_1' C_2'}{(j\omega)(C_1' + C_2') + (j\omega)^2 C_1' C_2' R_2'} \quad (10)$$

Postępując analogicznie jak w poprzednim przypadku można otrzymać następujące wyrażenia na współczynniki  $a_1, a_2, b_1, b_2$ :

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= b_1 A_1 - b_2 \omega_1 B_1 \\ a_2 &= \frac{1 + b_1 \omega_1 B_1 + b_2 \omega_1^2 A_1}{\omega_1^2} \\ b_1 &= \frac{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_2 B_2 - B_1 \omega_1)}{\omega_1 \omega_2 [(\omega_2 B_2 - \omega_1 B_1)(\omega_1 B_1 - \omega_2 B_2) - (A_1 - A_2)^2 \omega_1 \omega_2]} \\ b_2 &= \frac{(A_1 - A_2)(\omega_2^2 - \omega_1^2)}{\omega_1 \omega_2 [(\omega_2 B_2 - \omega_1 B_1)(\omega_1 B_1 - \omega_2 B_2) - (A_1 - A_2)^2 \omega_1 \omega_2]} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Na podstawie wyrażenia (10) można określić:

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= 1 & b_0 &= 0 \\ a_1 &= R'_1(C'_1 + C'_2) + R'_2 C'_2 & b_1 &= C'_1 + C'_2 \\ a_2 &= R_1 R_2 C_1 C_2 & b_2 &= R'_2 C'_1 C'_2 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Stąd na drodze prostych przekształceń otrzymujemy wyrażenia na poszczególne elementy dwójnika:

$$\left. \begin{aligned} R'_1 &= \frac{a_2}{b_2} & R'_2 &= \frac{a_1 - \frac{a_2}{b_2} b_1}{b_1 - \frac{b_2}{a_1 - \frac{a_2}{b_2} b_1}} \\ C'_1 &= \frac{b_2}{a_1 - \frac{a_2}{b_2} b_1} & C'_2 &= b_1 - \frac{b_2}{a_1 - \frac{a_2}{b_2} b_1} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Powyższe wzory ze wzorami (9) umożliwiają obliczenie obu cechowników dla odtłumika mostkowego.

Powyżej opisana metoda projektowania cechowników jest dość kłopotliwa i wymaga wykonywania sporej ilości obliczeń; z tego względu stosowanie jej w codziennej praktyce nie byłoby celowe. Może ona służyć tylko do wstępnego określenia wielkości elementów cechownika przy stosowaniu odtłumika w nowych warunkach.

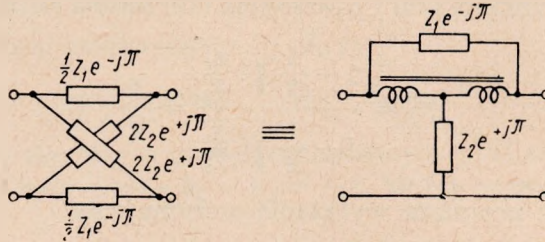
Rozważona struktura cechowników nie jest oczywiście jedyną. W zależności od potrzeby można stosować bądź struktury prostsze, o mniejszej ilości elementów, bądź też bardziej skomplikowane. Decydują o tym konkretne warunki, w jakich pracuje odtłumik, a również i własności samych konwertyorów.

### 3. PROJEKTOWANIE CECHOWNIKÓW METODĄ SYNTEZY

Metoda ta opiera się na syntezie toru sztucznego [2]. Odtłumik mostkowy możemy również traktować jako szczególny rodzaj toru sztucznego — jest on jak gdyby torem ujemnym, ponieważ posiada dodatnią oporność falową (równą oporności falowej toru) i ujemną tamowność, równą co do wartości tamowności toru. Dzięki takiej analogii można odtłumik mostkowy projektować w taki sam sposób, jak tor sztuczny, tylko pamiętając, że elementy odtłumika są ujemne. Należy również pamiętać, że w praktyce odtłumik może skompensować tylko około 80% tamowności toru, z którym współpracuje. Z tego względu syntezę ujemnego toru

sztucznego (odtłumika) należy przeprowadzać nie dla całej długości toru odtłumianego, lecz dla długości o około 20% mniejszej.

Jako podstawa do dalszych rozważań będzie służył czwórnik krzyżowy, w jednej z dwóch równoważnych postaci, pokazanych na rys. 5.



Rys. 5. Równoważne schematy czwórnik krzyżowy

Parametry falowe tego czwórnik określone są wzorami:

$$\operatorname{tgh} \frac{\Gamma}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \quad (14)$$

$$Z = Z_1 Z_2 \quad (15)$$

Przekształcając wzór (14) otrzymuje się funkcję przenoszenia rozpatrywanego czwórnik

$$e^{-\Gamma} = \frac{1 - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}}{1 + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}} \quad (16)$$

W przypadku jednorazowego toru przewodowego dla którego  $\Gamma_t = \gamma_t l$ , funkcję przenoszenia  $e^{-\Gamma_t}$  można przedstawić funkcją wymierną w postaci

$$e^{-\Gamma_t} = \frac{Q}{P} = \frac{a_0 - a_1 x + a_2 x^2 - a_3 x^3 + \dots (-1)^n a_n x^n}{a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 + \dots a_n x^n} \quad (17)$$

gdzie:

$$x = \gamma_t l,$$

$\gamma_t$  — tamowność jednostkowa toru,

$l$  — długość toru.

Przybliżona funkcja przenoszenia będzie służyła jako podstawa do obliczenia obu oporności ujemnych odtłumika, należy więc uzależnić je od wielomianów  $P$  i  $Q$ .

Odtłumik powinien spełniać dwa warunki:

$$Z = Z_t \quad (18)$$

$$\Gamma = -\Gamma_t \quad (19)$$

Spełnienie warunku (19) jest możliwe tylko w ograniczonym zakresie częstotliwości przy zastosowaniu układu czynnego. Spełnienie tego warunku w całym pasmie częstotliwości jest fizycznie nierealne, ponieważ tor przewodowy cechuje opóźnianie przebiegów elektrycznych.

Zgodnie z warunkiem (19) i równaniem (16) można napisać

$$e^{-\gamma l} = \frac{1 - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}}{1 + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}} = \frac{P}{Q} \quad (20)$$

Przekształcając powyższe wyrażenie otrzymujemy

$$\frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} = \frac{Q - P}{Q + P} \quad (21)$$

a następnie mnożąc i dzieląc stronami (15) i (21) otrzymujemy związki określające elementy odłumika mostkowego:

$$\frac{1}{2} Z_1 = \frac{Q - P}{Q + P} \cdot Z \quad (22)$$

$$2Z_2 = \frac{Q + P}{Q - P} \cdot Z \quad (23)$$

Podstawiając za  $P$  i  $Q$  odpowiednie wielomiany ze wzoru (17) dostaniemy:

$$\frac{1}{2} Z_1 = - \frac{a_1 x + a_3 x^3 + a_5 x^5 + \dots + a_{n-1} x^{n-1}}{a_0 + a_2 x^2 + a_4 x^4 + \dots + a_n x^n} \cdot Z \quad (24)$$

$$2Z_2 = - \frac{a_0 + a_2 x^2 + a_4 x^4 + \dots + a_n x^n}{a_1 x + a_3 x^3 + a_5 x^5 + \dots + a_{n-1} x^{n-1}} \cdot Z \quad (25)$$

Aby odłumik spełnił założenia (18) i (19), trzeba wprowadzić do wzorów (24) i (25) odpowiednie zależności obowiązujące dla toru niepupinizowanego, którego tamowność i oporność falowa określone są następującymi wzorami:

$$\gamma_l = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}; \quad Z_t = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Przyjmując oznaczenia:

$$Z_a = (R + j\omega L)l \quad Z_b = \frac{1}{(G + j\omega C)l} \quad (26)$$

otrzymamy:

$$x = \gamma_l l = \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} \quad Z_t = \sqrt{Z_a Z_b} \quad (27)$$

Oporności zespolone  $Z_1$  i  $Z_2$  określone wzorami (24) i (25) są opornościami ujemnymi. Są to oporności, które powinny być wnoszone do układu przez oba konwertory, aby odtłumik spełniał założenia (18) i (19). Uwzględniając współczynniki konwersji, odpowiednie oporności cechowników będą wynosiły:

$$\begin{aligned} \text{dla konwertora wzdłużnego} \quad Z_\alpha &= \frac{Z_1}{k_1} \\ \text{dla konwertora poprzecznego} \quad Z_\beta &= Z_2 \cdot k_2 \end{aligned}$$

Zwykle dąży się, aby w pasmie odtłumianym  $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$  współczynniki konwersji były równe  $k_1 = k_2 = -1$ . Można wówczas napisać:

$$\begin{aligned} Z_\alpha &= -Z_1 \\ Z_\beta &= -Z_2 \end{aligned} \quad (28)$$

Podstawiając zależności (27) i (28) do wzorów (24) i (25) otrzymujemy ostateczne wyrażenia na oporności cechowników:

$$\frac{1}{2} Z_\alpha = \frac{a_1 \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} + a_3 \left( \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} \right)^3 + \dots + a_{n-1} \left( \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} \right)^{n-1}}{a_0 + a_2 \frac{Z_a}{Z_b} + \dots + a_n \left( \frac{Z_a}{Z_b} \right)^{n/2}} \cdot \sqrt{Z_a Z_b} \quad (29)$$

$$2 Z_\beta = \frac{a_0 + a_2 \frac{Z_a}{Z_b} + \dots + a_n \left( \frac{Z_a}{Z_b} \right)^{n/2}}{a_1 \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} + a_3 \left( \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} \right)^3 + \dots + a_{n-1} \left( \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} \right)^{n-1}} \sqrt{Z_a Z_b} \quad (30)$$

Dokładność odwzorowania przez odtłumik parametrów toru zależy od liczby wyrazów funkcji aproksymacyjnej. Szczególnie interesujące są przypadki zastosowania funkcji wymiernej  $P/Q$  o wielomianach drugiego lub czwartego stopnia. W pierwszym przypadku otrzymuje się cechowniki dwuelementowe, a w drugim czteroelementowe.

Jeśli chcemy poprzestać na dość grubym przybliżeniu, to wówczas można założyć, że wyrazy o wskaźnikach  $n > 2$  są do pominięcia i na podstawie wzorów (29) i (30) obliczamy:

$$\frac{1}{2} Z_\alpha = \frac{a_1 Z_a Z_b}{a_0 Z_b + a_2 Z_a} = \frac{1}{\frac{1}{a_0} + \frac{1}{\frac{a_1}{a_2} Z_a + Z_b}} \quad (31)$$

$$2 Z_\beta = \frac{a_0}{a_1} Z_b + \frac{a_2}{a_1} Z_a \quad (32)$$



Poszczególne współczynniki wyrazów wielomianów funkcji  $P/Q$  [2] mają następującą postać:

$$\begin{aligned} a_0 &= 1 \\ a_1 &= \frac{1}{2} \\ a_2 &= \frac{1}{2} \frac{n-1}{2n-1} \frac{1}{2!} \\ a_3 &= \frac{1}{2} \frac{(n-1)(n-2)}{(2n-1)(2n-3)} \frac{1}{3!} \\ a_n &= \frac{1}{2} \frac{(n-1)!}{(2n-1)\dots(n+1)} \frac{1}{n!} \end{aligned} \quad (33)$$

W przypadku szczególnym, gdy  $n = 2$ , otrzymamy:

$$\begin{aligned} a_0 &= 1 \\ a_1 &= \frac{1}{2} \\ a_2 &= \frac{1}{2} \frac{1}{3} \frac{1}{1 \cdot 2} = \frac{1}{12} \end{aligned}$$

Po uwzględnieniu powyższych zależności wzory (31) i (32) przybierają następującą postać:

$$Z_a = \frac{1}{\frac{1}{(R + j\omega L)l} + \frac{1}{\frac{12}{(G + j\omega C)l}}} \quad (34)$$

$$Z_b = \frac{1}{(G + j\omega C)l} + \frac{1}{12}(R + j\omega L)l \quad (35)$$

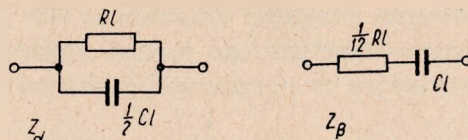
W zakresie częstotliwości akustycznych możemy przyjąć  $R \gg \omega L$ ,  $\omega C \gg G$  i otrzymujemy wzory uproszczone:

$$Z_a = \frac{1}{\frac{1}{R \cdot l} + \frac{1}{\frac{12}{j\omega C \cdot l}}} \quad (36)$$

$$Z = \frac{1}{j\omega C \cdot l} + \frac{1}{12}R \cdot l \quad (37)$$

Wzory (36) i (37) narzucają od razu strukturę cechowników, która przedstawiona jest na rys. 6.

Dokładniejsze odwzorowania przez odtłumik własności toru można uzyskać stosując aproksymację za pomocą wielomianów czwartego stopnia.



Rys. 6. Cechowniki dwuelementowe

Jeśli założyć, że do pominięcia są dopiero wyrazy począwszy od  $n = 5$ , to wówczas wzory (29) i (30) przybierają postać:

$$\frac{1}{2} Z_{\alpha} = \frac{a_1 Z_a Z_b^2 + a_3 Z_a^2 Z_b}{a_0 Z_b^2 + a_2 Z_a Z_b + a_4 Z_a^2} \quad (38)$$

$$2 Z_{\beta} = \frac{a_0 Z_b^2 + a_2 Z_a Z_b + a_4 Z_a^2}{a_1 Z_b + a_3 Z_a} \quad (39)$$

Wzór (38) można przekształcić do postaci

$$\frac{1}{2} Z_{\alpha} = \frac{1}{\frac{1}{\frac{a_3}{a_4} Z_b} + \frac{1}{\frac{a_1}{a_0} Z_a} + \frac{1}{\frac{a_1 a_3}{a_1 a_2 a_3 - a_1^2 a_4 - a_3^2 a_0} (a_1 Z_b + a_3 Z_a)}} \quad (40)$$

Podobnie wzór (39) przyjmie postać

$$2 Z_{\beta} = \frac{a_4}{a_3} Z_a + \frac{a_0}{a_1} Z_b + \frac{1}{Z_a \frac{a_1 a_2 a_3 - a_1^2 a_4 - a_3^2 a_0}{a_1^2 a_3} + \frac{1}{a_1 a_2 a_3 - a_1^2 a_4 - a_3^2 a_0} - Z_b \frac{1}{a_1 a_2^2}} \quad (41)$$

Dla przypadku  $n = 4$  współczynniki  $a$  przybierają następujące wartości:

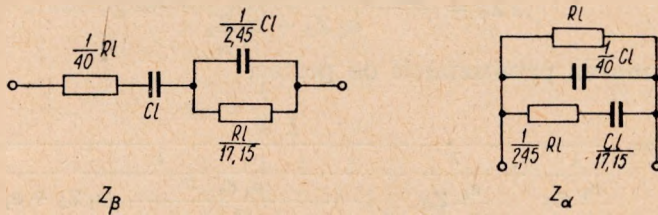
$$\begin{aligned} a_0 &= 1 \\ a_1 &= \frac{1}{2} \\ a_2 &= \frac{3}{14} \frac{1}{2!} = \frac{3}{28} \\ a_3 &= \frac{1}{14} \frac{1}{3!} = \frac{1}{84} \\ a_4 &= \frac{1}{70} \frac{1}{4!} = \frac{1}{1680} \end{aligned}$$

Wprowadzając powyższe wartości do wzorów (40) i (41) oraz uwzględniając, że dla zakresu akustycznego można wprowadzić uproszczenie  $R \gg \omega L$ ,  $\omega C \gg G$ , otrzymamy ostateczne wzory na oporności cechowników:

$$Z_\alpha = \frac{1}{\frac{1}{40} + \frac{1}{R \cdot l} + \frac{1}{\frac{17,15}{j\omega C \cdot l} + \frac{R \cdot l}{2,45}}} \quad (42)$$

$$Z_\beta = \frac{lR}{40} + \frac{1}{j\omega C \cdot l} + \frac{1}{\frac{1}{\frac{R \cdot l}{17,15}} + \frac{1}{\frac{2,45}{j\omega C \cdot l}}} \quad (43)$$

Schematy cechowników wynikających z powyższych wzorów są wskazane na rys.7.



Rys. 7. Cechowniki czteroelementowe

Projektowanie cechowników według powyższych wzorów jest w porównaniu z metodą analityczną znacznie uproszczone. Wystarczy znać tylko parametry jednostkowe toru, z którym będzie współpracował odtłumik, oraz tę część długości, która ma być skompensowana elektrycznie odtłumikiem. Jednakże trzeba wyraźnie zaznaczyć, że warunkiem koniecznym do uzyskania dobrych wyników jest utrzymanie w całym pasmie odtłumianym współczynnika konwersji równego  $k = -1$ .

### 3.1. Porównanie cechowników dwu- i czteroelementowych

Można z góry powiedzieć, że za pomocą cechowników czteroelementowych uzyskuje się znacznie dokładniejsze odwzorowanie parametrów toru przez odtłumik. Jednakże cechowniki dwuelementowe, pomimo że pozwalają uzyskać nieco gorsze wyniki, posiadają istotne zalety, a mianowicie są one proste i tym samym łatwe do regulacji. Można więc rozważyć jak duże błędy wprowadza stosowanie cechowników dwuelementowych i w jakich warunkach można je stosować bez wyraźnego wpływu na jakość parametrów transmisyjnych toru odtłumionego.

Dokładność aproksymacji funkcji  $e^x$  metodą Pade zależy od dwóch czynników: od liczby użytych wyrazów wielomianu funkcji wymiernej

$P/Q$  i od wielkości  $x = \gamma l$ . W tabl. 1 podano stopień przybliżenia funkcji  $P(x) : Q(x)$  do  $e^x$  dla różnych wartości zmiennej  $x$  i dla dwóch przypadków  $n = 2$  i  $n = 4$ .

Tablica 1

|         | $x$        | 1                | 2                | 3      | 4      |
|---------|------------|------------------|------------------|--------|--------|
| $n = 2$ | $e^x$      | 2,7182           | 7,3891           | 20,086 | 54,598 |
|         | $P/Q$      | 2,7143           | 7,0006           | 13,000 | 17,000 |
|         | $\Delta$   | 0,0039           | 0,3885           | 7,086  | 37,598 |
|         | $\delta\%$ | 0,14%            | 5,25%            | 35%    | 68,5%  |
| $n = 4$ | $P/Q$      | 2,7181           | 7,3897           | 20,069 | 54,891 |
|         | $\Delta$   | 0,0001           | 0,0006           | 0,017  | 0,293  |
|         | $\delta\%$ | $\sim 0,00\dots$ | $\sim 0,00\dots$ | 0,085% | 0,545% |

Z tablicy 1 wyraźnie widać, że aproksymacja za pomocą wielomianów stopnia drugiego jest mało dokładna i że można ją stosować tylko dla niewielkich wartości zmiennej  $x$ .

Zastanówmy się obecnie, z jakimi wartościami  $x = \gamma l$  można się spotkać w praktycznych zastosowaniach odtłumików. Dla toru kablowego (o cienkich i blisko położonych żyłach) tamowność falową można wyrazić wzorem

$$\gamma l = (\alpha + j\beta) l = l \sqrt{\frac{R\omega C}{2}} + j l \sqrt{\frac{R\omega C}{2}}$$

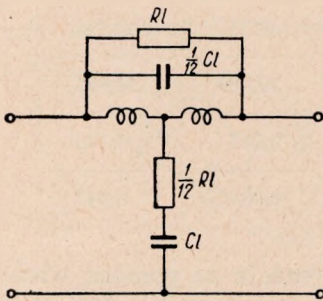
Maksymalna wzmocność, jaką ze względu na praktyczne możliwości dokładnego dopasowania odtłumika do toru może dostarczyć odtłumik mostkowy, wynosi 2 N. Można więc założyć, że dla największej częstotliwości pasma odtłumianego odtłumik będzie kompensował tłumienność  $\alpha l = 2$  N, będzie więc równoważny torowi o tłumienności 2 N. Stąd łatwo obliczyć zmienną  $x$ :

$$x = |\gamma l| = \sqrt{2^2 + 2^2} = 2,83$$

Jak z tego obliczenia widać, należy się liczyć z zakresem zmienności  $x$  w granicach  $0 \ll x \ll 3$ . Stosowanie więc cechowników dwuelementowych dla zasięgów bliskich górnej granicy stosowania odtłumików daje w efekcie duże rozbieżności między parametrami odtłumika i toru.

W powyższym obliczeniu nie były uwzględniane w ogóle parametry toru i jego długość. Nie było to konieczne, ponieważ wystarcza znajomość

elektrycznej długości toru, tzn. jego tłumienności. Oczywiście, długość geometryczna będzie równa w zależności od średnicy żył toru. Dodać jeszcze trzeba, że  $x = \gamma l$  jest w równej mierze zależne od długości, jak i częstotliwości. Tę samą tłumienność może mieć tor o znacznej długości dla małej częstotliwości  $f_1$ , jak i również tor krótki dla dużej częstotliwości  $f_2$ . Oznacza to, że jeśli chcemy z dobrą dokładnością aproksymować własności toru w szerokim pasmie częstotliwości, to musimy zrezygnować z dużego zasięgu, i odwrotnie. Odtłumiki w zdecydowanej większości przypadków stosuje się w akustycznym zakresie częstotliwości, operujemy więc stale pasmem 300 — 3400 Hz.



Rys. 8. Ogniwo toru sztucznego zbudowanego z dwójników dwuelementowych

Rozpatrzmy obecnie dokładnie, w jaki sposób charakterystyka przenoszenia czwórnika krzyżowego zbudowanego z członów dwuelementowych odbiega od idealnej. Dla uproszczenia rozważmy czwórnik bierny zbudowany z oporności dodatnich, pokazany na rys. 8.

Jego elementy można określić jako:

$$Z_1 = \frac{12R \cdot l}{12 + j\omega RC \cdot l^2} \quad (44)$$

$$Z_2 = \frac{12 + j\omega RC \cdot l^2}{12 j\omega C \cdot l}$$

Oporność falowa czwórnika wyniesie

$$Z = \sqrt{Z_1 Z_2} = \sqrt{\frac{R}{j\omega C}} = Z_t \quad (45)$$

Tak więc mała dokładność aproksymacji nie ma istotnego wpływu na dopasowanie oporowe. Obliczmy obecnie funkcję przenoszenia

$$\Gamma = A + jB = \ln \frac{1 + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}}{1 - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}} \quad (46)$$

Obliczmy najpierw  $Z_1/Z_2$

$$Z_1 = \frac{j\omega CR \cdot l^2}{1 + j\omega \frac{CR \cdot l^2}{12}}$$

wprowadzając oznaczenie

$$\omega_0 = \frac{1}{l^2 \frac{CR}{12}}$$

otrzymamy

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{j\omega l^2 CR}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (47)$$

oraz dla

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{\omega_0^2 l^2 CR}{2} = N_0^2 \quad (48)$$

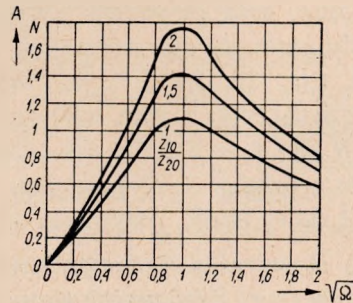
Jeśli oznaczymy  $\frac{\omega}{\omega_0} = \Omega$  to otrzymamy:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = N_0^2 \frac{2j\Omega}{(1 + j\Omega)^2} \quad (49)$$

Podstawiając (49) do (46) otrzymujemy funkcję przenoszenia [3]:

$$A + jB = \ln \frac{1 + \frac{1}{2} N_0 \sqrt{\Omega} + j \left( \Omega + \frac{1}{2} N_0 \sqrt{\Omega} \right)}{1 - \frac{1}{2} N_0 \sqrt{\Omega} + j \left( \Omega - \frac{1}{2} N_0 \sqrt{\Omega} \right)} \quad (50)$$

Przebieg składowej rzeczywistej  $A$  wyrażenia (50) jest pokazany na rys. 9. Przebieg ten nie jest monotoniczny (jak to ma miejsce dla toru



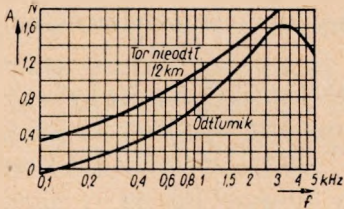
Rys. 9. Charakterystyka tłumienności układu z rys. 8

niepupinizowanego), osiąga natomiast maksimum dla częstotliwości zredukowanej  $\Omega = 1$  ( $\omega = \omega_0$ ). Maksimum to jest zależne od wielkości  $N_0^2$ ,

która to wielkość jest z kolei uzależniona (dla określonego typu toru, przy ustalonych  $R$  i  $C$ ), jak to wynika ze wzorów (48) i (47), wyłącznie od długości toru. Im dłuższa jest długość toru (a tym samym większa zmienna  $x$  w funkcji aproksymacyjnej), tym większe jest odchylenie przebiegu tłumienności  $A$  od charakterystyki tłumienności toru. Należy zauważyć, że

$$N_0 = l \sqrt{\frac{\omega_0 RC}{2}} = \alpha_l l_{(\omega=\omega_0)}$$

Jeśli więc  $N_0 = A_0 = 1$ , to  $x = \sqrt{1^2 + 1^2} = 1,41$ . Można obliczyć, że błąd aproksymacji dla  $x = 1,41$  i  $n = 2$  jest rzędu 1%, — jest więc jeszcze dopuszczalny. Wypływa stąd wniosek, że dokładna aproksymacja za pomocą cechowników dwuelementowych jest możliwa do częstotliwości  $\omega_0$  i że wtedy wzmocnienie odtłumika dla tej częstotliwości może być rzędu 1 N. Nadmienić należy, że dla torów niepupinizowanych stosowanych w sieciach okręgowych i dla przeciętnych zasięgów, dla których znajdują zastosowanie odtłumiki mostkowe, częstotliwość  $f_0$  wynosi około 3000 Hz. Uzyskanie większych wzmocnień aniżeli 1 N jest oczywiście



Rys. 10. Charakterystyka wzmocnienia odtłumika mostkowego z cechownikami dwuelementowymi

możliwe, ale prowadzi to do przesunięcia częstotliwości  $f_0$  w dół, co jest niekorzystne, oraz powoduje uwypuklenie charakterystyki tłumienności toru odtłumionego dla wyższych częstotliwości pasma. Sytuację taką ilustruje rys. 10, na którym są przedstawione charakterystyki toru i współpracującego z nim odtłumika, dającego maksymalną wzmocność  $S = 1,6$  N dla  $f_0 = 3$  kHz. Jak widać, charakterystyka odtłumika mniej więcej do wartości 1 N przebiega równoległe do charakterystyki toru, natomiast dalej silnie uwypukla się.

Zakres stosowania cechowników czteroelementowych jest oczywiście znacznie szerszy. Błąd aproksymacji dla  $n = 4$  i  $x = 4$  wynosi zaledwie 0,5%. Łatwo można obliczyć, że dla  $x = 4$ ,  $\alpha_l = 2,83$  N. Taką więc maksymalną wzmocność mógłby dać odtłumik. Wartość ta jest znacznie większa od praktycznie dopuszczalnych ze względu na dopasowanie.

## 4. ZASADY PRAKTYCZNEGO DOBORU CECHOWNIKÓW

### 4.1. Wprowadzenie

Jak już wspomniano poprzednio, istnieje szereg czynników trudnych do uchwycenia w teoretycznych obliczeniach i wywołujących rozbieżności pomiędzy uzyskiwanymi a założonymi parametrami odtłumików. Wyliczmy jeszcze raz najważniejsze z nich:

- a) zmienność współczynnika konwersji w funkcji częstotliwości,
- b) rozrzut parametrów konwertorów,
- c) wpływ indukcyjności rozprożeń transformatora sprzęgającego obie oporności ujemne w odtłumiku mostkowym,
- d) deformujący wpływ przenośników liniowych na oporność wejściową toru,
- e) rozrzut parametrów torów kablowych.

Wpływ wszystkich wymienionych czynników uniemożliwia dokładne zaprojektowanie cechowników na drodze obliczeniowej i zmusza do doświadczalnego korygowania wartości elementów cechowników.

Zwykle odtłumiki wyposaża się w cechowniki z elementami regulowanymi skokowo, przy czym zakres regulacji pozwala zazwyczaj na dobranie cechowników dla najczęściej stosowanych zasięgów danego typu toru.

Projektowanie cechowników na drodze obliczeniowej jest właśnie przydatne przy projektowaniu fabrycznych cechowników regulowanych, bądź przy uruchamianiu odtłumików w torze, dla którego nie nadają się cechowniki fabryczne wskutek odmiennych parametrów.

Znając orientacyjne wartości elementów ustalone w trakcie projektowania można już stosunkowo łatwo dokładnie dobrać cechowniki wprowadzając niewielkie zmiany poszczególnych elementów.

### 4.2. Charakterystyki odtłumików i torów

Teletransmisyjne tory przewodowe określa się zwykle przez podanie charakterystyk tłumienności i oporności falowej w funkcji częstotliwości. Pomiar tłumienności falowej jest niedogodny, ponieważ wymaga zamknięcia toru na obu końcach na oporności falowe i z tego względu stosowany jest bardzo rzadko. W praktyce eksploatacyjnej najczęściej stosuje się pomiar tłumienności wynikowej używając do tego celu generatorów i mierników poziomu o znormalizowanych opornościach 600  $\Omega$ .

Zadaniem odtłumika jest zmniejszenie tłumienności toru, a w przypadku odtłumika mostkowego również poprawna współpraca z torem pod względem dopasowania oporowego. Tak więc podstawowymi parametrami odtłumika są wzmocność i oporność falowa. Ponieważ parametry odtłu-



mików w bardzo dużym stopniu zależą od współpracującego z nimi toru, nie mierzy się więc ich oddzielnie, ale określa się pośrednio przez pomiar parametrów toru odtłumionego.

Przez tor odtłumiony rozumie się zestaw złożony z odtłumika i toru przewodowego. Tor odtłumiony powinien posiadać zredukowaną tłumienność wynikową i oporność falową możliwie jak najmniej różniącą się w stosunku do oporności falowej toru nieodtłumionego. Tak więc w celu kontroli prawidłowego działania odtłumika w torze należy pomierzyć tłumienność wynikową toru odtłumionego oraz porównać przebieg charakterystyki oporności falowej toru odtłumionego z przebiegiem charakterystyki oporności falowej toru nieodtłumionego. Jako wzorzec oporności falowej toru nieodtłumionego używa się zwykle dobrany z dużą dokładnością równoważnik toru nieodtłumionego.

W czasie dobierania cechowników równoważniki toru odtłumionego służą z jednej strony jako zamknięcie toru odtłumionego na oporność falową, a z drugiej jako oporność porównawcza przy pomiarze tłumienności niedopasowania. Pomiar ten służy jako sprawdzian jakości dopasowania do toru.

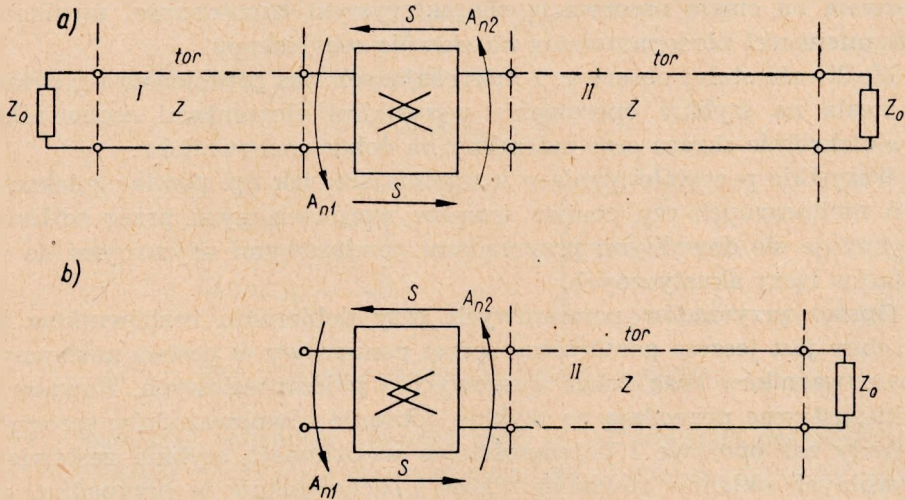
W miejscu styku odtłumika z torem zawsze powstają pewne odbicia. Odbicia te są tłumione przez tor, natomiast wzmacniane przez odtłumik. Z tego względu, jeśli odtłumik mostkowy ustawiony jest na końcu toru, to oporność wejściowa toru odtłumionego mierzona od strony odtłumika wykazuje większe odchyłki w stosunku do pierwotnej oporności wejściowej toru nieodtłumionego, aniżeli oporność mierzona od strony toru. Z tego względu, w przypadku umieszczenia odtłumika mostkowego na końcu toru, należy kontrolować przede wszystkim tłumienność niedopasowania mierzoną od strony odtłumika.

Określenie stopnia dopasowania odtłumika do toru jest bardzo istotne, ponieważ, podobnie jak w przypadku wzmacniaka jednotorowego, dopasowanie wpływa na wielkość wzmocności, jaką odtłumik może dostarczyć. Jeśli odtłumik mostkowy pracuje między dwoma odcinkami toru, jak na rys. 11a, to wskutek trudności uzyskania idealnego dopasowania z obu stron będzie obserwowane pewne wartości tłumienności niedopasowania  $A_{n1}$  i  $A_{n2}$ . Ponieważ odtłumik wzmacnia dwukierunkowo, wzmacnia zatem i fale odbite; aby więc nie powstały oscylacje powinien być spełniony warunek:

$$A_{n1} + A_{n2} - 2S > 0$$

Warunek ten jest słuszny w przypadku, gdy wzmocność odtłumika jest wielkością rzeczywistą. Musi on być spełniony dla najgorszego przypadku, tzn. gdy oba końce toru odtłumianego są zwarte lub rozwarte.

Jeśli odtłumik umieścimy na końcu toru (usuwamy odcinek I, a odcinek II przedłużamy dwukrotnie), to wówczas  $A_{n1}$  może, w krytycznych przypadkach wynosić zero, (np. 11b). Stąd można wysnuć prosty wniosek, że odtłumik ustawiony na końcu toru musi być dwukrotnie lepiej dopasowa-



Rys. 11. Wpływ tłumienności niedopasowania odtłumika do toru na stabilność

ny, aniżeli odtłumik dający taką samą wzmocność usytuowany w środku toru. Należy jednak pamiętać, że odcinek II jest dwukrotnie dłuższy, więc  $A_{n2}$  w mniejszym stopniu zależy od stanu obciążenia na końcu toru i tym samym sytuacja nieco się poprawia.

### 4.3. Sprzęt pomiarowy

Przy uruchamianiu odtłumików i dobieraniu cechowników w zasadzie stosuje się podstawowy teletransmisyjny sprzęt pomiarowy, używany do pomiarów łączy telefonicznych. I tak np. pomiar tłumienności wynikowej można wykonać metodą techniczną za pomocą odpowiednio wyskalowanego generatora i miernika poziomu, tłumienność niedopasowania można mierzyć mostkiem do pomiaru tłumienności niedopasowania. Jednak stosowanie konwencjonalnych metod pomiarowych czyni dobór cechowników bardzo praco- i czasochłonnym. Należy sobie zdawać sprawę z faktu, że przy dobieraniu czteroelementowych cechowników, zmiana wartości jednego z elementów zmienia zarówno przebieg charakterystyki tłumienności wynikowej, jak tłumienności niedopasowania.

Tak więc zmiana jednego z ośmiu elementów (w dwóch konwertorach odtłumika mostkowego) wymaga każdorazowo obserwacji zmian mierzonych charakterystyk, co przy posługiwaniu się zwykłym miernikiem po-

ziomu pociągnęłoby za sobą konieczność zdjęcia charakterystyki punkt po punkcie.

Operacje związane z doбором cechowników można znakomicie skrócić stosując oscyloskopowy miernik poziomu, tzw. hypsoskop. Przyrząd ten pozwala na ciągłą obserwację charakterystyki tłumienności wynikowej i tłumienności niedopasowania na ekranie oscyloskopu.

Możliwość stałej obserwacji interesujących nas przebiegów na ekranie pozwala na szybkie operowanie wszystkimi elementami cechowników i wielokrotnie skraca czas potrzebny na dobór cechowników.

Wszystkie pozostałe pomiary uzupełniające, jak np. pomiar zniekształceń nieliniarnych czy pomiar szumów wprowadzanych przez odtłumik, wykonuje się dowolnymi przyrządami pomiarowymi używanymi do pomiarów łączy akustycznych.

Oprócz przyrządów pomiarowych przy dobieraniu cechowników potrzebny jest jeszcze pomocniczy sprzęt pomiarowy w postaci nastawnych równoważników oraz dekad oporowych i pojemnościowych. Równoważniki nastawne pozwalają na szybkie dobranie równoważników torowych, dekady zaś oporowe i pojemnościowe umożliwiają szybkie zestawienie dowolnych układów równoważników i cechowników w przypadku, gdy zachodzi konieczność stosowania układów nietypowych.

#### 4.4. Metody pomiarowe

Jak już poprzednio wspomniano, przy pomiarach łączy odtłumianych stosuje się takie same metody pomiarowe, jak w przypadku zwykłych łączy akustycznych. Jednakże istnieją pewne specyficzne różnice wynikające z charakteru pracy odtłumika. Jak wiadomo, zasadnicze własności transmisyjne odtłumika mogą być określone tylko w czasie jego współpracy z odpowiednim torem (po dobraniu właściwego cechownika). Z tego też względu, warunki techniczne na odtłumiki zwykle określają własności nie samego odtłumika, lecz toru odtłumianego jako całości. Uruchomienie odtłumików polega właśnie na takim doborze cechowników, aby spełnione były wszystkie wymagania stawiane torowi odtłumionemu.

##### 4.4.1. Pomiary oporności ujemnych

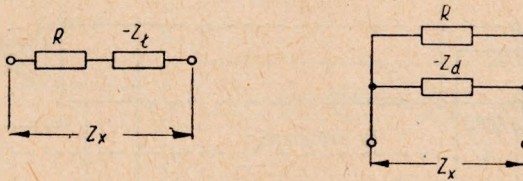
Własności odtłumika (wzmocnienie i oporność falowa) zależą od wielkości i przebiegu w funkcji częstotliwości oporności ujemnych wprowadzanych do toru. Z tego względu niejednokrotnie przy badaniu odtłumików zachodzi konieczność pomierzenia oporności ujemnych. Zdecydowana większość spotykanych w laboratoriach mostków do pomiarów oporności zespolonych mierzy oporności o kącie fazowym  $\varphi < 90^\circ$ ; aby więc można było mierzyć oporności ujemne, należy stosować dodatkowe oporności

dodatnie tak, aby mostek w efekcie mierzył wypadkową oporność dodatnią. Aby pomierzyć oporność ujemną typu łukowego, należy dodać rzeczywistą oporność dodatnią o wartości większej od modułu mierzonej oporności ujemnej. Mierzymy wówczas

$$Z_x = R - Z_l$$

i następnie obliczamy oporność ujemną

$$-Z_l = Z_x - R$$



Rys. 12. Zasady pomiaru oporności ujemnych

Przy pomiarze oporności ujemnej typu dynatronowego dołączamy do niej równolegle rzeczywistą oporność mniejszą od modułu mierzonej oporności ujemnej (rys. 12). Z pomiaru otrzymujemy

$$Z_x = \frac{R(-Z_d)}{R - Z_d}$$

stąd obliczamy

$$-Z_d = \frac{Z_x R}{R - Z_x}$$

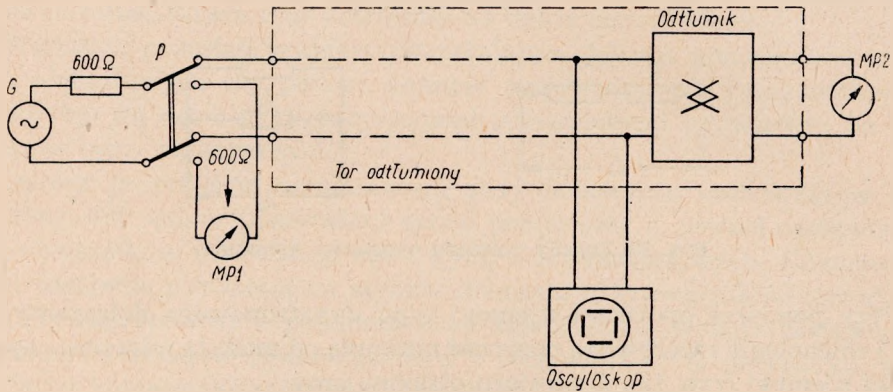
#### 4.4.2. Pomiary tłumienności wynikowej i zniekształceń tłumieniowych torów odtłumionych

Tłumienność wynikową mierzymy zwykle częstotliwością pomiarową 800 Hz, natomiast pomiar zniekształceń linearych polega na określeniu tłumienności wynikowej w funkcji częstotliwości w pasmie określonym w warunkach technicznych (zwykle 300 Hz—3400 Hz). Pomiary te wykonuje się zwykle w układzie podanym na rys. 13. Jak widać z rys. 13, do pomiaru tłumienności wynikowej należy użyć generator akustyczny  $G$  o oporności wewnętrznej  $600 \Omega$  i miernik poziomu  $MP2$  również o oporności wejściowej  $600 \Omega$ . Miernik poziomu  $MP1$  stanowi pomocniczy wskaźnik prawidłowego ustawienia poziomu wyjściowego generatora  $G$ . Poziom ten powinien być tak wyregulowany, aby po przzerwyceniu przełącznika  $P$  miernik  $MP1$  wykazał poziom  $0 \text{ N}$  w całym pasmie częstotliwości. Po ustawieniu odpowiedniego poziomu generatora  $G$  przełączamy jego wyjście na wejście toru odtłumianego. Odczyt poziomu na mierniku  $MP2$

bezpośrednio wskazuje tłumienność wynikową badanego toru odtłumianego.

W trakcie pomiaru kontroluje się stabilność za pomocą oscyloskopu dołączonego równolegle do zacisków wejściowych lub wyjściowych odtłumika.

Do pomiarów tłumienności wynikowej można zastosować również hypsoskop. Zastępujemy wówczas miernik poziomym *MP2* częścią odbiorczą



Rys. 13. Pomiar tłumienności wynikowej

hypsoskopu, a po przeciwległej stronie toru stosujemy bądź generator i miernik poziomym jak w układzie na rys. 14 lub, jeśli posiadamy dwa hypsoskopy, część nadawczą hypsoskopu.

#### 4.4.3. Pomiary tłumienności niedopasowania

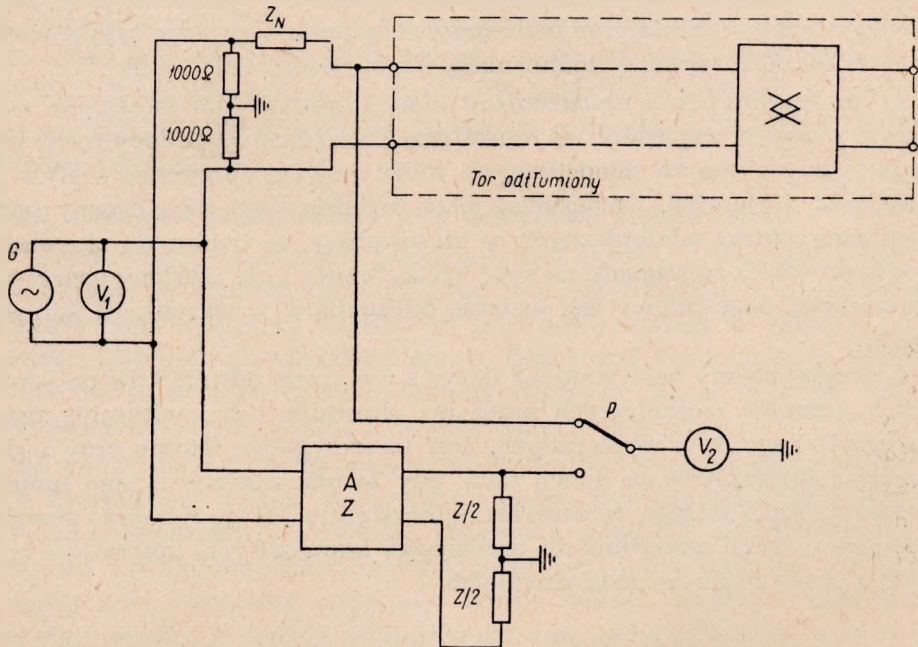
Pomiary tłumienności niedopasowania wykonuje się w taki sam sposób zarówno dla odtłumików mostkowych, jak i odtłumików wzdluznych, niezależnie od miejsca umieszczenia odtłumika w torze. Jednakże od miejsca umieszczenia i typu odtłumika zależy ilość pomiarów tłumienności niedopasowania. Jeśli odtłumik umieszczony jest w środku toru odtłumianego, to wówczas wystarczy pomierzyć tłumienność niedopasowania tylko z jednej strony toru, ponieważ w takiej sytuacji oporności wejściowe toru powinny być z obu stron jednakowe.

Jeśli tory są odtłumiane odtłumikami wzdluznymi, to wówczas pomiary tłumienności niedopasowania mają tylko charakter uzupełniający i możemy ograniczyć się do pomiaru tłumienności niedopasowania w stanie obciążenia przeciwległego końca toru opornością falową.

Przy badaniu torów odtłumianych odtłumikami mostkowymi umieszczonymi na końcu toru należy pomierzyć tłumienności niedopasowania

w stanie obciążenia opornością falową, w stanach zwarcia i rozwarcia, przy czym pomiary należy wykonać z obu stron toru.

Na rysunku 14 przedstawiony jest układ do pomiaru tłumienności nie dopasowania metodą porównawczą. Przeciwny koniec toru od tłumionego jest w zależności od potrzeby obciążony opornością falową lub pozostaje zwarty lub rozwarty. Dla wszystkich tych przypadków pomiar



Rys. 14. Pomiar tłumienności niedopasowania

wykonuje się przez nastawienie takiego tłumienia tłumika porównawczego  $A$ , aby wskazania woltomierza  $V_2$  były jednakowe w obu położeniach przełącznika  $P$ . Mierzona tłumienność niedopasowania jest równa bezpośrednio tłumienności tłumika  $A$ . W czasie pomiarów należy kontrolować poziom napięcia przychodzący na wejście od tłumika — nie może on przekraczać ustalonej dla danego typu od tłumika wartości. W przypadku przesterowania od tłumika wyniki pomiarów będą fałszywe.

Wykonanie pomiarów tłumienności niedopasowania można znacznie przyspieszyć i ułatwić stosując hypsoskop. Pomiar hypsoskopem odbywa się również metodą mostkową, z tym że wielkość tłumienności niedopasowania odczytuje się na ekranie oscyloskopowego miernika poziomu (przyrząd samoczynnie wykreśla charakterystykę tłumienności w funkcji częstotliwości). Przy pomiarach tłumienności hypsoskopem również należy zwracać uwagę na poziom panujący na od tłumiku.

#### 4.4.4. Stabilność i współpraca z centralami telefonicznymi

Tor odtłumiony powinien być stabilny przy obciążaniu go na obu końcach dowolnymi opornościami zespolonymi. W czasie prób obserwujemy na ekranie oscyloskopu dołączonego bezpośrednio do zacisków odtłumika, czy nie pojawią się niepożądane oscylacje. W praktyce ograniczamy się do kontroli stabilności odtłumika przy obciążeniu obu stron toru odtłumianego opornościami falowymi, w stanach zwarcia i rozwarcia przy dołączeniu aparatów telefonicznych i przy dołączeniu typowego wyposażenia central telefonicznych, z jakimi mają współpracować odtłumiki.

Praca współpracy z urządzeniami komutacyjnymi ma szczególne znaczenie z dwóch względów. W czasie pracy urządzeń komutacyjnych występuje szereg stanów nieustalonych, które mogą mieć ujemny wpływ na stabilność odtłumika. Obciążenia, jakie przedstawiają sobą organy połączeniowe central telefonicznych w czasie pracy, są trudne do określenia i odwzorowania ze względu na swój krótkotrwały i nie ustalony charakter. Najbardziej więc celowe jest badanie odtłumików w warunkach naturalnych.

Z drugiej strony należy się też liczyć z wpływem odtłumików na jakość pracy organów łączeniowych przez np. skracanie lub wydłużanie przez odtłumiki impulsów wybieranych. Jest to szczególnie istotne przy instalowaniu odtłumików na końcu toru, gdy są one zasilane z tego samego źródła napięcia stałego, co centrala automatyczna. Mogą wówczas powstać dodatkowe drogi sprzężenia dla przebiegów impulsowych, zakłócające normalną pracę organów połączeniowych.

### 4.5. EKSPLOATACYJNE DOBIERANIE CECHOWNIKÓW

#### 4.5.1. Współpraca personelu

Postępowanie przy uruchamianiu odtłumików może być nieco odmienne w zależności od tego czy odtłumik zainstalowany jest w środku, czy na końcu toru.

Przy uruchamianiu odtłumików umieszczonych w środku toru muszą pracować trzy osoby: dwie na krańcach, z których jedna obsługuje generator, a druga hypsoskop lub miernik poziomu; natomiast trzecia osoba znajduje się w stacji odtłumikowej i dobiera cechowniki. Oczywiście pomiędzy tymi osobami musi być utrzymywana łączność telefoniczna po dodatkowej parze. Pracami powinien kierować pracownik dobierający cechowniki — pracownicy znajdujący się na końcach toru odtłumianego przekazują mu meldunki o wskazaniach hypsoskopu lub miernika poziomu i wykonują na jego polecenie wszystkie manipulacje niezbędne do wykonania danego pomiaru.

Przy uruchamianiu odtłumików umieszczonych na końcu toru wystarczy współpraca dwóch osób: jedna z nich dobiera cechowniki i obserwuje wskazania hypsoskopu (i innych przyrządów), druga natomiast wykonuje funkcje pomocnicze, jak nastawianie generatora i dołączanie odpowiednich oporności zamykających ( $600 \Omega$ , równoważnik toru).

Przed przystąpieniem do dobierania cechowników należy zapoznać się i dokładnie skontrolować numerację par w kablu, na którym mają być zainstalowane odtłumiki. Jest to szczególnie ważne przy instalowaniu odtłumików w środku toru odtłumianego — mamy wówczas do czynienia z dwoma odrębnymi odcinkami kabla i w przypadku pomyłek w numeracji par traci się wiele czasu na odnalezienie na obu odległych końcach aktualnie badanej pary.

#### 4.5.2. Kolejność postępowania przy dobieraniu cechowników

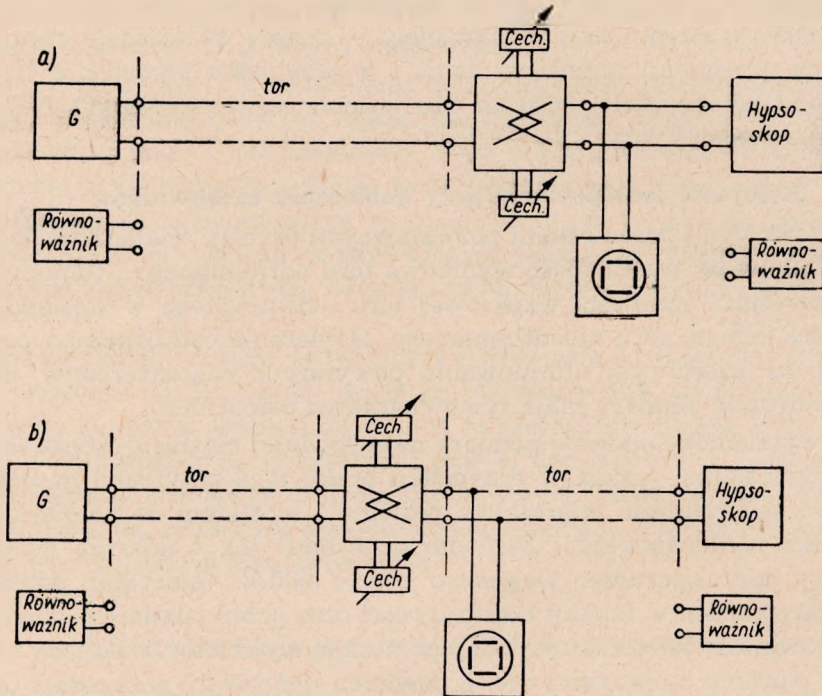
Podstawowymi parametrami pozwalającymi określić dokładność doboru cechowników są: tłumienność wynikowa toru odtłumianego i tłumienność niedopasowania oporności wejściowej toru odtłumianego w stosunku do oporności falowej toru nieodtłumianego. Dobieranie cechowników polega głównie na właściwym uformowaniu powyższych charakterystyk, natomiast pozostałe pomiary mają tylko charakter pomocniczy.

Oba wymienione powyżej pomiary najwygodniej można wykonać za pomocą hypsoskopu, jednak w przypadku braku tego przyrządu można się posłużyć generatorem, miernikiem poziomu i mostkiem do pomiaru tłumienności niedopasowania. Zarówno generator, jak i miernik poziomu powinny mieć oporności wejściowe równe  $600 \Omega$ . Generator powinien mieć stały poziom w funkcji częstotliwości oraz przed pomiarem powinien być dokładnie spoziomowany (tzn. jego poziom wyjściowy, mierzony miernikiem poziomu o oporności  $600 \Omega$ , powinien być równy poprzednio określonej wartości — zwykle  $0 \text{ N}$  lub  $-1 \text{ N}$ ). Szkice rozstawienia przyrządów na trasie pokazane są na rys. 15.

Uruchamianie odtłumików rozpoczynamy od załączenia do toru odtłumików z fabrycznie nastawionymi cechownikami i sprawdzenia, czy otrzymane charakterystyki tłumienności wynikowej i tłumienności niedopasowania mieszczą się w określonych przez warunki techniczne gabarytach. Jednocześnie bezpośrednio do odtłumika (w miejscu połączenia odtłumika z torem) dołączamy oscyloskop, za pomocą którego obserwujemy, czy odtłumik pracuje stabilnie. W celu przeprowadzenia próby stabilności odtłumika należy jednocześnie zewrzeć, a następnie rozewrzeć oba końce badanego toru. Powinna istnieć także możliwość dołączenia do obu końców toru typowego wyposażenia łączeniowego, przeprowadzenia wszystkich operacji związanych z zestawianiem łącza i przeprowadzenia kontrolnej rozmowy telefonicznej.



We wszystkich tych stanach pracy odtłumik powinien pozostawać stabilny. Obserwację stabilności odtłumika przeprowadzamy w sposób ciągły w czasie formowania charakterystyk; kontrolę stabilności w stanach zwarcia i rozwarca wykonuje się po doprowadzeniu charakterystyk do zadanego kształtu; natomiast kontrolę stabilności odtłumika w czasie współpracy z organami łączeniowymi i w czasie rozmowy należy traktować jako ostateczny sprawdzian prawidłowości działania odtłumika.



Rys. 15. Rozmieszczenie przyrządów pomiarowych w czasie doboru cechowników

Jeśli po załączeniu odtłumika do toru stwierdzimy, że charakterystyki tłumienności wynikowej i tłumienności niedopasowania nie mieszczą się w zadanych gabarytach lub że odtłumik oscyluje, należy przeprowadzić korekcję doboru cechowników. Na wstępie formujemy charakterystykę tłumienności wynikowej. Tłumienność wynikowa toru odtłumianego powinna wynosić około 75—80% pierwotnej tłumienności toru przed odtłumieniem (około 50% dla odtłumików dwójnikowych). Charakterystyka tłumienności wynikowej w funkcji częstotliwości powinna być w pasmie odtłumianym możliwie jak najbardziej płaska, na krańcach zaś opadająca. W zasadzie przy prawidłowo zaprojektowanym cechowniku i prawidłowo działającym konwertorze dobranie opadającej charakterystyki tłumienności wynikowej nie przekraczającej 80%  $A_t$  w środku pasma powin-

no zapewnić stabilną pracę od tłumika. Zdarza się jednak, że pomimo uzyskania dość dobrej charakterystyki od tłumik oscyluje w stanie zwarcia lub rozwarcia. Istnieje kilka najbardziej typowych przyczyn powstawania oscylacji.

Jako pierwszą należy wymienić uszkodzenie konwertora. W takiej sytuacji od tłumik może oscylować stale, bez względu na wielkość oporności cechownika. Uszkodzony konwertor może również nie reagować na zmiany oporności cechownika i nie wzbudzać się wcale. Najszybszą metodą sprawdzenia prawidłowości działania konwertora wzdłużnego, choć tylko orientacyjną, jest próba polegająca na zwieraniu i rozwieraniu zacisków cechownika. Przy zwarciu konwertor powinien pozostawać stabilny, a przy rozwarciu powinien oscylować z dość dużą amplitudą i z częstotliwością z grubsza taką samą dla wszystkich konwertorów tego samego typu i umieszczonych w takich samych torach.

W podobny sposób sprawdza się konwertor poprzeczny, z tą tylko różnicą, że powinien on pozostawać stabilny przy rozwarciu zacisków cechownika, a oscylować przy zwarciu.

Jeśli od tłumik pracuje w zasadzie prawidłowo, a przy zwarciu, lub rozwarciu, końców toru wzbudza się na częstotliwości znajdującej się w środku pasma, to jest spowodowane zwykle wysokiem charakterystyki tłumienności wynikowej, która dla tej częstotliwości przekracza 80%  $A_1$ . Należy wówczas zlikwidować to wybrzuszenie za pomocą regulacji cechownika. Jeśli w omawianej sytuacji od tłumik wzbudza się przy obustronnym zwarciu, to można wnioskować, że nadmierne wzmocnienie wnosi konwertor wzdłużny; jeśli oscylacje występują przy rozwarciu, to wówczas przyczyny należy szukać w konwertorze poprzecznym i jego cechowniku.

Wzbudzanie się od tłumika dla małych częstotliwości występuje wówczas, gdy charakterystyka tłumienności wynikowej dla dołu pasma utrzymuje się płaska lub jest nawet wznosząca. Jeśli istnieją trudności w zlikwidowaniu tego wybrzuszenia za pomocą regulacji cechownika, to należy szukać przyczyny oscylacji w niewłaściwie uformowanej charakterystyce konwersji konwertora wzdłużnego. Zwykle przyczyną oscylacji na małych częstotliwościach jest niewłaściwy dobór indukcyjności głównych obu transformatorów (liniowego i cechownikowego) konwertora wzdłużnego. Jednakże trzeba wyraźnie podkreślić, że przypadki takie nie powinny być wyeliminowane przez kontrolę fabryczną.

Wzbudzanie się od tłumika na częstotliwościach leżących powyżej pasma od tłumianego może być spowodowane zbyt wolno opadającą charakterystyką tłumienności wynikowej lub zbyt szerokim pasmem działania konwertora (zwłaszcza poprzecznego). Aby usunąć pierwszą z wymienionych przyczyn, należy spowodować szybsze zmniejszanie się oporności cecho-

wnika konwertora wzdluznego (lub szybszy wzrost opornosci cechowника konwertora poprzecznego) np. przez zwiekszenie pojemnosci  $C_1$  w ukládzie cechowника jak na rys. 3, (lub indukcyjnosci  $L_1$  w ukládzie cechowника jak na rys. 4). Drugą z przyczyn można usunąć zwiekszając pojemnosci ograniczające pasmo konwertora od góry (pojemnosć zwierająca bazy konwertorów dla dużych częstotlosci) jednakże dobór tej pojemnosci powinien być wykonany w zakładzie produkcyjnym.

Zmiany poszczególnych elementów cechowника posiadają określony wpływ na kształt charakterystyk. Jeśli stosuje się cechowники konwertora wzdluznego w ukládzie jak na rys. 3, to można powiedzieć, że regulując elementy  $C_1$  i  $R_1$  wpływa się głównie na charakterystykę dla górnej części pasma, a regulując elementy  $C_2$  i  $R_2$  wpływa się na dolną część charakterystyki.

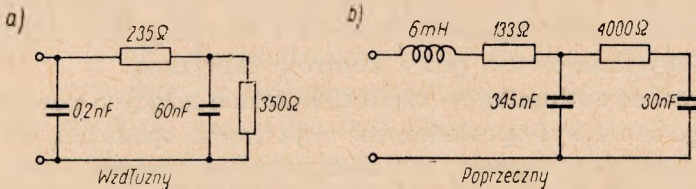
Jeśli w konwertorze poprzecznym stosuje się cechowники w ukládzie jak na rys. 4, to wówczas elementy  $C_1$  i  $R_1$  wpływają głównie na górną część charakterystyki, a  $C_2$  i  $R_2$  na dolną część. Nadmienić należy, że ze względu na odmienny charakter opornosci ujemnej wnoszonej przez konwertor poprzeczny (ujemna przewodnosć), inaczej reaguje on na zmiany opornosci cechowника, a mianowicie — jego wzmocnienie maleje, gdy wzrasta opornosć cechowника.

Po uformowaniu właściwej charakterystyki tłumienności wynikowej, należy następnie skontrolować kształt charakterystyki tłumienności niedopasowania opornosci wejściowej toru odtłumianego mierzonej od strony odtłumika. Jeśli jest to konieczne, sprowadzamy charakterystykę tłumienności do żądanego kształtu manipulując cechownikami i następnie ponownie sprawdzamy, czy charakterystyka tłumienności mieści się w zadanych gabarytach. Operacje te trzeba powtarzać nieraz wielokrotnie aż do uzyskania poprawnych obu charakterystyk.

W następnej fazie pracy należy sprawdzić stabilność toru odtłumianego.

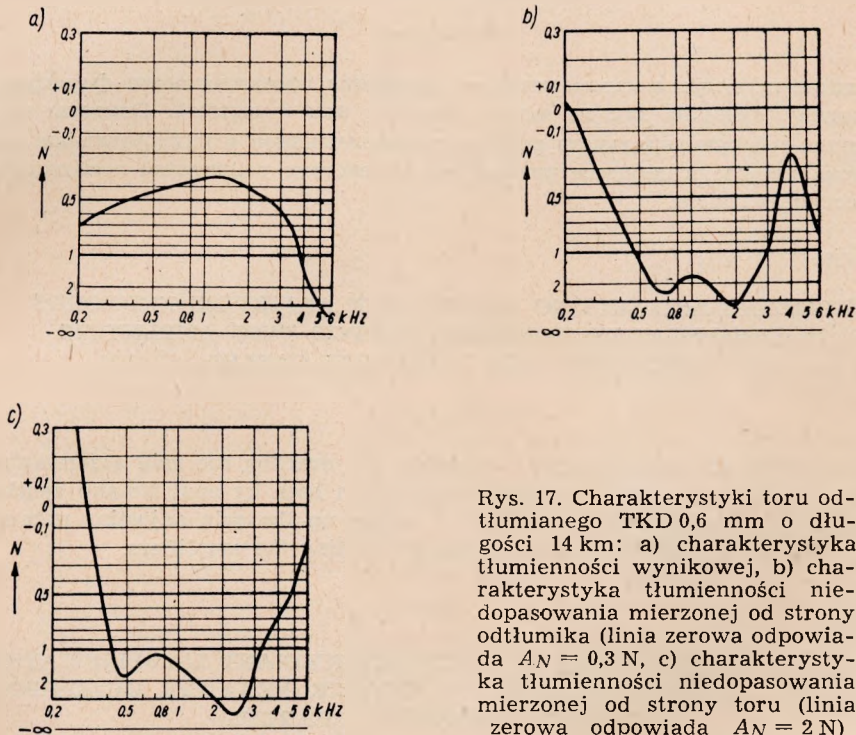
#### 4.6. Wyniki praktyczne

Na zakończenie warto przytoczyć parametry toru odtłumianego uzyskane w praktyce. Na rys. 16 pokazano cechowники obliczone metodą anali-



Rys. 16. Cechowniki odtłumika tranzystorowego typu OM 1 dla toru TKD 0,6 o długości 14 km

tyczną dla toru typu TKD 0,6 mm o długości 8 km. Cechowniki te, po wprowadzeniu niewielkich poprawek w czasie doświadczalnego dobierania, pozwoliły uzyskać charakterystyki tłumienności wynikowej i tłumienności niedopasowania pokazane na rys. 17.



Rys. 17. Charakterystyki toru odtłumianego TKD 0,6 mm o długości 14 km: a) charakterystyka tłumienności wynikowej, b) charakterystyka tłumienności niedopasowania mierzonej od strony odtłumika (linia zerowa odpowiada  $A_N = 0,3 N$ ), c) charakterystyka tłumienności niedopasowania mierzonej od strony toru (linia zerowa odpowiada  $A_N = 2 N$ )

Cechownik konwertora poprzecznego kompensuje jednocześnie wpływ kondensatorów zaporowych  $2 \times 2 \mu F$ . Oprócz tego w szereg z cechownikiem konwertora poprzecznego włączona jest niewielka indukcyjność, która nie wpływa na charakterystyki w pasmie, a poprawia stabilność poza pasmem.

#### WYKAZ LITERATURY

1. W. Barjasz, Z. Bolszakow: Odtłumik mostkowy jako element toru odtłumianego. Prace Instytutu Łączności, zes. 4, 1961.
2. S. Bellert: Synteza toru sztucznego i odtłumika metodą Pade. Archiwum Elektrotechniki, zes. 4, tom VIII, 1959.
3. Th. Greve: Ein Zweidrahtverstärker mit negativen Widerständen, NTZ zes. II, 1955.
4. W. Nowicki: Wstęp do podstaw techniki przenoszenia przewodowego. PIT Warszawa 1946.

*V. Барьяш*

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ПОДБОР ФОРМИРОВОЧНЫХ ДВУХПОЛЮСНИКОВ  
В МОСТОВЫХ УСИЛИТЕЛЯХ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ  
ДЛЯ НЕПУПИНИЗИРОВАННЫХ ЦЕПЕЙ

Резюме

В статье приведены математические принципы проектирования формировочных двухполюсников так по методу анализа как и синтеза. Описаны также принципы экспериментального подбора двухполюсников и измерительные методы, применяемые в процессе приведения в действие усилителей с отрицательным сопротивлением.

*W. Barjasz*

DRAFTING AND SETTING UP THE GAIN ADJUSTING NETWORKS  
IN THE NEGATIVE IMPEDANCE BRIDGE TYPE AMPLIFIERS  
FOR UNLOADED TELEPHONE CABLES

Summary

In the article the mathematical foundations for drafting the gain adjusting networks of negative impedance amplifiers are given both by analytic and synthetic method. Further is treated the method of setting up the gain adjusting networks, as well as the method of measurement while starting the amplifiers.

*W. Barjasz*

PROJETS ET AJUSTAGE DES CIRCUITS DÉTERMINANT L'AMPLIFICATIONS  
DANS LES AMPLIFICATEURS À L'IMPÉDANCE NÉGATIVE QUADRIPOLES  
POUR LES CABLES NON CHARGES

Resumé

Dans l'article sont donnés les principes mathématiques servant à projeter les circuits déterminant l'amplification tant par méthode d'analyse que de synthèse. Est traité aussi le principe d'ajustage experimental de ces circuits, ainsi que les méthodes de mesure, utilisées pendant la mise en marche des amplificateurs.

*W. Barjasz*

ENTWERFEN UND JUSTIEREN VERSTÄRKUNGSBESTIMMENDER ZWEIPOLE  
DER BRÜCKENVERSTÄRKER FÜR UNBESPULTE LEITUNGEN

Zusammenfassung

In dem Aufsatz werden mathematische Grundlagen des Entwerfens verstärkungsbestimmender Zweipole angegeben, und zwar sowohl auf dem Wege der Analyse als auch der Synthese. Es werden gleichfalls Grundlagen des versuchsmässigen Justierens der obenerwähnten Zweipole sowie die, bei der Inbetriebnahme der Brückenverstärker anzuwendenden, Messverfahren besprochen.

Cena zł 30.—