

1 9 7 1  
Nr 6 3

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
WARSZAWA — MIEDZESZYN

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności  
Nr \_\_\_\_\_

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI





MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI



# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 11

WARSZAWA 1971

NR 63

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek  
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja  
Problemów Łączności i Przeglądu Zagadnień Łączności

Redaktor Naczelny - mgr inż. Jerzy Rutkowski

Redaktorzy działów:

mgr inż. Władysław Cetner, mgr inż. Adam Moniuszko,  
mgr inż. Józef Możejko

Adres Redakcji:  
Instytut Łączności  
Branżowy Ośrodek  
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej  
Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Egz. Nr 32

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności  
Format B5. Wpłynęło do Działu Wydaw-  
niczego 14.06.1971 r. Nakład 772.  
Druk ukończono w lipcu 1971 r.



# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

## System telefonii nośnej TN-960 (część II)

### SPIS TREŚCI

	Str.
1. Piotr Bublewicz, Jan Kochman - Metoda określenia parametrów wzmacniaków traktu liniowego systemu TN-960	1
2. Jędrzej Brożyna - Wzmacniacze liniowe systemu TN-960	23
3. Włodzimierz Barjasz - Urządzenia transferu bezpośredniego grup wtórnych w systemie TN-960	44
4. Włodzimierz Barjasz, Teresa Dubilis, Wacław Szopiński, Elżbieta Sypuła, Maria Włoskiewicz, Tadeusz Zagrobelny - Urządzenia korekcyjne traktu liniowego systemu TN-960	62
5. Edward Głuszczyk - Ogólne informacje o konstrukcji mechanicznej urządzeń traktu liniowego systemu TN-960	147



Piotr Bublewicz

Jan Kochman

METODA OKREŚLANIA PARAMETRÓW WZMACNIAKÓW  
TRAKTU LINIOWEGO SYSTEMU TN-960

1. WSTĘP

Własności systemów teletransmisyjnych można określać przy pomocy parametrów charakteryzujących przesyłanie informacji, zwanych parametrami informacyjnymi, oraz parametrów techniczno-konstrukcyjnych.

Podstawowe parametry informacyjne są następujące:

- efektywność systemu,
- odporność na zakłócenie systemu.

Efektywność systemu można między innymi analitycznie ująć wyrażeniem (1):

$$\eta = \frac{F_m \lg(1+S_m)}{F \lg(1+S)} \quad (1)$$

gdzie:

- $F_m$  - szerokość kanału po stronie małej częstotliwości,
- $F$  - szerokość kanału po stronie wielkiej częstotliwości,
- $S_m$  - stosunek sygnału do szumu po stronie niskiej częstotliwości,

S - stosunek sygnału do szumu po stronie wysokiej częstotliwości.

Odporność na zakłócenia może być określona zależnością:

$$B = \frac{S}{S^m}, \quad (2)$$

w której oznaczenia przyjęte są ze wzoru (1).

Z techniczno-konstrukcyjnego punktu widzenia podstawowe właściwości systemów określają następujące parametry:

- zniekształcenia linearne charakterystyki częstotliwościowej i dynamika łączny,
- tłumienność zakłóceń (szumów, harmonicznym, przeników itd.).

Parametry informacyjne w sposób bardziej jednoznaczny określają cechy systemów, ujmują zasadnicze ich właściwości i dlatego służą do porównań różnych systemów i oceny ich przydatności do założonych warunków.

Parametry techniczno-konstrukcyjne służą do oceny w zasadzie tych samych właściwości systemów co i parametry informacyjne, ale w odniesieniu do określonego systemu, w danym rozwiązaniu technicznym. Parametry traktu liniowego wszystkich urządzeń wchodzących w skład traktu, określone są przez wymienione wyżej parametry techniczno-konstrukcyjne. Oczywiście, cechy traktu określa ponadto szereg dodatkowych wielkości, jak konfiguracja traktu, poziom rozwiązań technicznych, koszty urządzeń itd.



Wielkości te również powinny być brane pod uwagę przy opracowywaniu projektu systemu. Zakłada się, że trakt liniowy nie wnosi zniekształceń liniarnych, tzn. wszystkie zniekształcenia linearne wnoszone przez tor kablowy i urządzenia traktu powinny być odpowiednio skorygowane systemem układów korekcyjnych. Dopuszczalny poziom zakłóceń określa większość parametrów urządzeń traktu. Artykuł ten będzie poświęcony analizie fizycznej i liczbowej zakłóceń w trakcie liniowym, w wyniku której zostały ustalone parametry wzmacniaków liniowych w systemie dziewięćsetsześćdziesięciokrotnym - TN 960.

## 2. ZAKŁÓCENIA

W trakcie liniowym teletransmisyjnych systemów analogowych występują następujące źródła zakłóceń:

- szумы termiczne kabla i szумы własne wzmacniaków,
- produkty intermodulacyjne wzmacniaczy, zwane również szumami intermodulacyjnymi,
- przeniki,
- zakłócenia atmosferyczne, sieci energetycznych, urządzeń zasilających itd.

Dla właściwego określenia parametrów wzmacniaków należy przeprowadzić analizę własności tych zakłóceń, uzależniając ich maksymalną moc od parametrów wzmacniaków i od dopuszczalnej mocy zakłóceń, zalecanej przez CCITT.

## 2.1. Szумы

Szумы termiczne generowane są w poszczególnych elementach traktu; wzmacniak liniowy wytwarza ponadto szумы własne. Wymienionych rodzajów szumów nie można od siebie oddzielić i dlatego praktycznie ujmuje się je summarycznie, a ponadto odnosi się do wejścia wzmacniaków.

Szумы termiczne istniejące w każdym z elementów powstają na skutek bezładnego ruchu termicznego elektronów w elementach. Ruch elektronów w elementach wytwarza różnice potencjałów, a te z kolei są przyczyną prądów wyrównawczych. Prądy te mają charakter krótkotrwałych impulsów o szerokim widmie częstotliwości i określane są jako szумы termiczne. Z uwagi na praktycznie równomierny widmowy rozkład szumów nazywamy je szumami białymi. Moc szumów termicznych w pasmie częstotliwości  $\Delta f$  określa się następująco:

$$P_{szt} = k T \Delta f \quad (3)$$

gdzie:

$k$  - stała Boltzmana, równa  $1,38 \cdot 10^{-23} / ^\circ K$ ,

$T$  - temperatura bezwzględna w stopniach Kelwina.

Poziom bezwzględny mocy tych szumów w temperaturze  $T = 293^\circ K$  i pasmie  $\Delta f = 3,1$  kHz wyniesie więc:

$$P_{szt} = -15,95 \text{ Np} \quad (4)$$

Jak podano wyżej, wzmacniak wnosi ponadto szумы własne, czyli poziom szumów odniesiony do wejścia wzmacniacza jest większy. Szумы dodają się w trakcie liniowym,



przy tym z uwagi na przypadkowe przesunięcia fazowe pomiędzy poszczególnymi składowymi szumów, najbardziej prawdopodobną wartość wypadkową otrzymamy wtedy, gdy dodamy do siebie moce poszczególnych składowych szumu.

Z punktu widzenia jakości transmisji interesują nas odstępstwa poziomu szumów od poziomu sygnału użytecznego. Te właśnie odstępstwa poziomów decydują o procentowym, względnym udziale mocy szumów w mocy transmitowanych sygnałów. Oczywiście, najmniejsze odstępstwa poziomu mocy szumów i sygnału będą w punktach traktu, gdzie poziomy sygnałów osiągają najmniejsze wartości, tj. na wejściach wzmacniaków, w kanałach najwyżej położonych częstotliwościowo w pasmie liniowym. Dlatego też dla najwyższej częstotliwości pasma liniowego określamy minimalny poziom sygnału wejściowego. Ustalając w inny sposób maksymalny poziom wyjściowy sygnału, można będzie określić maksymalny odcinek wzmacniakowy.

Zależność, z której te wielkości można obliczyć, jest następująca:

$$\alpha l_{ow} = \frac{1}{2} \ln l_{ow} + p_{wy} + \frac{1}{2} \ln \frac{P_{szlop}}{L} - p_{szowp} \quad (5)$$

gdzie:

- $\alpha$  - tłumienność jednostkowa kabla dla największej częstotliwości pasma liniowego,
- $l_{ow}$  - długość odcinka wzmacniakowego,
- $p_{wy}$  - względny poziom wyjściowy mocy,
- $P_{szlop}$  - dopuszczalna, psfometryczna moc zakłóceń szumowych na całe łącze odniesienia,

$L$  - długość łącza odniesienia,

$P_{szowp}$  - psfometryczny poziom mocy szumów, wne-  
szony przez odcinek wzmacniakowy, odnie-  
siony do wejścia wzmacniaków liniowych.

## 2.2. Produkty intermodulacyjne

Sygnal wyjściowy wzmacniaczy jest nieliniarną funk-  
cją sygnału wejściowego, którą w tym przypadku przedsta-  
wia się za pomocą szeregu potęgowego

$$U_{wy} = a_1 U_{we} + a_2 U_{we}^2 + a_3 U_{we}^3 + \dots \quad (6)$$

Praktycznie do analizy wzmacniaczy wykorzystuje się  
tylko trzy pierwsze wyrazy tego szeregu. W wielokrotnych  
systemach teletransmisyjnych sygnał składa się z wielu  
częstotliwości. Jeżeli każdemu kanałowi przyporządkować  
jedną częstotliwość, to sygnał wejściowy można ująć na-  
stępująco:

$$U_{we} = \sum_{i=1}^N U_i \sin \omega_i t \quad (7)$$

gdzie

$U_i$  - sygnały w poszczególnych kanałach,

$N$  - krotność systemu.

Do obliczenia zakłóceń przyjmuje się widmo płaskie  
sygnału, zawarte między brzegowymi częstotliwościami  
pasma liniowego, jak to przedstawiono na rys. 1<sup>x)</sup>. Otóż

<sup>x)</sup> Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.



jeżeli sygnał wejściowy, określony wzorem (7), podstawimy do zależności (6), otrzymamy zarówno harmoniczne częstotliwości składowych sygnału, jak i różne tony kombinowane tych częstotliwości. Liczba tonów kombinowanych, wpadających w różne zakresy pasma liniowego, jest różna. Dla przykładu, w kanale o częstotliwości  $f_2 - f_1$  pasma liniowego będziemy mieli tylko jeden ton różnicowy o tej właśnie częstotliwości. Natomiast częstotliwości różnicowych utworzonych z dwu blisko siebie położonych częstotliwości pasma liniowego będziemy mieli bardzo dużo - takich par częstotliwości można utworzyć wiele. Na rys. 1 przedstawiono ilościowy rozkład produktów różnicowych i sumacyjnych oraz sumaryczny rozkład tych produktów, zwanych produktami drugiego rzędu. Również przedstawiony został rozkład gęstości widmowej produktów trzeciego rzędu, typu  $f_i + f_j - f_k$ . Z przebiegów tych wynika, że ilość wymienionych produktów, przypadająca na jeden dowolny kanał, jest bardzo duża. To samo można udowodnić korzystając z zależności (6) i (7). Odtóż łatwo jest stwierdzić, że w systemach o dużej krotności można pominąć zakłócenia wynikające z harmonicznych wobec zakłóceń wnoszonych przez produkty intermodulacyjne. Należy ponadto podkreślić, że moc tych produktów jest większa od mocy harmonicznych. Z drugiej jednak strony, praktyczne wymagania na linearność wzmacniaków ustalamy poprzez ustalenie minimalnej tłumienności właśnie drugiej i trzeciej harmonicznej. Wszystkie podane tu uwagi dotyczą harmonicznych i produktów generowanych w jednym wzmacniaku liniowym, a w traktacie liniowym mamy dużo wzmac-

niaków. Dlatego też należy dodać produkty generowane w poszczególnych wzmacniakach. Suma produktów zależy od ich wzajemnego przesunięcia fazowego na wyjściu traktu.

Z analizy matematycznej i pomiarów eksperymentalnych wynika, że sumaryczna moc produktów drugiego rzędu na wyjściu traktu będzie najbardziej zbliżona do rzeczywistej mocy tego produktu, gdy dodamy do siebie moce tych produktów generowanych w każdym wzmacniaku liniowym. Takie sumowanie jest równoznaczne przyjęciu założenia przypadkowego rozkładu przesunięć fazowych między produktami. W przypadku produktów trzeciego rzędu podanego na rys. 1 uzyskujemy sumaryczną moc produktu najbardziej zbliżoną do mocy rzeczywistej, gdy dodamy napięcia produktów tego typu, utworzonych w poszczególnych wzmacniakach liniowych traktu. W tym przypadku oczywiście przyjmujemy zgodność faz produktów na wyjściu traktu. Poniżej podano wzory do obliczenia minimalnej tłumienności drugiej i trzeciej harmonicznej [2]:

$$A_{k2} \geq 0,7 + 2p + \frac{1}{2} \ln N + \frac{1}{2} \ln \frac{N\Delta f}{f_2 - f_1} + \frac{1}{2} \ln M_2(\Omega_k) + \\ + \frac{1}{2} \ln G + \frac{1}{2} \ln \frac{L}{1} - \frac{1}{2} \ln P_{20} [Np] \quad (8)$$

gdzie:

0,7 Np - różnica pomiędzy poziomem produktu drugiego rzędu i poziomem drugiej harmonicznej,

p - poziom mocy średniej w kanale, w punkcie zerowego poziomu mocy sygnału pomiarowego,



$N$  - krotność systemu,

$\Delta f$  - szerokość kanału,

$f_2, f_1$  - częstotliwości brzegowe pasma liniowego,

$M_2(\Omega_k) = \frac{1}{2} (2 - \Omega_k - \frac{3}{\gamma - 1})$  - rozkład mocy produktu drugiego rzędu,

$\Omega_k = \frac{f - f_1}{f_2 - f_1}$  - częstotliwość zredukowana,

$\gamma = \frac{f_2}{f_1}$  - stosunek największej do najmniejszej częstotliwości pasma liniowego,

$G = (0,75)^2 \frac{3100}{4000}$  - współczynnik psfometryczny i współczynnik wypełnienia pasma liniowego,

$L$  - długość łącza odniesienia i  $l_{ow}$  - długość odcinka wzmacniakowego

$P_{20}$  - dopuszczalna, maksymalna moc zakłóceń drugiego rzędu, odniesiona do punktu zerowego mocy sygnału pomiarowego,

$$A_{k3} \geq 1,8 + \ln N + 3p + \frac{1}{2} \ln \frac{N \Delta f}{f_2 - f_1} + \frac{1}{2} \ln \frac{3}{2} M_{k+j-i}(\Omega_k) + \frac{1}{2} \ln G + \frac{1}{2} \ln Z \left( \frac{L}{ZL} \right)^2 - \frac{1}{2} \ln P_{30} \quad [Np] \quad (9)$$

gdzie:

$M_{k+j-i} = \frac{1}{4} (1 - 2\Omega_k - 2\Omega_k^2)$  - rozkład mocy produktu trzeciego rzędu typu  $f_k + f_j - f_i$ ,

- Z - liczba odcinków jednorodnych w łączy odniesienia,
- $P_{30}$  - dopuszczalna, maksymalna moc zakłóceń trzeciego rzędu, odniesiona do punktu zerowej mocy sygnału pomiarowego,
- 1,8 - różnica pomiędzy poziomem produktu  $f_k + f_j - f_i$  a poziomem trzeciej harmonicznej.

Korzystając z podanych wyżej zależności można również ustalić minimalną, dopuszczalną tłumienność harmonicznych dowolnego wzmacniacza grupowego, występującego w urządzeniach teletransmisyjnych. Można ponadto nadmienić, że w podobny sposób można ustalić wymagania na tłumienność produktów modulatorów grupowych.

### 2.3. Zakłócenia z przeników

W torach współosiowych, w których żyła zewnętrzna tworzy szczelną rurę (lub rurę ze szczeliną wzdłużną) z taśmy metalowej i owinięta jest ekranem w postaci taśm stalowych, już począwszy od 60 kHz tłumienność przeniku między torami jest tak duża, że moc zakłóceń stąd wynikająca, w porównaniu z zakłóceniami innego pochodzenia, jest do pominięcia. Należy jednak podkreślić, że praktycznie realizowane struktury traktów liniowych zawierają szereg pętli sprzęgających kierunki transmisji traktu lub wejścia z wyjściem wzmacniaków liniowych w trakcie liniowym. Sprzężenia te są źródłem zakłóceń, jak również źródłem zniekształceń linearnych charakterystyk częstotliwościowych.

Na rysunku 2 przedstawione przyjętą strukturę traktu liniowego w systemie TN-960. Drogi sprzężeniowe tworzą zwrotnice układów zasilania zdalnego oraz filtry układu zdalnej kontroli traktu - filtry poprzeczne. Do wyznaczenia minimalnej dopuszczalnej tłumienności filtrów zwrotnic w pasmach zaporowych należy przedtem ustalić:

- maksymalne, dopuszczalne zniekształcenia sprzężeniowe charakterystyki częstotliwościowej traktu liniowego,
- maksymalną, dopuszczalną moc zakłóceń z przeników poprzez wymienione drogi sprzężeniowe,
- sposób sumowania się prądów zwrotnych poszczególnych obwodów przenikowych.

Obsługiwane stacje wzmacniakowe zawierają zestawy korektorów, umożliwiającą dokładną korekcję zniekształceń linearnych. W związku z tym wystarczy wziąć pod uwagę tylko zniekształcenia sprzężeniowe nieobsługiwanych wzmacniaków przelotowych, znajdujących się pomiędzy dwoma wzmacniakami, obsługiwanymi, czyli w naszym przypadku dla  $n = 16$  wzmacniaków.

Jeżeli dopuścić amplitudę zniekształceń sprzężeniowych szesnastu wzmacniaków równą  $A_k^g = 0,05$  Np, wtedy amplituda zniekształceń pojedynczego wzmacniacza nie powinna być większa od wartości:

$$A = \frac{A_k^g}{n} = \frac{0,05}{16} \approx 0,003 \text{ Np} \quad (10)$$

Stąd tłumienność sprzężeniowa wyniesie



$$A_s = \ln \frac{1}{1 + e^{-A_s}} \approx 6 Np \quad (11)$$

gdzie  $A_s$  jest tłumiennością pętli utworzonej układem zwrotnic. Tłumienność sprzężeniowa w pasmach przejściowych zwrotnic może być co najmniej dwa razy mniejsza, czyli  $A_s \geq 3 Np$ . Minimalna tłumienność zwrotnic w pasmach zaporowych filtrów, obliczona przy wyżej wymienionych założeniach, została przedstawiona na rys. 3.

Jeżeli chodzi o filtry poprzeczne, prądy sprzężeniowe wszystkich wzmacniaków jednego odcinka zdalnej kontroli są tej samej wielkości i sumują się, dlatego należałoby obliczyć tłumienność sprzężeniową środkowej pętli tego odcinka i z uzyskanej zależności obliczyć minimalną tłumienność filtrów poprzecznych. Zależność ta, przy założeniu geometrycznego sumowania się prądów zwrotnych (tj. przypadkowych przesunięć fazowych poszczególnych prądów zwrotnych) jest następująca:

$$A_s \geq 2 A_{FP} + 2A_{FW} - \ln n - \ln \frac{1 - e^{-2m A_{FW}}}{1 - e^{-2A_{FW}}} \quad (12)$$

gdzie:

$A_{FP}$  - tłumienność filtru poprzecznego,

$A_{FW}$  - tłumienność filtru dolnoprzepustowego  
F4660 kHz,

$n$  - ilość wzmacniaków w odcinku zdalnej kontroli,

$m$  - ilość odcinków kontrolnych w łączy odniesienia.

Tłumienność filtra poprzecznego obliczona według wzoru (12) oraz przy założeniach na amplitudę zniekształceń jak w przypadku zwrotnic przedstawiono na rys. 4.

Jak wynika ze struktury traktu liniowego, przedstawionego na rys. 2, układy zwrotnic w obsługiwanych stacjach przelotowych oraz filtry poprzeczne powodują przeniki z jednego kierunku do drugiego kierunku traktu. W związku z tym, tłumienność filtrów poprzecznych i zwrotnic wzmacniaków obsługiwanych powinna być również uwarunkowana dopuszczalną tłumiennością przeników - oczywiście tylko w zakresie części użytecznej pasma liniowego. Tłumienność filtrów i zwrotnic, uwarunkowaną przenikami, można obliczyć w zależności:

$$A_F \geq \frac{A_P + k(f)}{2} \quad (13)$$

gdzie:

$A_P$  - minimalna, dopuszczalna tłumienność przenikowa,

$k(f)$  - wzmacnienie wzmacniaków liniowych.

Gabaryty tłumienności obliczone ze wzoru (13) zostały przedstawione na rys. 3 i 4. W przypadku zwrotnic gabaryt tłumieniowy w zakresie pasma liniowego poniżej 60 kHz ustala się w oparciu o dopuszczalne zakłócenia z urządzeń zdalnego zasilania i o zakłócenia zewnętrzne, przychodzące z toru (atmosferyczne i energetyczne). Praktycznie filtr poprzeczny jest realizowany jako filtr środkowoprzepustowy, dzięki czemu uzyskuje się mniejsze

zniekształcenie impulsów sygnału zdalnej kontroli traktu.

### 3. MOC UŻYTECZNA WZMACNIAKÓW LINIOWYCH

Poziom mocy użytecznej wzmacniaków liniowych systemów współosiowych oblicza się z zależności [2]:

$$P_{u\dot{z}} = P_{wy} - 1,7 + \frac{1}{2} N + \Delta p_s + \Delta p_p [Np] \quad (14)$$

gdzie:

$P_{wy}$  - względny poziom wyjściowy mocy sygnału pomiarowego,

-1,7 - poziom mocy średniej w kanale, odniesiony do zerowego poziomu mocy sygnału pomiarowego,

$N$  - krotność systemu,

$\Delta p_s$  - odstęp poziomu mocy szczytowej od poziomu mocy średniej sygnału zbiorczego,

$\Delta p_p$  - wielkość poziomu mocy użytecznej.

Praktycznie można znacznie zmniejszyć moc użyteczną, stosując wstępne nachylenie charakterystyki częstotliwościowej widna sygnału zbiorczego, czyli stosując tzw. preemfazę.

### 4. PREEMFAZA

Jak wynika z rys. 1, rozkład częstotliwościowy mocy zakłóceń w pasmie liniowym nie jest równomierny. Zakłó-



czenia szumowe są największe w górnym pasmie liniowym. Zakłócenia pochodzące z produktów nieliniarnych mają również rozkład nierównomierny, przy tym różny dla różnego rodzaju produktów. Natomiast jakość systemu jest określana przez kanały z największą mocą zakłóceń. Stąd właśnie wynika, że tak zaprojektowany system nie jest optymalny z uwagi na nierównomierność zakłóceń. W celu optymalizacji systemów współosiowych stosuje się preemfazę. Na rys. 5 przedstawiono zalecany przez CCITT przebieg charakterystyki częstotliwościowej sygnału w systemie z preemfazą. Należy podkreślić, że preemfaza nie zmienia właściwości sygnału. Dzięki zastosowaniu preemfazy uzyskuje się bardziej równomierny rozkład zakłóceń, a tym samym staje się system bardziej optymalny. Praktycznie zaś zastosowanie preemfazy umożliwia kilkukrotne zmniejszenie mocy użytecznej oraz zmniejszenie mocy zakłóceń produktami intermodulacyjnymi. Na rys. 1 przedstawiono rozkłady produktów przy preemfazie.

Należy podkreślić, że zbyt duża preemfaza ( $\Delta p$ ) może spowodować nadmierny wzrost mocy produktów różnicowych drugiego rzędu w zakresie niskich częstotliwości pasma liniowego, dlatego też stosuje się preemfazę  $\Delta p = 10$  dB. Nie stosuje się również preemfazy liniowej, gdyż przy takiej preemfazie otrzymalibyśmy niekorzystny rozkład częstotliwościowy mocy sygnału z punktu widzenia mocy szczytowej sygnału zbiorczego.

## 5. WYMAGANIA NA PARAMETRY WZMACNIAKÓW LINIOWYCH

Przy założeniu długości odcinka wzmacniakowego  $l = 4$  km oraz współczynnika szumów  $\frac{1}{2} F = 0,6$  Np, psyfometryczny poziom mocy szumów odniesiony do wejścia wzmacniaczy nie powinien przekraczać poziomu:

$$P_{szowp} \leq P_{szt} + \frac{1}{2} \ln k + \frac{1}{2} \ln F = -15,7 \text{ [Np]}$$

Uwzględniając preemfazę, aproksymowaną charakterystyką jak niżej [4]

$$A_{pre} = \Delta p - \frac{1}{2} \ln (1 - \alpha e^{k\Omega}) \quad (15)$$

gdzie:

$$\alpha = \frac{e^{2\Delta p} - 1}{e^k}$$

oraz

$$k = 5 \ln \frac{e^{2\Delta p} - 1}{[1 + 0,409(e^{\Delta p} - 1)]^2 - 1} \text{ [Np]}$$

poziom mocy użytecznej wzmacniaków można zmniejszyć o następującą wartość:

$$P_{uż} = \Delta p - \frac{1}{2} \ln \left( 1 - \frac{\alpha}{k} + \frac{\alpha}{k} e^k \right) \quad (16)$$

Moc użyteczna obliczona ze wzoru (14) z uwzględnieniem poprawki określonej wzorem (16), przy względnym po-

ziomie wejściowym mocy  $p_{wy} = -1$  Np, wynosi 67 mW. Praktycznie przyjęto  $p_{uż} = 100$  mW.

Zastosowanie preemfazy pozwala zmniejszyć minimalną dopuszczalną tłumienność drugiej i trzeciej harmonicznej wzmacniaków. Zysk ten przy preemfazie określonej wzorem (15) można obliczyć z następujących zależności:

$$\Delta A_{k2} = \frac{1}{2} \ln M_2'(\Omega_k) - \frac{1}{2} \ln M_2(\Omega_k) + \Delta p - \frac{1}{2} \ln \left( 1 - \frac{\alpha}{k} + \frac{\alpha}{k} e^{k\Omega_k} \right) \quad (17)$$

gdzie:

$$M_2'(\Omega_k) = \frac{2}{1 - \frac{\alpha}{k} + \frac{\alpha}{k} e^{k\Omega_k}} \cdot \frac{e^{2-\Omega_k} + \frac{2\alpha}{k} (e^{k\Omega_k} + e^{k(1-\Omega_k)}) - 2 + \alpha^2 \left[ e^{k\Omega_k} + 1 \right] k (e^{k(2-\Omega_k)} - e^{k\Omega_k})}{1 + \alpha e^{k\Omega_k}}$$

oraz

$$\Delta A_{k3} = \frac{1}{2} M_{k+j+i}'(\Omega_k) - \frac{1}{2} \ln M_{k+j+i}(\Omega_k) + 2\Delta p - \ln \left( 1 - \frac{\alpha}{k} + \frac{\alpha}{k} e^{k\Omega_k} \right) \quad (18)$$

gdzie:

$$M_{k+j+i}'(\Omega_k) = \frac{6 F(\Omega_k)}{\left( 1 - \frac{\alpha}{k} + \frac{\alpha}{k} e^{k\Omega_k} \right) (1 + \alpha e^{k\Omega_k})}$$

zaś



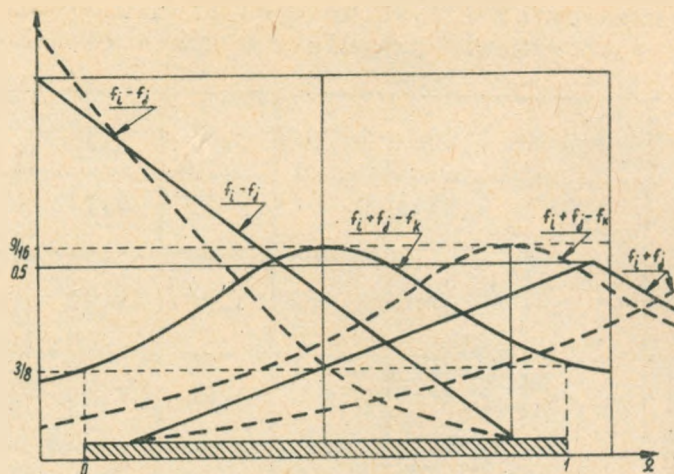
$$\begin{aligned}
F(\Omega_k) &= \frac{3}{2} + \frac{9\alpha}{k^2} + \frac{6\alpha^2}{k^2} - \frac{6\alpha}{k} + \left[ \frac{9\alpha}{k^2} + \frac{3\alpha}{k} - \frac{6\alpha^2}{k^2} \right] e^k + \\
&+ \frac{6\alpha^2}{k^2} e^{2k} + \left[ 3 + \frac{3\alpha}{k} + \frac{3\alpha}{k} e^k \right] \Omega_k - 3\Omega_k^2 + \\
&+ e^{k\Omega_k} \left\{ \frac{3\alpha^2}{4k^2} - \frac{12\alpha}{k^2} + \frac{3\alpha^2}{k} e^k + \left[ \frac{3\alpha^2}{2k} + \frac{3\alpha^2}{4k^2} \right] e^{2k} - \right. \\
&- \left. \left[ \frac{3\alpha^2}{k} + \frac{3\alpha^2}{2k} + \frac{3\alpha^2}{k} e^k + \frac{3\alpha^2}{2k} e^{2k} \right] \Omega_k \right\} - \\
&- e^{-k\Omega_k} \left\{ \left[ \frac{6\alpha}{k^2} + \frac{3\alpha^2}{k^2} \right] e^k + \left[ \frac{3\alpha^2}{2k^2} + \frac{3\alpha^2}{k^2} \right] e^{2k} \right\}
\end{aligned}$$

W tablicy na str. 19 podano minimalną, dopuszczalną tłumienność drugiej i trzeciej harmonicznej wzmacniaków bez preemfazy i zysk na tłumienności tych harmonicznych przy zastosowaniu preemfazy o wartości  $p = 10$  dB. Przyjęto, że  $P_{20} = P_{30} = 1000$  pW.

Dopuszczalna tłumienność drugiej i trzeciej harmonicznej i zysk na tych tłumiennościach przy zastosowaniu preemfazy w systemie TN-960

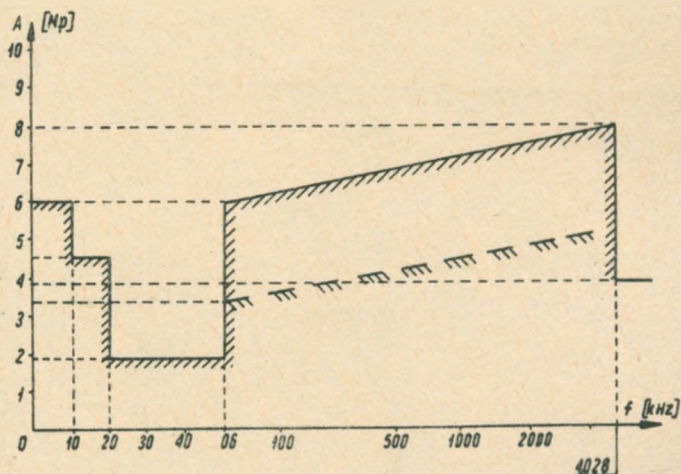
$f$ MHz	0,06	0,86	1,75	2,6	3,5	4,5
$A_{k2}$ Np	9,96	9,91	9,86	9,79	9,71	9,61
$A_{k3}$ Np	13,78	13,92	13,98	13,98	13,92	13,78
$A_{k2}$ Np	0,12	0,38	0,6	0,84	1,14	1,62
$A_{k3}$ Np	1,25	1,14	1,16	1,26	1,44	1,8

Bardziej szczegółową, teoretyczną analizę parametrów wzmacniaków liniowych można znaleźć w pracy [2].



Rys. 1. Rozkład gęstości widmowej mocy produktów drugiego i trzeciego rzędu

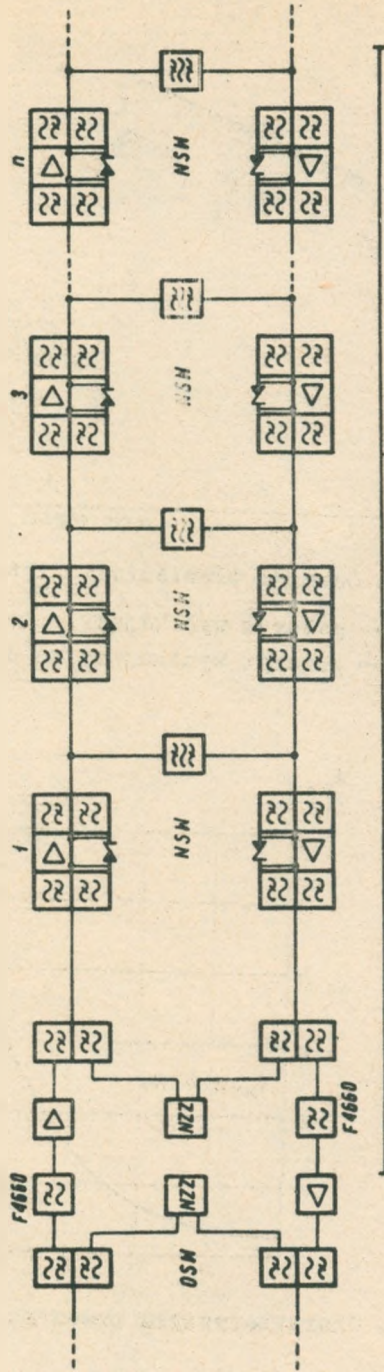
———— bez preemfazy      - - - - z preemfazą



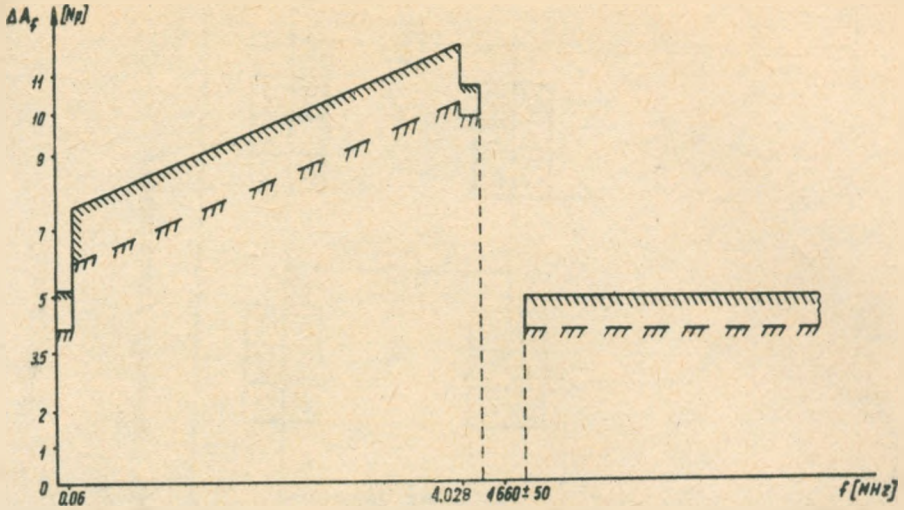
Rys. 3. Gabaryty tłumieniowe zwrotnicy zdalnego zasilania

———— gabaryt wynikający z przeniku  
 - - - - gabaryt wynikający ze sprzężeń



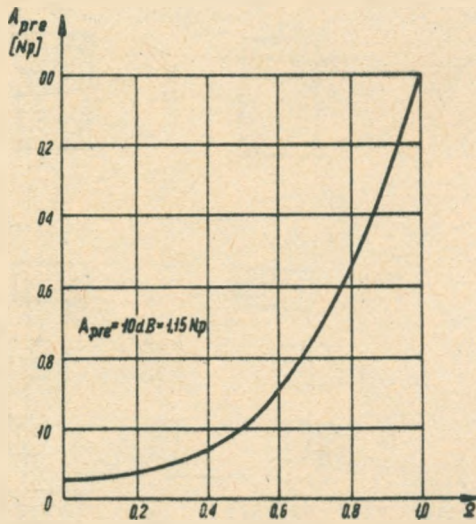


Rys. 2. Połowa odcinka zdalnej kontroli traktu liniowego /zasilania/



Rys. 4. Gabaryt tłumieniowy filtra poprzecznego

- gabaryt wynikający z przeniku  
 - - - gabaryt wynikający ze sprzężeń



Rys. 5. Charakterystyka preemfazy przy  $\Delta p = 10$  dB

Jędrzej Brożyna

## WZMACNIACZE LINIOWE SYSTEMU TN-960

### 1. WPROWADZENIE

Realizowane wzmacniacze grupowe traktu liniowego można podzielić ze względu na żądany przebieg charakterystyk częstotliwościowych wzmocnienia na trzy grupy:

1. Wzmacniacze o charakterystyce nachylonej, z temperaturową regulacją wzmocnienia,

2. Wzmacniacze o charakterystyce nachylonej, z automatyczną regulacją wzmocnienia prądem pilota.

3. Wzmacniacze o charakterystyce płaskiej, z ręczną regulacją wzmocnienia.

Wzmacniacze o charakterystyce nachylonej (1) i (2) mają kompensować straty sygnału w torze kablowym (dany wzmacniacz zamykający określony odcinek wzmacniakowy powinien kompensować tłumienie tego odcinka). Muszą one również zapewniać możliwość kompensacji określonych, dopuszczalnych odchyłeń długości odcinków wzmacniakowych oraz zmian charakterystyk tłumieniowych wywołanych zmianami temperatury kabla.

W torach współosiowych, w wykorzystywanym pasmie częstotliwości, tłumienność kabla można uważać za proporcjonalną do pierwiastka z częstotliwości, a zmiany tłumienności, spowodowane zmianami temperatury, za równo-



ważne zmianom długości odcinka kabla. Pozwala to na równoczesną kompensację odchyłek tłumienności toru, spowodowanych zmianami temperatury kabla, jak również małymi różnicami długości odcinków wzmacniakowych.

Żądaną rodzinę charakterystyk częstotliwościowych wzmocnienia można ogólnie zapisać w postaci:

$$\ln k_{sk}(\omega) = (A_{nm,g} + \Delta A_g) \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (1)$$

gdzie przez  $A_{nm,g}$  oraz  $\Delta A_g$  oznaczono odpowiednio tłumienność nominalną odcinka wzmacniakowego oraz zmienną wielkość odchylenia tłumienności toru, kompensowaną przez dany wzmacniacz na górnej częstotliwości granicznej pasma użytkowego. Wielkość  $\Delta A_g$  jest funkcją temperatury w przypadku automatycznej regulacji temperaturowej lub poziomu prądu pilota na wyjściu wzmacniacza nadawczego w przypadku automatycznej regulacji wzmocnienia sterowanej prądem pilota.

Wzmacniacze o charakterystyce płaskiej (3) mają kompensować straty sygnału wnoszone przez dodatkowe układy korekcyjne.

Wszystkie te wzmacniacze muszą ponadto spełniać szereg warunków wspólnych, charakterystycznych dla wzmacniaczy grupowych i odnoszących się do ich "parametrów zewnętrznych".

W pasmie użytecznym wzmacniacza wymaga się:

1) dużej stałości oraz dokładności odtworzenia żądanej rodziny charakterystyk częstotliwościowych wzmocnienia;

2) dopasowania impedancji wejściowej i wyjściowej wzmacniacza odpowiednio do nominalnej rezystancji źródła i obciążenia wzmacniacza;

3) zapewnienia odpowiednio małej wartości współczynnika szumu wzmacniacza;

4) zapewnienia odpowiednio dużej tłumienności zniekształceń nieliniarnych, przy określonym nominalnym poziomie mocy sygnału wyjściowego, oraz stosunkowo dużej mocy użytecznej wzmacniacza.

Wymagania te muszą być spełnione w szerokim pasmie częstotliwości, w długim okresie czasu, w określonym przedziale zmian napięcia zasilania i temperatury. Wymagania te musi spełniać wzmacniacz wykonywany seryjnie, należy się więc liczyć z rozrzutem parametrów użytych elementów - szczególnie półprzewodników.

Wyżej podane wymagania zupełnie jednoznacznie wskazują na konieczność wykonywania wzmacniaczy grupowych w układzie z silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym, pozwalającym na znaczne zmniejszenie czułości wzmocnienia oraz impedancji wejściowej i wyjściowej na zmiany parametrów elementów czynnych, jak również na zwiększenie tłumienności zniekształceń nieliniarnych. Przy tym ostatnie dwa warunki (3) i (4) wskazują dodatkowo na rozwiązanie obwodów wejściowego i wyjściowego, i tak

1) aby uzyskać minimalny współczynnik szumów wzmacniacza, dąży się do uzyskania maksymalnej sprawności układu wejściowego (obwód: źródło-tranzystor pierwszego

stopnia) - przy odpowiednio dobranej impedancji źródła widzianej od strony pierwszego stopnia i odpowiednim prądzie polaryzacji emitera;

2) aby uzyskać maksymalną moc użyteczną wzmacniacza oraz minimalne zniekształcenia nielinearne przy określonej mocy admisyjnej, ewentualnie przy określonej mocy zasilania, dąży się do uzyskania maksymalnej sprawności układu wyjściowego (obwód: stopień wyjściowy - obciążenie wzmacniacza) - przy odpowiednio dobranej impedancji obciążenia stopnia wyjściowego.

Wskazuje to na konieczność stosowania układów transformatorowych i sprzężeń mieszanych po stronie wejściowej i wyjściowej wzmacniacza.

## 2. OGÓLNY OPIS PRZYJĘTEGO UKŁADU

Przy wyborze ogólnego układu wzmacniacza zdecydowano się na układ jednopętlowy (układ, w którym wszystkie elementy czynne są objęte wspólną pętlą sprzężenia zwrotnego - rys. 1<sup>x</sup>). Układ ten budził zastrzeżenia ze względu na trudności wykonania odpowiedniego korektora nachyleniowego wchodzącego w pętlę sprzężenia zwrotnego, pozwalającego na uzyskanie żądanej regulacji wzmocnienia w pasmie użytecznym oraz na odpowiednie wykorygowanie jego wpływu poza tym pasmem. Trudności te można było złagodzić decydując się na rozwiązanie dwupętlowe, w którym korektor nachyleniowy nie wchodziłby w pętlę sprzężenia zwrotnego.

---

<sup>x</sup>) Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.



Za przyjętym rozwiązaniem przemawiała głównie prostota układu, to znaczy względy ekonomiczne, wielkość zespołu oraz pobór prądu zasilania. Ponadto wiadomo było, że przyjęty układ z powodzeniem zastosowano w kilku rozwiązaniach firm krajów zachodnich.

W przypadku wyidealizowanym, przy założeniu, że wpływ parametrów pasożytniczych transformatorów jest pomijalny w pasmie użytecznym wzmacniacza oraz przy założeniu dostatecznie dużej wielkości modułu transmitancji pętli sprzężenia zwrotnego, w układzie pokazanym na rys. 1:

1. Ze względu na zastosowanie sprzężeń mieszanych rezystancje wejściowa i wyjściowa praktycznie nie zależą od parametrów członów wzmacniającego i sprzęgającego oraz od stanu obciążenia przeciwnej pary końcówek. Rezystancje te są określone całkowicie przez odpowiednie przekładnie transformatorów oraz wielkości rezystancji, na których uzyskuje się odpowiednio sprzężenie szeregowo ( $R_r$ ) i prądowe ( $\bar{R}_r$ ); można więc założyć, że są one odpowiednio równe rezystancjom nominalnym źródła ( $R_a$ ) i obciążenia wzmacniacza  $\bar{R}_a$  (oczywiście  $\bar{R}_a = R_a$ ). Prowadzi to do zależności wyrażających odpowiednio warunki na dopasowanie wzmacniacza po stronie wejściowej

$$R_r = R_a p_{31} (p_{21} + p_{31}) \quad (2)$$

i wyjściowej

$$\bar{R}_r = R_a \bar{p}_{31} (\bar{p}_{21} + \bar{p}_{31}) \quad (3)$$

gdzie przez  $p_{ij}$  oznaczono stosunek liczby zwojów uzwoje-

nia i do liczby zwojów uzwojenia  $j$  transformatora wejściowego. Belkami oznaczono analogiczne elementy układu wyjściowego.

2. Przy określonych przekładniach transformatorów oraz przy założeniu dopasowania wzmacniacza odpowiednio po stronie wejściowej i wyjściowej, zależności (2) i (3), wzmocnienie skuteczne wzmacniacza (bez korektora wstępnego) jest jednoznacznie określone parametrami członu sprzęgającego

$$k_{ks} = \frac{1}{2Y_{21T} R_a P_{31} \bar{P}_{31}} \quad (4)$$

gdzie wielkość  $Y_{21T}$  jest admitancją charakteryzującą czwórnik członu sprzęgającego, określa się ją jako stosunek prądu w obciążeniu czwornika do siły elektromotorycznej źródła, gdy rezystancje źródła i obciążenia są odpowiednio równe  $R_a \bar{P}_{21} \bar{P}_{31}$  i  $R_a P_{21} P_{31}$ . Wykonanie członu sprzęgającego w postaci odpowiedniego korektora regulowanego zapewnia możliwość otrzymania żądanej rodziny charakterystyk częstotliwościowych wzmocnienia. Przy powyższych założeniach charakterystyki te są określane przez układ elementów biernych, co zapewnia im dużą stałość.

3. O sprawności obwodów wejściowego i wyjściowego decydują przede wszystkim wielkości przekładni transformatorów  $p_{23}$  i  $\bar{P}_{23}$ . Wielkości tych przekładni są ograniczone wielkością żądanego minimalnego wzmocnienia wzmacniacza, a w przypadku wzmacniacza o charakterystyce na-

chylonej również możliwością wykonania odpowiedniego korektora nachyleniowego.

Można zauważyć, z zależności (4), że minimalne wzmocnienie uzyskiwane w rozpatrywanym układzie (moduły parametrów admitancyjnych czwórnika sprzęgającego są nieskończenie wielkie) wyraża się zależnością:

$$k_{ks \min} = \frac{1}{2} \frac{\bar{P}_{21}}{P_{31}} + \frac{P_{21}}{P_{31}} \quad (5)$$

a w przypadku identycznych przekładni transformatorów wejściowego i wyjściowego  $k_{ks \min} = P_{23}$ .

Jak widać z powyższego rozumowania, ze względu na uzyskanie minimalnych strat w obwodach wejściowym i wyjściowym, należy stosować maksymalne przekładnie transformatorów  $P_{23}$  i  $\bar{P}_{23}$ , dopuszczalne zmagi na możliwość wykonania korektora nachyleniowego o odpowiednich charakterystykach częstotliwościowych (nominalnej i regulacji), oczywiście przy odpowiednio dobranych - ze względu na użyte elementy czynne (półprzewodniki) - rezystancjach zamknięcia członu wzmacniającego, obliczonych odpowiednio z warunku na minimum współczynnika szumu oraz maksymalną moc użyteczną i maksymalne tłumienie niekształceń nieliniarnych.

Przy niezbyt małych żądanych wzmocnieniach wzmacniacza, gdy czwórnik sprzęgający praktycznie nie obciąża obwodów wejściowego i wyjściowego, określenie optymalnych rezystancji zamknięcia członu wzmacniającego pozwala bezpośrednio określić optymalne "przekładnie główne" transformatorów  $P_{21} + P_{31}$  i  $\bar{P}_{21} + \bar{P}_{31}$  z zależności:



$$R_{opt} = R_a (p_{21} + p_{31})^2 + R_r \quad (6)$$

Analogiczna zależność obowiązuje dla obwodu wyjściowego.

Konieczność uzyskania określonych częstotliwościowych charakterystyk regulacji wzmacnienia, przy jednoczesnym zapewnieniu stosunkowo dużych sprawności obwodów wejściowego i wyjściowego znacznie ogranicza minimalne, możliwe do uzyskania w układzie jednopętlowym wzmacnienie wzmacniacza.

Do uzyskania żądanej charakterystyki nominalnej wzmacnienia w zakresie dolnych częstotliwości pasma użytecznego konieczne jest wprowadzenie dodatkowego korektora wstępnego przed transformatorem wejściowym wzmacniacza (rys. 1).

Jak powiedziano powyżej, wszystkie te wskazania odnoszą się do przypadku wyidealizowanego, określonego dwoma założeniami upraszczającymi, a mianowicie:

1) wielkość modułu transmitancji pętli sprzężenia zwrotnego jest dostateczna, to znaczy taka, przy której wzmacnienie wzmacniacza i wielkości impedancji wejściowej i wyjściowej wzmacniacza praktycznie nie zależą od parametrów członu wzmacniającego oraz

2) wpływ parametrów pasożytniczych transformatorów jest pomijalny w pasmie użytecznym wzmacniacza.

### 3. GŁÓWNE PROBLEMY REALIZACJI

Problemem warunkującym realizację wzmacniaczy grupowych w przyjętym układzie jest rozwiązanie obwodów wejściowych i wyjściowych, umożliwiających praktyczne spełnienie podanych wyżej założeń.

Przy obecnie dostępnych materiałach magnetycznych nie można pominąć wpływu parametrów pasożytniczych transformatorów na zniekształcenia liniowe oraz współczynniki niedopasowania wzmacniacza w systemie 4 MHz, szczególnie w przypadku konieczności ograniczenia wpływu obwodu wejściowego i wyjściowego na transmitancję pętli sprzężenia zwrotnego poza pasmem użytecznym. Problem ten rozwiązano przez odpowiednie nawinięcie transformatorów, mianowicie przez zbliżenie uzwojeń wewnętrznych (uzwojenia oznaczone numerami 2 i 3 na rys. 1) i przez odpowiedni ich układ, dzięki czemu uzyskano znaczne zmniejszenie indukcyjności rozproszenia między tymi uzwojeniami kosztem indukcyjności rozproszenia związanej z uzwojeniem zewnętrznym (uzwojenia oznaczone numerem 1). Pozwoliło to na znaczne złagodzenie wpływu transformatorów na transmitancję pętli sprzężenia zwrotnego poza pasmem użytecznym.

Zwiększoną indukcyjność rozproszenia związaną z uzwojeniem zewnętrznym skompensowano, dopełniając elementy układu zastępczego transformatora do ogniwa filtru dolnoprzepustowego typu Czebyszewa. Ogniwo to wymaga dołączenia stosunkowo dużych pojemności w gałęziach poprzecz-

nych, powodujących dalszą, skuteczną separację transformatorów poza pasmem użytecznym. W tak rozwiązanych obwodach wejściowych i wyjściowych uzyskuje się dostatecznie mały wpływ transformatorów na transmitancję pętli sprzężenia zwrotnego aż do częstotliwości rezonansów własnych warstw uzwojeń wewnętrznych. Położenie tych rezonansów decyduje więc o szerokości pasma, w którym można korygować transmitancję pętli sprzężenia zwrotnego, a więc i o możliwości uzyskania dostatecznie dużych wartości stosunku zwrotnego głównej pętli sprzężenia, koniecznych dla uzyskania:

- dostatecznie małych czułości wzmocnienia oraz współczynników niedopasowania na zmiany elementów czynnych wzmacniacza, jak również
- żądanej wielkości (dodatkowej) tłumienności zniekształceń nielinearnych.

I tak dla uzyskania około 30 dB stosunku zwrotnego w pasmie użytecznym wzmacniacza zachodzi konieczność kształtowania charakterystyk transmitancji pętli sprzężenia zwrotnego w pasmie częstotliwości do około 100 MHz.

Rezonanse własne warstw uzwojeń wewnętrznych transformatorów wejściowego i wyjściowego muszą być położone powyżej tego pasma; ogranicza to wielkości przekładni głównych transformatorów  $p_{21} + p_{31}$  oraz  $\bar{p}_{21} + \bar{p}_{31}$ .

W omawianym rozwiązaniu wielkości tych przekładni przyjęto maksymalnie dopuszczalne ze względu na położenie rezonansów własnych warstw uzwojeń, mniejsze niż wyliczone z zależności (6). Wykonując transformatory na



rdzeniach kubkowych z materiału F-3001 o wymiarach 18/11 mm, uzyskano wielkości obu przekładni głównych równe

$$P_{21} + P_{31} = 37/18$$

Wpływ obwodów wejściowych i wyjściowych na zniekształcenia liniowe oraz współczynniki niedopasowania na górnych częstotliwościach pasma użytecznego odpowiada głównie założonym parametrom ogniwa filtru. W tym zakresie częstotliwości pasma użytecznego założono maksymalną wielkość współczynnika niedopasowania wzmacniacza po stronie wejściowej i wyjściowej równą 5%, w przypadku bezstratnego ogniwa filtru odpowiadałoby to 0,001 Np zniekształceń liniowych na każdy z obu obwodów.

W praktyce należało się jednak liczyć z dodatkowymi zniekształceniami wprowadzanymi przez pomijane w uproszczonej analizie elementy schematu zastępczego transformatora, a szczególnie przez wzrost rezystancji zewnętrznych uzwojeń transformatorów w zakresie górnych częstotliwości pasma użytecznego. W zakresie dolnych częstotliwości pasma użytecznego założono maksymalną wielkość współczynnika niedopasowania wzmacniacza po stronie wejściowej i wyjściowej równą 10%; wielkość ta określa minimalną liczbę zwojów uzwojeń zewnętrznych.

Dla spełnienia tego warunku w przypadku rdzeni o najmniejszej dopuszczalnej przez producenta stałej przyjęto 18-zwojowe uzwojenia zewnętrzne.

Drugim istotnym problemem realizacji omawianych wzmacniaczy jest rozwiązanie członu sprzęgającego, pozwalają-

cego na uzyskanie żądanej rodziny charakterystyk częstotliwościowych wzmocnienia. W przypadku wzmacniaczy o charakterystyce nachylonej sprowadza się to do konieczności syntezy stosunkowo rozbudowanego korektora, regulowanego zmienną rezystancją termistora, (założono parametry termistora: rezystancja środkowa  $100\Omega$ , współczynnik zmian temperaturowych  $-4\%/^{\circ}\text{C}$ ). Korektor nachyleniowy zrealizowano w układzie podanym na rys. 2. Układ ten, przy pewnych założeniach ograniczających, umożliwia niezależne kształtowanie nominalnej charakterystyki wzmocnienia oraz charakterystyki regulacji. Syntezę tego korektora przeprowadzono w dwóch etapach.

### I etap

Zakładając przekładnie transformatorów  $p_{23}$  i  $\bar{p}_{23}$  dobierano za pomocą maszyny cyfrowej charakterystyki częstotliwościowe wzmocnienia, spełniające następujące warunki:

- szukana charakterystyka nominalna musi być styczna do charakterystyki zadanej w pobliżu górnego krańca pasma użytecznego wzmacniacza i przebiegać powyżej charakterystyki zadanej,
- w całym pasmie użytecznym uzyskiwany zakres regulacji musi być większy od wymaganego.

W ten sposób uzyskano rodzinę charakterystyk częstotliwościowych wzmocnienia, w której parametrem jest wielkość  $p_{31}\bar{p}_{31}R_a$ . Na dolnych częstotliwościach pasma użytecznego wzmocnienie jest większe od wymaganego i tę róż-

nicę wzmocnienia trzeba skompensować korektorem wstępnym. Ostatecznie wybrana charakterystyka jest kompromisem między wartością tłumienności korektora wstępnego i związanym z tym wzrostem współczynnika szumu wzmacniacza przy dolnych częstotliwościach pasma użytecznego a sprawnością obwodów wejściowego i wyjściowego wzmacniacza. Wybrano charakterystykę odpowiadającą przekładniom  $P_{31}$  i  $\bar{P}_{31}$  równym sobie, o wielkości  $P_{31} = 9/18$ . Odpowiada to sprawnościom obwodów wejściowego i wyjściowego prawie 80% ( $p_{23} = 28/9$ ) oraz tłumienności korektora wstępnego na dolnym krańcu pasma użytecznego 1,3 Np.

Przy zastosowaniu tranzystorów BFY88 lub 2N2369 w pierwszym stopniu oraz tranzystora BFX55 w końcowym stopniu, wyżej przyjęte przekładnie są zadowalające zarówno ze względu na wielkość współczynnika szumu, jak i mocy użytecznej wzmacniacza. Uzyskane charakterystyki częstotliwościowe wzmocnienia wzmacniacza pokazane na rys. 3 oznaczono numerami:

- 1) uzyskana charakterystyka nominalna wzmocnienia wzmacniacza bez korektora wstępnego,
- 2) żądana charakterystyka nominalna wzmocnienia wzmacniacza, uzyskiwana po dołączeniu korektora wstępnego,
- 3) uzyskiwana charakterystyka regulacji wzmocnienia w zakresie zmian temperatury  $\pm 15^{\circ}\text{C}$ .

## II etap

Ostateczną korekcję charakterystyki częstotliwościowej regulacji wzmocnienia wzmacniacza uzyskano wprowa-



dzając dodatkowy korektor typu T-zbocznikowane pomiędzy określony wyżej korektor podstawowy a regulowaną rezy-stancję termistora, patrz rys. 2.

Na rysunku 3, krzywa 4, pokazana jest żądana charak-terystyka regulacji wzmocnienia (wzmacniacza z automa-tyczną regulacją temperaturową) w zakresie zmian tem-peratury  $\pm 15^{\circ}\text{C}$ , uzyskana po dołączeniu korektora do-datkowego typu T-zbocznikowane.

Zniekształcenia liniowe korektora w granicach regula-cji do  $\pm 0,52$  Np (na górnym krańcu pasma użytecznego - częstotliwość 4,028 MHz) są dostatecznie małe; umożli-wia to stosowanie tego korektora również w przypadku wzmacniacza z automatyczną regulacją wzmocnienia prądem pilota. Elementem regulacyjnym jest tu termistor pola-ryzowany prądem grzejnika. W wykonanych wzmacniaczach założone charakterystyki częstotliwościowe wzmocnienia części wzmacniacza objętej pętlą sprzężenia zwrotnego zrealizowano z dokładnością 0,01 Np.

Transmitancję pętli sprzężenia zwrotnego w pasmie u-żytecznym wzmacniacza można określić następującą zależ-nością uproszczoną:

$$T(\omega) = - \frac{2k_1}{k_{ks}} \cdot \frac{1}{\frac{Z_b}{R_a(p_{21} + p_{31})^2 + 1}} \quad (7)$$

gdzie przez  $k_1$  oraz  $Z_b$  oznaczono odpowiednio wzmocnie-nie prądowe oraz impedancję wejściową członu wzmacnia-jącego. Przyjęto ponadto, że odpowiednie przekładnie

transformatorów wejściowego i wyjściowego są równe.

Powyższej zależności można użyć do określenia rozwiązania członu wzmacniającego. I tak, wymagane wzmocnienie maksymalne części wzmacniacza objętej pętlą sprzężenia zwrotnego, przy założonej wielkości modułu transmitancji pętli sprzężenia zwrotnego, pozwala na bezpośrednie określenie wymaganego minimalnego wzmocnienia członu wzmacniającego.

W przypadku wzmacniaczy liniowych wzmocnienie to w zakresie górnych częstotliwości pasma użytecznego jest na tyle duże, że wymaga zastosowania co najmniej trzech stopni w układzie W.E. Należy zaznaczyć, że układ trójstopniowy jest tu najbardziej korzystny, tak ze względu na wielkość nachylenia asymptoty modułu transmitancji pętli sprzężenia zwrotnego na dużych częstotliwościach, jak również ze względu na możliwość objęcia wzmacniacza pętlą sprzężenia zwrotnego bez konieczności stosowania sprzężeń lokalnych, ponieważ jest to układ o minimalnej oraz nieparzystej ilości stopni. Wielkości prądów polaryzacji poszczególnych stopni są tu określone z warunków na moc graniczną oraz dopuszczalny współczynnik szumu wzmacniacza.

Typy zastosowanych tranzystorów oraz prądy polaryzacji emiterów poszczególnych stopni podano w poniższym zestawieniu (napięcie zasilania 20 V):

Nr st.	Typ tranzystora	Prąd emitera
1	BFY88 2N2369	2 mA
2	BFY88 2N2369	10 mA
3	BFX55	41 mA
Całkowity pobór prądu przez człon wzmacniający		61 mA

W zakresie dolnych częstotliwości pasma użytecznego wymagane wzmocnienie wzmacniacza liniowego jest stosunkowo małe. Uzyskiwana z zależności (7) częstotliwościowa charakterystyka modułu transmitancji pętli sprzężenia zwrotnego już w pasmie użytecznym wzmacniacza jest silnie nachylona. Nachylenie to jest dodatkowo zwiększane przez spadek wzmocnienia członu wzmacniającego w zakresie górnych częstotliwości pasma użytecznego. W celu umożliwienia stabilizacji wzmacniacza zachodzi konieczność wyrównania charakterystyki częstotliwościowej modułu transmitancji pętli sprzężenia zwrotnego w pasmie użytecznym. Jest to związane z koniecznością znacznego zmniejszenia wzmocnienia członu wzmacniającego w zakresie dolnych częstotliwości pasma użytecznego, oczywiście bez wyraźnego zwiększenia współczynnika szumu i zniekształceń nieliniarnych, przy stałym nominalnym poziomie wyjściowym wzmacniacza.

Dopuszczalne ze względu na szумы wielkości prądów polaryzacji pierwszego i drugiego stopnia znacznie ograniczają możliwość bezpośredniego wytłumienia sygna-



łu sieciami korekcyjnymi wtrąconymi pomiędzy pierwszy i drugi oraz drugi i trzeci stopień członu wzmacniającego. Należy dążyć do uzyskania układu umożliwiającego równomierne zmniejszanie wzmocnienia prądowego wszystkich stopni, tak aby zmniejszenie wzmocnienia poszczególnych stopni w pasmie użytecznym nie wiązało się ze stratą prądu sygnału kolektorów tych stopni. Biorąc dodatkowo pod uwagę że korzystne jest zmniejszenie modułu impedancji wejściowych stopni ze względu na możliwość wykonania transformatora wejściowego, jak również wpływ pojemności pasożytniczych, dochodzi się do konieczności stosowania lokalnych sprzężeń zwrotnych typu kolektor-baza we wszystkich stopniach. Takie rozwiązanie wymaga zastosowania elementów separujących poszczególne stopnie. Ze względu na małe wielkości modułów impedancji wejściowych stopni ze sprzężeniem kolektor-baza, stopnie takie można łączyć dużymi (w stosunku do wielkości modułów ich impedancji wejściowych) rezystancjami bez obawy przesterowywania stopni. Rezystancje te stanowią wówczas rzeczywiste, stałe w pasmie użytecznym zamknięcia stopni. Umieszczanie korektorów w gałęziach sprzężeń lokalnych pozwala na odpowiednie ukształtowanie wzmocnienia członu wzmacniającego, a więc i charakterystyki częstotliwościowej modułu transmitancji pętli sprzężenia zwrotnego. Ostateczny układ członu wzmacniającego wzmacniacza o charakterystyce nachylonej pokazano w sposób uproszczony na rys. 4. Korektor w gałęzi sprzężenia zwrotnego kolektor-baza pierwszego stopnia umożliwia odpowiednie "wyrównanie" charakterystyki

częstotliwościowej modułu stosunku zwrotnego głównej pętli sprzężenia w pasmie użytecznym wzmacniacza. Korektory międzystopniowe umożliwiają kształtowanie transmittancji pętli sprzężenia zwrotnego poza pasmem użytecznym wzmacniacza.

Transformator wyjściowy wykonano w postaci rozgałęźnika w celu odprowadzenia części sygnału wyjściowego do gniazda pomiarowego i odbiornika pilota.

Ze względu na bardzo zbliżone wymagania stawiane poszczególnym typom realizowanych wzmacniaczy człony wzmacniające wszystkich tych wzmacniaczy wykonano prawie identycznie. We wszystkich wzmacniaczach z nachyloną charakterystyką wzmocnienia zastosowano te same korektory nachyleniowe i wstępne. We wzmacniaczach o płaskiej charakterystyce wzmocnienia czwórnik sprzęgający wykonano w postaci prostego tłumika typu  $\Pi$  ze zmienną rezystancją w gałęzi poziomej.

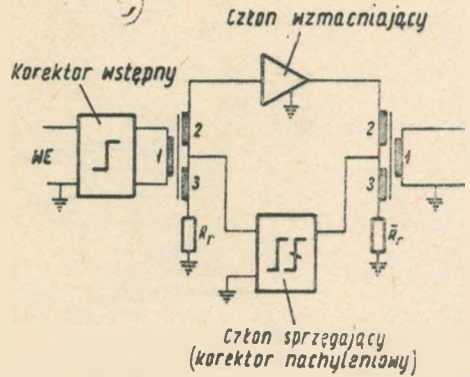
Uzyskane wyniki w zakresie szumu oraz zniekształceń nielinearnych przedstawiono na rys. 5. i 6.

Rysunek 5 przedstawia charakterystyki częstotliwościowe szumu wzmacniacza (wzmacniacz z regulacją temperaturową - minimalne wzmocnienie) w pasmie użytecznym, charakterystyki oznaczono numerami:

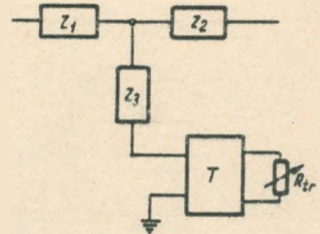
- 1 - psfometryczny poziom mocy szumu w kanale mierzony na wyjściu wzmacniacza,
- 2 - psfometryczny poziom mocy szumu w kanale odniesiony do wejścia wzmacniacza,

3 - psfometryczny poziom mocy szumu rezystancji źródła w kanale (poziom odniesienia).

Rysunek 6 przedstawia uzyskiwane tłumienności harmonicznych drugiej (1) i trzeciej (2) wzmacniacza (wzmacniacz z regulacją temperaturową - maksymalne wzmocnienie) w funkcji poziomu wyjściowego, pomiar przeprowadzono przy częstotliwości podstawowej 700 kHz.



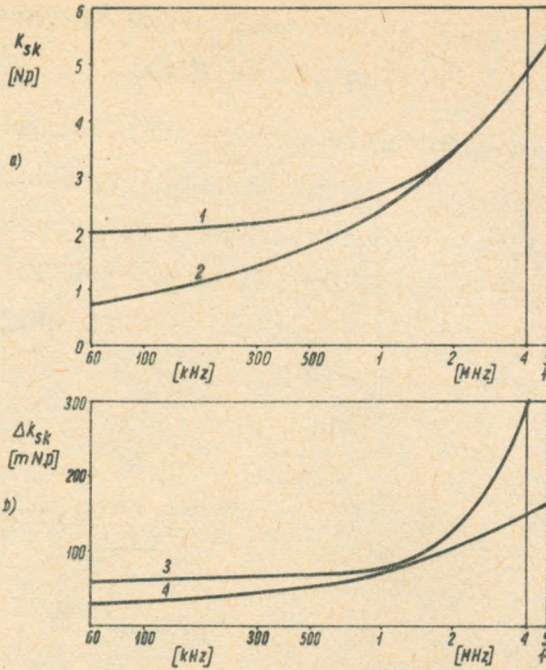
Rys. 1. Blokowy układ wzmacniacza /wzmacniacz o nachylonej charakterystyce wzmocnienia/



Rys. 2. Blokowy układ korektora nachyleniowego

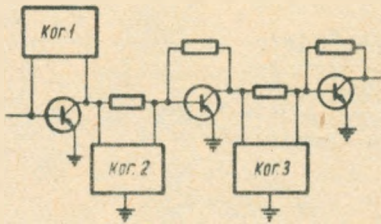
$Z_1, Z_2, Z_3$  - elementy korektora podstawowego,  $T$  - korektor dodatkowy typu T-zbocznikowane, umożliwiający ostateczną korekcję charakterystyki regulacji wzmocnienia wzmacniacza,  $R_{tr}$  - termistor





Rys. 3. Charakterystyki częstotliwościowe: a/ wzmocnienia wzmacniacza, b/ regulacji wzmocnienia

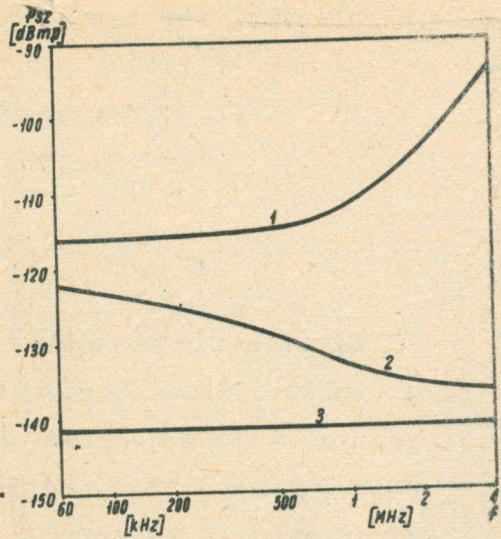
1 - uzyskana charakterystyka środkowa wzmocnienia wzmacniacza bez korektora wstępnego, 2 - żądana charakterystyka środkowa /nominalna/ wzmocnienia wzmacniacza, uzyskiwana po dołączeniu korektora wstępnego, 3 - uzyskiwana charakterystyka regulacji wzmocnienia w zakresie zmian temperatury -  $15^{\circ}\text{C}$ , 4 - żądana charakterystyka regulacji wzmocnienia /wzmacniacza z regulacją temperaturową wzmocnienia/ w zakresie zmian temperatury -  $15^{\circ}\text{C}$ , uzyskiwana po dołączeniu korektora dodatkowego typu T-zbochnikowane



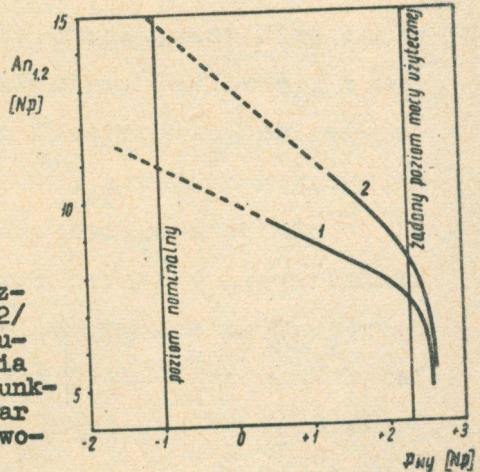
Rys. 4. Uproszczony układ członu wzmacniającego wzmacniacza o charakterystyce nachylonej. Korektory kształtują charakterystyki transmitancji pętli sprzężenia zwrotnego w pasmie użytecznym /kor. 1/ i poza tym pasmem /kor. 2 i 3/

Rys. 5. Charakterystyki częstotliwościowe szumu wzmacniacza /wzmacniacz z regulacją temperaturą wzmocnienia - minimalne wzmocnienie/ w pasmie użytecznym

1 - psfometryczny poziom mocy szumu w kanale mierzony na wyjściu wzmacniacza, 2 - psfometryczny poziom mocy szumu w kanale odniesiony do wejścia wzmacniacza, 3 - psfometryczny poziom mocy szumu rezystancji źródła w kanale /poziom odniesienia/



Rys. 6. Tłumienności harmonicznych drugiej /1/ i trzeciej /2/ wzmacniacza /wzmacniacz z regulacją temperaturą wzmocnienia - maksymalne wzmocnienie/ w funkcji poziomu wyjściowego, pomiar przeprowadzono przy częstotliwości 700 kHz





Włodzimierz Barjasz

## URZĄDZENIA TRANSFERU BEZPOŚREDNIEGO GRUP WTÓRNYCH W SYSTEMIE TN-960

### 1. WSTĘP

Zagadnienia bezpośredniego wydzielania grup wtórnych z traktu liniowego systemów wysokokrotnych należą do podstawowych zagadnień, które w poważnym stopniu decydują o eksploatacyjnej przydatności systemu. W czasie opracowywania założeń na system TN-960 konieczność zapewnienia łatwej i elastycznej możliwości wydzielania bezpośrednio z traktu liniowego grup wtórnych (a nawet ewentualnie i pierwotnych) była traktowana jako jedno z głównych wymagań techniczno-eksploatacyjnych. Postawiona była teza, aby w systemie TN-960 łatwość wydzielania w dowolnej obsługiwanej stacji wzmacniakowej grupy 60- lub 12-kanalowej była tego samego rzędu co w symetrycznym systemie TN-60.

Drugim podstawowym wymaganiem stawianym urządzeniom transferowym było zachowanie jak największej prostoty rozwiązań schematowych, przy czym jako stan idealny należałoby przyjąć wyłącznie jeden schemat blokowy z odpowiednio wymienialnymi blokami.

Z uwagi na fakt, że w polskiej sieci teletransmisyjnej pracują, bądź będą pracowały, również i inne systemy wysokokrotne, jak np. K 1920, linie radiowe, TN-300,



TN<sub>60</sub> i że wszystkie te systemy na przełącznicach grup wtórnych, a w większości przypadków i na przełącznicach liniowych mają poziomy znormalizowane  $-4,1$  Npr i  $-2,6$  Npr z płaskim przebiegiem poziomu w funkcji częstotliwości, przyjęto więc takie same poziomy dla urządzeń transferowych. Jednakże w trakcie liniowym systemu TN-960 poziomy takie występują jedynie na przełącznicach liniowych na końcowych stacjach wzmacniakowych. W takim przypadku urządzenia transferu bezpośredniego będą mogły być włączane pomiędzy dwa stojaki wzmacniaków końcowych.

W zasadzie do chwili obecnej w kraju nie ma własnych doświadczeń w zakresie organizacji transferów grup, ponieważ do tej pory w polskiej sieci nie były stosowane systemy wysokokrotne. Na podstawie doświadczeń innych krajów wiadomo jednak, że na stacjach końcowych stosuje się w głównej mierze transfer pośredni, tzn. grup pierwotnych, wtórnych i trójnych po zdemodulowaniu do pasma podstawowego. Wychodząc z założenia, że stacje końcowe z reguły znajdują się w dużych miastach, węzłowych dla ruchu telefonicznego, transfer bezpośredni pozwala na bardziej elastyczną gospodarkę i swobodne przełączanie grup kanałów. Z drugiej strony transfer pośredni wymaga zastosowania obustronnie (w obu współpracujących systemach lub liniach) końcowych urządzeń przemiany, co znacznie zwiększa koszty i wprowadza dodatkowe szumy. Tak więc transfer pośredni, aczkolwiek jest wygodny na dużych stacjach węzłowych, nie może być stosowany w przypadku tworzenia długich bezpośrednich prześlei grupowych pomiędzy odległymi miastami, zwłaszcza

gdy grupa przesyłana jest kilkoma traktami (lub różnymi systemami). Dla takich właśnie przypadków przewiduje się stosowanie urządzeń transferu bezpośredniego na stacjach końcowych.

W obsługiwanych stacjach przelotowych systemu TN-960 nie ma punktów o poziomach  $-4,1$  Npr i  $-2,6$  Npr i z tego względu na stacjach przelotowych urządzenia transferu bezpośredniego są włączane w punkcie o poziomie  $-1,0$  Npr poprzez uzupełniające wyposażenie stacji przelotowej (UWSP). Dla uzyskania możliwości dołączenia urządzeń transferowych do normalnego schematu stacji przelotowej wprowadza się wówczas dodatkowo układ rozgałęźników, jeden typowy wzmacniacz nadawczy (o płaskiej charakterystyce wzmocnienia), układy pre- i deemfazy oraz filtr obejściowy prądu pilotowego 60 kHz. Schemat blokowy włączenia urządzeń transferu bezpośredniego na przelotowej stacji wzmacniakowej pokazany jest na rys. 1<sup>x)</sup>.

W zasadzie w taki sam sposób można by realizować transfer bezpośredni również i na stacjach nieobsługiwanych. Wymagałoby to jedynie niewielkich zabiegów konstrukcyjnych w skrzyni mieszczącej wzmacniaki stacji nieobsługiwanej. Jednakże w pierwszej fazie opracowywania urządzeń systemu TN-960 przyjęto założenie, że w miejscowościach, w których będzie istniała potrzeba wydzielenia 60- lub więcej kanałów telefonicznych, z reguły będzie zlokalizowana obsługiwana stacja wzmacniakowa, a tym samym wy-

---

<sup>x)</sup> Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

dawało się niecelowe komplikowanie konstrukcji stacji nieobsługiwanej.

## 2. ZASADY WYDZIELANIA GRUP WTÓRNYCH Z PASMA LINIOWEGO SYSTEMU TN-960

Wariant zagospodarowania pasma liniowego systemu TN-960 z grupami wtórnymi, pokazany na rys. 2, zawiera 16 grup. Odstępy pomiędzy poszczególnymi grupami wtórnymi wynoszą 8 kHz, a jedynie pomiędzy grupami 1 i 2 - 12 kHz. Dla pierwszych dwóch grup, tzn. do około 0,6 MHz, względna szerokość odstępu między grupami jest dostatecznie duża i pozwala na realizację filtrów transferowych z zachowaniem dostatecznie dużych tłumienności, nawet dla najbardziej skrajnych kanałów rozdzielanych grup (tzn. wydzielanie może się odbywać bez straty skrajnych kanałów w sąsiadujących grupach). W pasmie powyżej 1 MHz zbyt mała szerokość względna odstępu pomiędzy grupami stwarza zbyt trudne wymagania na filtry transferowe i uniemożliwia wydzielanie bez strat kanałów w sąsiedztwie częstotliwości granicznej.

W czasie projektowania urządzeń transferowych dla systemu TN-960 założono, że powinna istnieć możliwość wydzielenia jednej grupy wtórnej (nr 2), dwóch grup (nr 1 i 2) oraz pięciu grup (od nr 1 do nr 5). Ta ostatnia możliwość, niezbędna do bezpośredniej współpracy traktu liniowego systemu TN-960 z ewentualną odgałęziającą linią systemu TN-300, względnie do zakończenia 300 łączy w sporym mieście, leżącym na trasie linii TN-960, wymaga straty grupy nr 6.



W przypadku potrzeby wydzielenia tylko jednej grupy wtórnej przewidziano wydzielenie grupy nr 2, która znajduje się w pasmie liniowym w położeniu podstawowym i w związku z tym nie wymaga demodulacji z pasma liniowego. Ta okoliczność pozwala na wielokrotne wydzielenie i ponowne wprowadzanie do traktu liniowego tej samej grupy oraz używania jej jako grupy omnibusowej do połączeń pomiędzy szeregiem miejscowości leżących na trasie linii TN-960.

Jeśli istnieje potrzeba wydzielenia 120 kanałów, wówczas odgałęzia się grupy wtórne nr 1 i 2. Kable małowymiarowe dla systemu TN-960 będą miały co najmniej 4 pary współosiowe, tzn. będą pracowały dwa zestroje. Tak więc w przypadku konieczności odgałęzienia 180 kanałów można wydzielić z jednego zestawu jedną grupę wtórną i z drugiego zestawu dwie grupy. Wykorzystując wszystkie możliwe kombinacje transferowe przy dwóch pracujących zestawach (co jest możliwe w obrębie jednego stojaka wzmacniaków przelotowych) łatwo można obliczyć, że na jednej stacji można wydzielić jedną z niżej wyliczonych liczb kanałów: 60, 120, 180, 240, 300, 360, 420 i 600. We wszystkich tych przypadkach przewidziano możliwość zarówno zakończenia wyprowadzonych grup na poziomie częstotliwości akustycznych, jak i ewentualnie wprowadzenia do innego systemu (bezpośrednio lub po odpowiedniej przemianie). Przewidziano także możliwość wprowadzenia, na miejsce wydzielonych grup, nowych, grup wtórnych z lokalnych przemienników bądź też z innego systemu.

### 3. OMÓWIENIE WARIANTÓW URZĄDZEŃ TRANSFEROWYCH

#### 3.1. Wydzielanie grup wtórnych na stacji końcowej

Schemat blokowy transferu bezpośredniego dla końcowej stacji wzmacniakowej przedstawiony jest na rys. 3. Jest to schemat podstawowy, znajdujący zastosowanie również i w pozostałych przypadkach, z pewnymi zmianami lub uzupełnieniami. W stacji końcowej B zakończone są dwie (lub nawet trzy) linie systemu TN-960 (ewentualnie TN-960 i TN-300), dochodzące z miejscowości A, D i C. Ze wzmacniaka końcowego linii AB pełne pasmo liniowe, zawierające wszystkie grupy wtórne i o płaskim przebiegu poziomym w funkcji częstotliwości, dochodzi do zespołu urządzeń transferowych. Zespół ten w podstawowej swej części zawiera dwa rozgałęźniki i umieszczony między nimi filtr transferowy. Sygnał rozwidlony w pierwszym rozgałęźniku przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej np. 564 kHz, co powoduje, że do drugiego rozgałęźnika przychodzi sygnał zawierający jedynie grupy wtórne 1 i 2. Zwalnia się w ten sposób miejsce w pasmie liniowym dla wprowadzenia nowych grup od 3 do 16 ze stacji B lub z linii CB. Uzupełniony w ten sposób w drugim rozgałęźniku sygnał, ponownie zawierający pełne pasmo liniowe, przechodzi do nadawczego wzmacniacza końcowego linii BD. Stosując inny filtr, na przykład o częstotliwości granicznej 1308 kHz, można oczyścić pasmo liniowe z grup 7-16. Zastosowanie jednego z wymienionych dwóch filtrów dolnoprzepustowych pozwala

więc na wydzielenie w stacji B pierwszych dwóch lub pierwszych pięciu grup wtórnych z możliwością wprowadzenia na ich miejsce nowych grup do linii BD. Zastosowanie odpowiednio filtrów górnoprzepustowych o takich samych częstotliwościach granicznych pozwala na wydzielenie na stacji B grup wtórnych od 3 do 16 lub od 7 do 16.

O ile wzdłużna gałąź urządzenia transferowego ma za zadanie oczyszczenie pasma liniowego z grup wydzielonych na danej stacji, to właściwe wydzielenie (i ponowne wprowadzenie) odbywa się w gałęziach poprzecznych. Z dolnej pary zacisków pierwszego rozgałęźnika wyprowadza się całe pasmo liniowe, dalej sygnał przechodzi przez tłumik wyrównawczo-regulacyjny i wzmacniacz grupowy, jeśli odgałęziane grupy mają być wprowadzone do lokalnych przemenników na stacji B. W takim przypadku potrzebny jest poziom mocy  $-2,6$  Npr. Odbiorcze urządzenia przemiany grup wtórnych z pasma liniowego do położenia podstawowego mają własne filtry, wyławiające z dostateczną selektywnością poszczególne grupy wtórne z pasma liniowego, a więc w gałęzi poprzecznej urządzenia transferowego nie potrzeba stosować żadnych filtrów.

W przypadku jednak, gdy wydzielone grupy mają być skierowane do wzmacniaków końcowych linii BC, to wówczas należy zastosować zamiast wzmacniacza grupowego odpowiedni filtr, przepuszczający wyłącznie grupy odgałęziane. I tak na przykład, gdy w gałęzi wzdłużnej zastosowano filtr dolnoprzepustowy 564 kHz, to w gałęzi poprzecznej należy zastosować filtr górnoprzepustowy 552 kHz. Według tej samej zasady należy kojarzyć również inne pary fil-



trów. Trzeba dodać, że w takim przypadku poziom na wyjściu urządzenia transferowego powinien wynosić  $-4,1$  Npr.

Reasumując, tak pomyślany schemat blokowy urządzenia transferowego umożliwi zrealizowanie czterech różnych wariantów wydzielania grup wtórnych na drodze wymiany filtrów w gałęzi wzdlużnej (i ewentualnie poprzecznej), a przez zastąpienie wzmacniaczy odpowiednimi filtrami pozwala także zrealizować transfer bezpośredni w węźle trzech linii.

Istnieje także potencjalna potrzeba realizacji transferu bezpośredniego w węźle czterech linii. Przypadek taki w praktyce występować będzie bardzo rzadko, warto jednak zauważyć, że zastosowanie dwóch urządzeń transferowych z rys. 3 pozwala na proste rozwiązanie takiego problemu. Jest to pokazane na rys. 4. Każdy stojak wzmacniaczy końcowych jest przystosowany do wyposażenia w dwa komplety urządzeń transferowych, tak więc realizacja transferu w węźle czterech linii nie następuje żadnych trudności.

Należy dodać, że rys. 3 i 4, a także i dalsze schematy blokowe są narysowane dla jednego kierunku transmisji, co jest wystarczające dla ilustracji zasady działania.

### 3.2. Wydzielanie grup wtórnych na przelotowej stacji wzmacniakowej

Realizacja transferu bezpośredniego na przelotowych stacjach wzmacniakowych jest nieco bardziej skomplikowana z następujących powodów:

- a) poziom nie jest płaski w funkcji częstotliwości,
- b) w stacji przelotowej nie ma punktów o poziomach  $-2,6$  Npr i  $-4,1$  Npr,
- c) istnieje konieczność tworzenia drogi obejściowej dla liniowego prądu pilotowego 60 kHz.

Z wymienionych wyżej względów, stacje przelotowe, na których ma być realizowany transfer, muszą być wyposażone w uzupełniające wyposażenie, zawierające układy pre- i deemfazy, filtr obejściowy prądu pilotowego 60 kHz, tłumiki regulacyjne i wzmacniacz nadawczy (o płaskiej charakterystyce wzmocnienia). Schemat blokowy i miejsce włączenia uzupełniającego wyposażenia stacji przelotowej pokazany jest na rys. 1. W rezultacie otrzymuje się punkty o poziomach względnych, odpowiednio:  $-2,6$  Npr i  $-4,1$  Npr, o płaskim przebiegu w funkcji częstotliwości. Do punktów tych można dołączać urządzenia transferowe w podobny sposób jak na stacjach końcowych.

Schemat blokowy urządzeń transferu bezpośredniego na stacji przelotowej pokazany jest na rys. 5. W gałęzi wzdłużnej włączonej pomiędzy dwa urządzenia uzupełniające UWSP stosuje się taki sam zespół dwóch rozgałęźników z filtrem (a raczej z wymiennymi filtrami) jak na stacji końcowej. W gałęzi poprzecznej występują także tłumiki i wzmacniacze grupowe (lub odpowiednie filtry, jeśli ma to być węzeł trzech linii). Występuje jednak dodatkowo potrzeba stosowania filtrów wytłumiających liniowe prądy pilotowe, 60 kHz i 4287 kHz, tak aby nie mogły zakłócić pracy lokalnych urządzeń przemiany grup

wtórnych lub współpracującej linii systemu TN-300 (TN-960). Pozostałe elementy schematu blokowego urządzeń transferowych stacji przelotowej są takie same jak dla stacji końcowej i nie wymagają omówienia.

Na stacji przelotowej możliwy jest jeszcze jeden wariant transferu bezpośredniego, polegający na wydzielaniu jednej grupy wtórnej (nr 2), a pokazany na rys. 6. Większość elementów schematu blokowego jest identyczna jak na rys. 5, warto więc zwrócić uwagę tylko na różnice pomiędzy obydwoimi wariantami. A więc przede wszystkim oprócz gałęzi wzdłużnej z dwoma rozgałęźnikami i filtrem górnoprzepustowym 552 kHz (jak na rys. 5) dochodzi jeszcze jeden zespół składający się z dwóch rozgałęźników i filtra dolnoprzepustowego 312 kHz. Górna gałąź wzdłużna przepuszcza grupy wtórne od 3 do 16, dolna natomiast grupę wtórną nr 1, a w pasmie liniowym zostaje oczyszczone miejsce drugiej grupy wtórnej. Jak to już było wspomniane, druga grupa wtórna znajduje się w pasmie liniowym w położeniu podstawowym i nie wymaga demodulacji z pasma liniowego. Tak więc wydzielone pasmo przechodzi z dolnego rozgałęźnika poprzez filtry zaporo-we prądów pilotowych do wzmacniacza grupowego, skąd może być skierowane bezpośrednio do przemiennika grup pierwotnych lub, stosując zamiast wzmacniacza filtr transferowy podstawowej grupy wtórnej, na przełącznicę grup wtórnych dowolnego innego systemu.

Drugą różnicą w porównaniu z rys. 5 jest brak filtra obejściowego dla prądu pilotowego 60 kHz, ponieważ prąd ten przechodzi wraz z pierwszą grupą wtórną dolną gałęzią wzdłużną.



Omawiany wariant transferu bezpośredniego 2 grupy wtórnej jest szczególnie dogodny do zorganizowania łączności pomiędzy miejscowościami leżącymi na trasie linii systemu TN-960. Ta sama grupa wtórna, a raczej jej miejsce w pasmie liniowym, może być wielokrotnie wykorzystywane do połączeń pomiędzy kolejnymi miejscowościami na trasie. Stosując urządzenia przemiany grup pierwotnych (co zawsze musi mieć miejsce przy wykorzystywaniu wydzielonych 60 kanałów) i dodatkowo filtry transferowe podstawowych grup pierwotnych, można wydzielać także pojedyncze grupy pierwotne, jak to jest pokazane na rys.7. W tym przypadku na stacji D wydzielane są trzy grupy pierwotne, tzn. 36 kanałów, i sprowadzone do poziomu akustycznego. Na opróżnione miejsce wprowadzone są trzy grupy pierwotne w kierunku stacji C. Liczba wydzielonych grup pierwotnych może być oczywiście dowolna, w granicach od jednej do pięciu.

W przypadku wydzielania grup pierwotnych na każdej stacji z transferem dochodzi szum z pary przemienników grup pierwotnych. Jednak biorąc pod uwagę fakt, że grupa wtórna nr 2 jest w takim układzie wykorzystywana jako grupa omnibusowa do lokalnych połączeń pomiędzy miejscowościami leżącymi na trasie systemu TN-960, można stwierdzić, że zagadnienie to nie ma istotnego znaczenia.

#### 4. PRZYKŁAD ZAGOSPODAROWANIA TRAKTU LINIOWEGO SYSTEMU TN-960

Dla lepszego zilustrowania możliwości wykorzystania urządzeń transferu bezpośredniego na rys. 8 pokazany jest przykład eksploatacyjnego zagospodarowania linii systemu TN-960. Pomiędzy dwiema stacjami końcowymi A i E znajdują się trzy stacje przelotowe, wszystkie wyposażone w urządzenia transferowe. Zasadnicza wiązka 10 grup wtórnych (nr 7 - 16) przebiega od stacji A do stacji E. Na stacji B wydzielone są dwie pierwsze grupy wtórne, przy czym z drugiej grupy zakończone są tylko dwie grupy pierwotne, a pozostałe trzy są transferowane na poziomie podstawowej grupy pierwotnej do stacji C. Schemat blokowy stacji B pokazany jest na rys. 9.

Na stacji C, znajdującej się w stosunkowo dużym miejscu, wydzielonych jest 5 grup wtórnych, co zapewnia dla stacji C wiązki kanałów o zróżnicowanej wielkości do wszystkich pozostałych miejscowości na trasie. Uproszczony schemat blokowy stacji transferowej C pokazany jest na rys. 10.

Na stacji przelotowej D, znajdującej się w małej miejscowości, wydzielona jest jedynie grupa nr 2, a zakończone jest tylko 36 kanałów (schemat blokowy pokazany na rys. 7).

Liczby łączy pomiędzy poszczególnymi stacjami zestawione są w tabeli na str. 56.

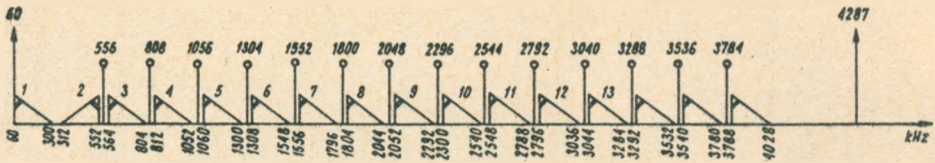
Omówiony wyżej przykład nie wyczerpuje oczywiście

Relacja	Gr. wtórne	Gr. pierwotne	Liczba łączy
A - E	10		600
A - B	1	2	84
A - C	3	3	216
B - C	1	2	84
A - D	-	-	-
C - D	-	3	36
C - E	4	2	264
D - E	-	3	36

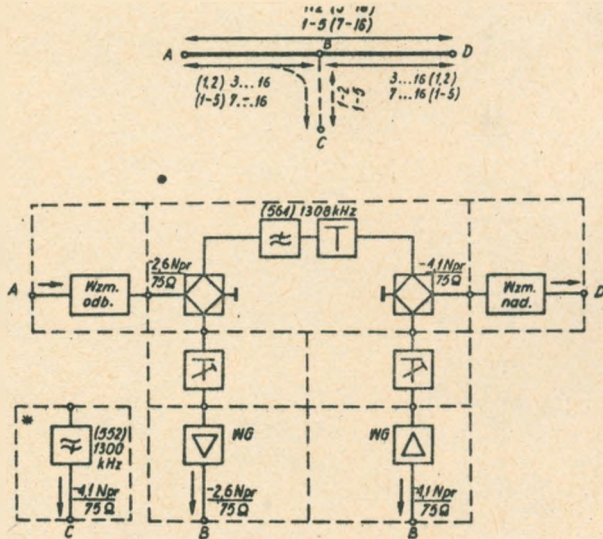
wszystkich wariantów, które mogą wystąpić na konkretnych trasach, jedynie ilustruje możliwości stwarzane przez urządzenia transferowe. Należy dodać, że opisane w niniejszym artykule urządzenia mogą być również stosowane w systemie TN-300, z wyłączeniem transferu 5 grup wtórnych. Jediną zmianą niezbędną dla przystosowania opisanych urządzeń do systemu TN-300 byłaby wymiana filtra zaporowego pilota 4287 kHz na filtr zaporowy pilota 1364 kHz.







Rys. 2. Rozkład grup wtórnych w pasmie liniowym systemu TN-960

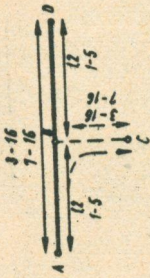
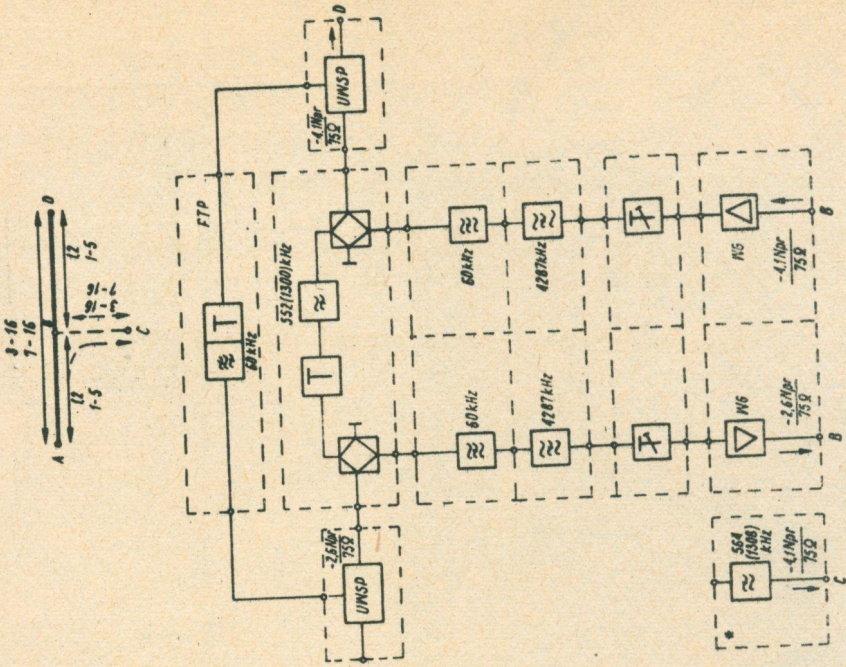


\* Dla drugiego kierunku transmisji filtr 1300 GP (552) należy przenieść do gałęzi nadawczej

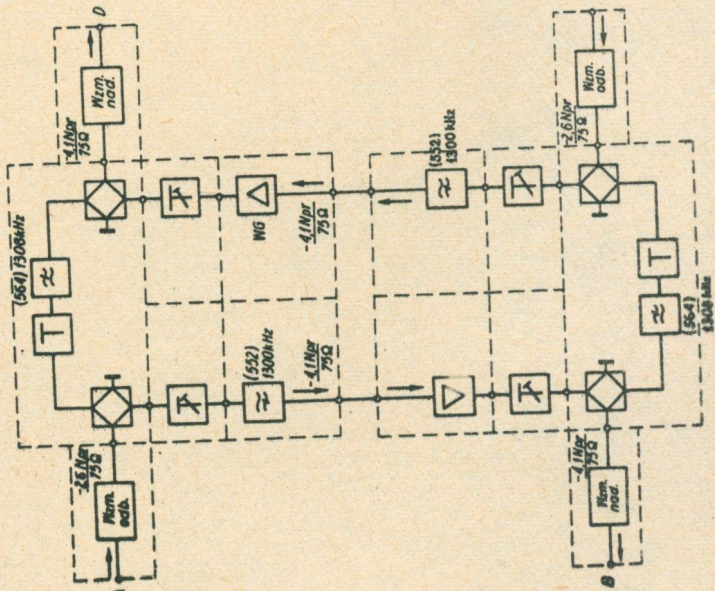
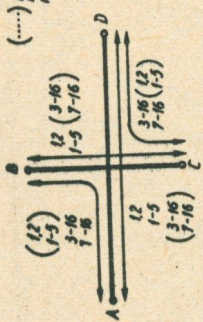
Rys. 3. Wydzielenie na stacji końcowej od 3 do 16 GW lub od 7 do 16 GW i skierowanie ich do przemienników grup wtórnych lub do innego zestroju /z jednego kierunku/

/Po zastąpieniu filtrów FDP na FGp i odwrotnie można wydzielić grupy 1, 2 lub 1-5 GW/





(.....) po zmianie odpowiednio  
magnetycznej siłki w FDP  
na PDP i odwrotnie

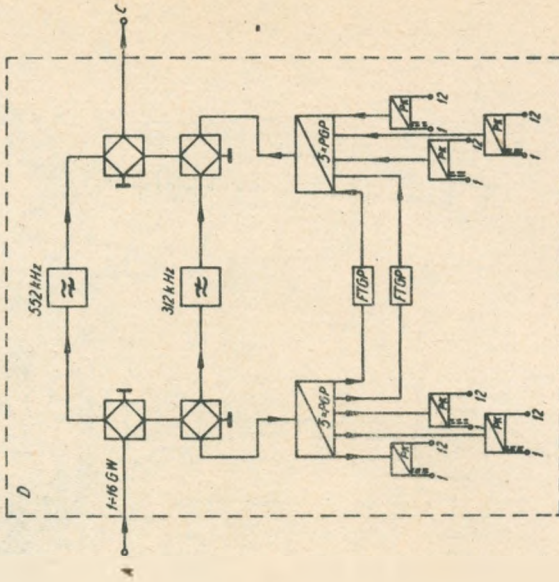


\* Dla drugiego kierunku transmisji filtr Dp 1308(564)kHz należy przemieścić do górze nadawczy

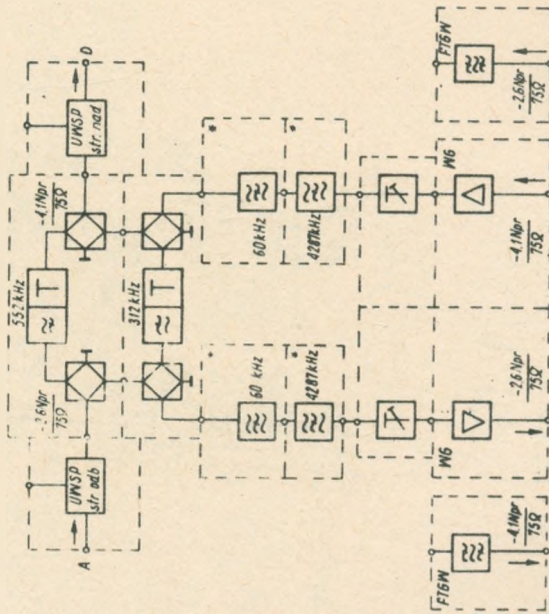
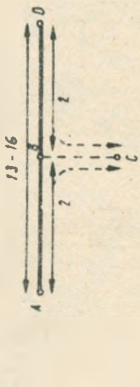
Rys. 5. Wydzielenie na stacji przelotowej 1 i 2 GW oraz 1, 2, 3, 4 i 5 GW ze skierowaniem do lokalnych przemienników, lub alternatywnie do innego zestroju

Rys. 4. Przykład realizacji węzła czterech linii



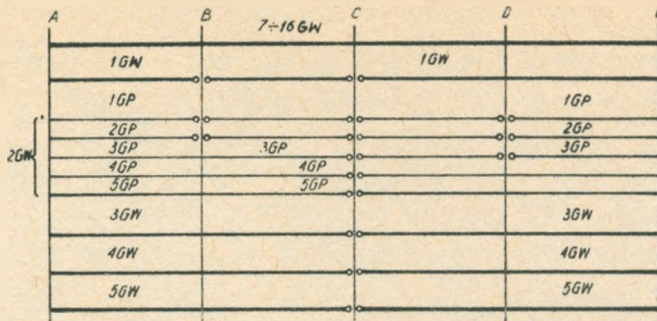


Rys. 7. Uproszczony schemat blokowy stacji trans-ferowej D

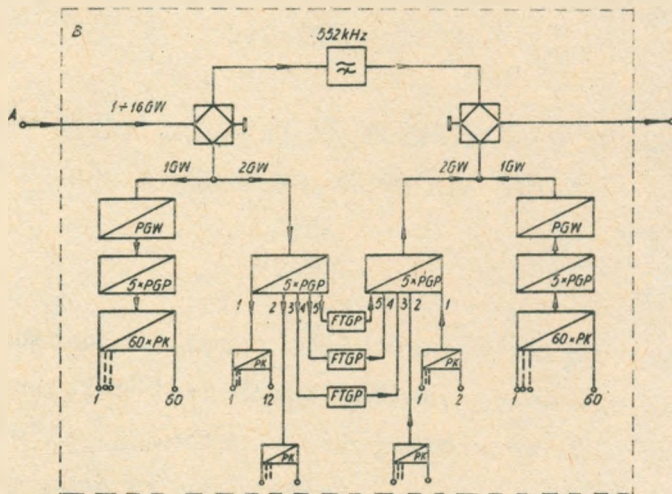


\* Niezbędny tylko w przypadku wprowadzenia oddzielnych grup na przemiannik

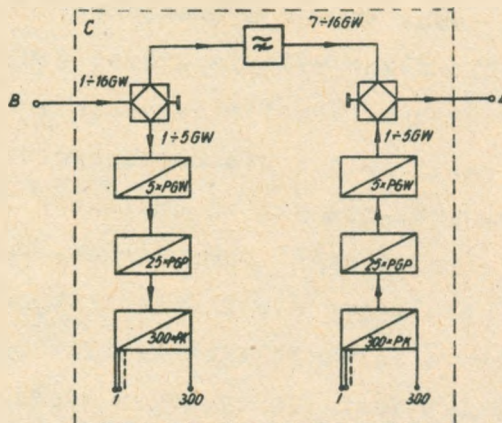
Rys. 6. Wydzielenie na stacji przelotowej drugiej GW z możliwością skierowania jej do lokalnych przemien-  
ników lub do innego zestawu



Rys. 8. Przykładowy schemat wykorzystania eksploatacyjnego linii wyposażonej w urządzenia systemu TN-960 /jeden zestroj/



Rys. 9. Uproszczony schemat blokowy stacji transferowej B



Rys.10. Uproszczony schemat blokowy stacji transferowej C

Włodzimierz Barjasz

Teresa Dubilis

Wacław Szopiński

Elżbieta Sypuła

Maria Włoskowicz

Tadeusz Zagrobelny

## URZĄDZENIA KOREKCYJNE TRAKTU LINIOWEGO SYSTEMU TN-960

### 1. OGÓLNA CHARAKTERYSTYKA URZĄDZEŃ KOREKCYJNYCH TRAKTU LINIOWEGO SYSTEMU TN-960

#### 1.1. Wstęp

Wykorzystywanie szerokiego pasma liniowego we współczesnych systemach współosiowych jest związane niestety z dużymi tłumiennościami torów przewodowych w zakresie wielkich częstotliwości. Pociąga to za sobą konieczność stosowania krótkich odcinków wzmacniakowych, a co za tym idzie dużej ilości stacji wzmacniakowych. Ta wielka ilość stacji wzmacniakowych wywołania szereg nowych jakościowo i ilościowo problemów. Nawet niewielkie zniekształcenia charakterystyki przenoszenia poszczególnych członów traktu liniowego, sumujące się na odcinkach zawierających dziesiątki, a nawet setki wzmacniaków, dawałyby zniekształcenia wyrażające się w dziesiątkach neperów. Tak więc zagadnienie korekcji zniekształceń linearych w trakcie liniowym jest dla systemów szerokopasmowych, pra-



cujących na torach współosiowych, jednym z podstawowych problemów.

Duża ilość stacji wzmacniakowych w systemach współosiowych spowodowała ukształtowanie się specyficznej struktury i organizacji traktu liniowego. Szczegółowe omówienie struktury traktu liniowego systemu TN-960 i dokładny opis wyposażenia poszczególnych stacji został podany w artykule pt. "Urządzenia traktu liniowego systemu TN-960" [3]; warto jednak w tym miejscu omówić pokrótce najistotniejsze przesłanki techniczne i ekonomiczne, które miały wpływ na przyjęte w systemie rozmieszczenie urządzeń korekcyjnych.

Otóż większość stacji wzmacniakowych budowana jest jako stacje bez obsługi, zdalnie zasilane i kontrolowane. Pomiędzy dwoma stacjami obsługiwanymi (OSW) w opisywanym systemie znajduje się 16 stacji nieobsługiwanych (NSW). Ze względów ekonomicznych wyposażenie stacji nieobsługiwanych występujących najczęściej powinno być jak najbardziej uproszczone. Z tego powodu zadanie wzmacniaków w nieobsługiwanych stacjach wzmacniakowych sprowadza się do kompensacji tłumienności poprzedzającego stację odcinka toru z pewną, ograniczoną dokładnością. Pełne skorygowanie zniekształceń linearnych za pomocą samych tylko wzmacniaków liniowych nie jest możliwe. Dla zilustrowania występujących trudności można się posłużyć konkretnym przykładem. W zaleceniach CCITT sformułowane jest wymaganie, aby na końcu odcinka jednorodnego traktu liniowego o długości 280 km (tzn. odcinka bez przemiany pasma), poziom dla dowolnej częstotliwości w

przesyłanym pasmie nie różnił się od nominalnego więcej aniżeli o 0,1 Np. Na odcinku o długości 280 km, w przypadku systemu TN-960 z odcinkami wzmacniakowymi o długości 4 km, znajduje się 70 stacji wzmacniakowych. Oczywiście skonstruowanie wzmacniaków, które by tak wiernie odtwarzały charakterystykę toru, aby umożliwić zachowanie sumarycznych zniekształceń 0,1 Np nie jest realne. Z tego powodu konieczne jest stosowanie dodatkowych urządzeń korekcyjnych, które pozwalają na złagodzenie warunków na dokładność charakterystyk wzmacniaczy do granic możliwych do osiągnięcia.

Wszystkie niezbędne, pracujące samodzielnie urządzenia korekcyjne, jak również urządzenia do automatycznej regulacji poziomu, stosowane są na stacjach obsługiwanych. Ze względu na taki przyjęty podział funkcji stacji obsługiwanych i nieobsługiwanych podstawową jednostką traktu liniowego jest nie pojedyncza stacja wzmacniakowa, lecz zespół składający się z dwóch stacji obsługiwanych i leżących między nimi stacji nieobsługiwanych. Dopiero taki zespół urządzeń umożliwia odtworzenie poziomu w funkcji częstotliwości do wartości nominalnej.

## 1.2. Ogólna charakterystyka urządzeń korekcyjnych stosowanych w trakcie liniowym

Zniekształcenia linearne, występujące w traktach systemów współosiowych, są spowodowane szeregiem przyczyn, z których najważniejsze to: ograniczona dokładność odtworzenia przez charakterystyki wzmacniaków tłumienności

poprzedzających odcinków torów, rozrzuty produkcyjne charakterystyk wzmacniaków, zmiany charakterystyki toru w zależności od temperatury, zmiany elementów na skutek starzenia oraz zmiany parametrów elementów w zależności od temperatury.

Część z wymienionych przyczyn jest zmienna w czasie, co powoduje również zmienność zniekształceń linearnych traktu liniowego. Można podzielić zniekształcenia linearne na trzy grupy, w zależności od sposobu zachowania się w czasie:

- a) zniekształcenia niezmiennie w czasie,
- b) zniekształcenia zmieniające się powoli (np. pochodzące od sezonowych zmian temperatury lub od starzenia się elementów),
- c) zniekształcenia zmieniające się szybko (np. pochodzące od krótkookresowych zmian temperatury).

Można wyodrębnić dwie zasadnicze przyczyny zmienności parametrów w czasie: starzenie się elementów oraz wpływ zmian temperatury. W dobrze zaprojektowanych i wykonanych urządzeniach wpływ starzenia się elementów powinien być pomijalny, zwłaszcza, jeśli bierze się pod uwagę urządzenia tranzystorowe, jak to ma miejsce w omawianym systemie.

Wpływ zmian temperatury można z kolei rozdzielić na zmiany parametrów urządzeń, które przy odpowiednim zaprojektowaniu powinny być niewielkie lub nawet wręcz do pominięcia, oraz na zmiany tłumienności toru kablowego.



Te ostatnie zmiany dla stosowanych torów współosiowych wynoszą  $0,2\%$  na  $1^{\circ}\text{C}$ ; uwzględniając, że zmiany temperatury kabla w ciągu roku wynoszą około  $\pm 10^{\circ}\text{C}$ , można ocenić, że składowa zmienna tłumienności toru wynosi  $\pm 2\%$ . Nie należy jednak sugerować się małą procentowo wielkością składowej zmiennej tłumienności, jeśli bowiem weźmie się pod uwagę, że tłumienność odcinka wzmacniakowego wynosi około  $5 \text{ Np}$ , to można łatwo ustalić, że zmiany tłumienności jednego odcinka wzmacniakowego wynoszą  $\pm 0,1 \text{ Np}$ . Gdyby nie były one kompensowane, to po każdym z 16 odcinkach wzmacniakowych (odcinek OSW - OSW) błąd z tego powodu wynosiłby około  $1,6 \text{ Np}$ , a kumulując się na dłuższych odcinkach traktu uniemożliwiłyby całkowicie transmisję.

Urządzenia do korekcji zniekształceń linearnych można analogicznie jak i same zniekształcenia podzielić na trzy grupy:

- a) układy korekcyjne o charakterystykach niezmiennych w czasie,
- b) układy korekcyjne o charakterystykach regulowanych okresowo,
- c) układy o charakterystykach zmieniających się samoczynnie (urządzenia automatycznej regulacji wzmocnienia lub poziomu).

Tematem niniejszego artykułu są wyłącznie urządzenia korekcyjne stanowiące samoistne, oddzielne zespoły. Układy do automatycznej regulacji poziomu ARPP opisane

są w oddzielnym artykule [18], natomiast układy kształtujące charakterystyki wzmocnienia wzmacniaczy oraz układy samoczynnej regulacji wzmocnienia w funkcji zmian temperatury, a także układy regulacji wzmocnienia sterowane urządzeniami ARPP zostały opisane w artykule opisującym wzmacniacze [19].

### 1.2.1. Korekcja zniekształceń systematycznych

Jak to już poprzednio wspomniano, główna część zniekształceń wnoszonych przez tor jest stała w funkcji temperatury, a tym samym niezmienna w czasie. Ta część zniekształceń jest kompensowana przede wszystkim za pomocą wzmacniaków liniowych, których podstawowym zadaniem jest kompensacja tłumienności poprzedzających je odcinków toru zarówno co do wielkości, jak i kształtu. W tym celu charakterystyki wzmacniaków są tak uformowane, że ich wzmocnienie zmienia się proporcjonalnie do  $\sqrt{f}$ , zgodnie z charakterem przebiegu tłumienności torów współosiowych. Formowanie charakterystyki wzmacniacza realizowane jest częściowo w pętli sprzężenia zwrotnego, a częściowo w korektorze wstępnym umieszczonym na wejściu.

W celu uzyskania optymalnych warunków pracy wzmacniacza i uproszczenia jego konstrukcji stosuje się umieszczanie stacji wzmacniakowych w regularnych odległościach, utrzymywanych z dość dużą dokładnością (rzędu  $\pm 100$  m). W przypadku gdy warunki terenowe wymagają skrócenia odcinka w większym stopniu, wówczas uzupełnia się go do nominalnej długości za pomocą zespołów wy-

dłużających (linii sztucznych). Tak więc wzmacniaki mają w zasadzie zawsze taką samą charakterystykę, dopasowaną do nominalnego odcinka wzmacniakowego (pomijając dla uproszczenia sprawę samoczynnej regulacji wzmocnienia). Pomimo to dokładność odtworzenia tłumienności odcinka wzmacniakowego przez charakterystykę wzmacniaka jest z natury rzeczy ograniczona zarówno ze względu na dokładność aproksymacji w czasie projektowania, jak i rozrzuty produkcyjne. Przeciętnie dokładność odwzorowania charakterystyki tłumienności poprzedzającego odcinka toru jest rzędu  $\pm 0,2$  do  $\pm 0,5$  dNp, przy czym część tego błędu może mieć charakter systematyczny, tzn. systematycznie sumujący się w określonych zakresach częstotliwości.

Błędy systematyczne występują zwykle w zakresach częstotliwości, w których nie można osiągnąć dokładnej aproksymacji charakterystyki toru lub związane są z dopasowaniem oporności wejściowej wzmacniaka do oporności falowej toru itp. Tego rodzaju zniekształcenia można na ogół przewidzieć bądź w czasie projektowania, bądź można je określić w czasie kontroli poprodukcyjnej. Zniekształcenia te mają charakter niezmienny w czasie, można je więc usunąć za pomocą dodatkowego korektora stałego po przeprowadzeniu pomiarów wstępnych uruchamianego traktu liniowego. Korektory takie, nazywane korektorami błędów systematycznych, umieszczane są na każdej stacji obsługiwanej. Należy w tym miejscu jeszcze dodać, że korektory błędów systematycznych mają za zadanie korekcję zgrubną, tzn. ograniczającą się do kompensacji



zniekształceń stosunkowo prostych, jak np. skrzywienie charakterystyki, wyrzuszenie, wklęsnięcie lub pojedyncze zafalowanie o niewielkiej stromości zbcza. Kompensowanie zniekształceń o bardziej złożonym kształcie i ewentualnie zmieniających się powoli w czasie jest realizowane za pomocą korektora błędów przypadkowych, który będzie opisany w następnym punkcie.

Podział całego zakresu korekcji na odpowiednie porcje pomiędzy poszczególne typy urządzeń korekcyjnych jest w dużej mierze zagadnieniem ekonomicznym. Jest sprawą do rozważenia, co jest w warunkach produkcyjnych bardziej opłacalne - produkowanie wzmacniaków o charakterystykach bardzo dokładnie odtwarzających charakterystykę toru, czy też założenie z góry pewnych niedokładności i następnie stosowanie korektorów błędów systematycznych odpowiednio gęsto rozmieszczonych wzdłuż traktu liniowego. Rozwiązania praktyczne są zwykle kompromisem, pozwalającym na stosunkowo rzadkie stosowanie korektorów błędów systematycznych, przy wykorzystywaniu wzmacniaków o charakterystykach realizowanych z dokładnością uzasadnioną zarówno z technicznego, jak i ekonomicznego punktu widzenia.

Podobnie przedstawia się zagadnienie podziału zadań pomiędzy korektory błędów systematycznych i korektory dokładne. Zwykle byłoby możliwe tak rozszerzyć zakres regulacji korektorów dokładnych, aby można było skompensować zarówno błędy przypadkowe, jak i systematyczne. Jednak takie rozbudowanie korektora dokładnego byłoby rozwiązaniem bardzo kosztownym, zważywszy, że pewną część

zniekształceń można usunąć stosunkowo prostymi układami, nastawianymi jednorazowo w czasie uruchamiania urządzeń traktu liniowego.

Korektory błędów systematycznych zastosowane w opisywanym systemie TN-960 zostały skonstruowane jako bierne korektory czwórnikowe. Ich charakterystyki mają być w zasadzie projektowane na podstawie wyników pomiarów w czasie uruchamiania traktu liniowego, ale mogą być również regulowane w pewnym zakresie w celu dostrojenia ich charakterystyk w czasie uruchamiania traktu. Zakres działania korektorów błędów systematycznych ustalono wychodząc z następującego rozumowania. Jeśli przyjąć, że charakterystyki wzmacniaków odtwarzają tłumienność toru z dokładnością  $\pm 0,04 N_p$  i że połowa tego błędu ma charakter systematyczny, a druga połowa przypadkowy, można obliczyć, że na odcinku pomiędzy dwoma stacjami OSW - OSW, zawierającymi 16 wzmacniaków, systematyczny błąd wyniesie  $\pm 0,32 N_p$ , a oprócz tego powstanie także pewien, trudny do dokładnego określenia błąd przypadkowy. Ustalona w ten sposób wielkość jest wielkością minimalną, dla uzyskania więc pewnego zapasu zakres działania korektorów systematycznych ustalono na  $\pm 0,5 N_p$ .

Szczegółowe zasady działania, metody projektowania i konstrukcji korektorów błędów systematycznych opisane są w punkcie 2.

### 1.2.2. Regulowane korektory dokładne (błędów przypadkowych)

Jak już wspomniano powyżej, charakterystyka przeniesienia traktu liniowego nawet po skompensowaniu błędów

systematycznych wykazuje zafalowania o złożonych i przypadkowych kształtach. Zafalowania te spowodowane są przypadkowymi błędami charakterystyk wzmacniaków, niepełną współbieżnością temperaturowych zmian charakterystyk wzmacniaków i toru, rozrzutami dopasowania oporowego wzmacniaków do toru, niewielkimi zmianami spowodowanymi starzeniem się elementów, wahaniami napięć zasilających itp. W sumie wszystkie te czynniki powodują przypadkowe i zmieniające się powoli w czasie zniekształcenia charakterystyki traktu liniowego. Do ich kompensacji konieczne są urządzenia korekcyjne stosunkowo skomplikowane, o dużej swobodzie realizowania dowolnych krzywych i w zasadzie regulowane ręcznie (okresowo). Urządzenia te, nazywane korektorami dokładnymi lub korektorami błędów przypadkowych, służą do ostatecznego, dokładnego wyrównania charakterystyki przenoszenia traktu liniowego.

Ustalając niezbędny zakres działania korektora dokładnego, najłatwiej można oszacować czynnik wymieniony wyżej jako pierwszy (przypadkowe błędy charakterystyk wzmacniaczy). W najniekorzystniejszym przypadku sumowania się zniekształceń przypadkowych, pochodzących od wszystkich wzmacniaków na odcinku pomiędzy dwoma stacjami OSW - OSW, otrzymamy zniekształcenia przypadkowe  $\pm 0,32 N_p$ . Wystąpienie takiej sytuacji jest w praktyce mało prawdopodobne, niemniej jednak określając zakres pracy korektora dokładnego, trzeba ją uwzględnić. Do obliczonych w ten sposób zniekształceń przypadkowych dochodzą jeszcze niewielkie zniekształcenia spowodowane



czynnikami wymienionymi powyżej w drugiej kolejności oraz resztkowe błędy, pozostałe po korekcji systematycznej. W praktyce wymagany zakres regulacji korektorów dokładnych ustala się na  $\pm 0,5$  Np.

Niewielkie zniekształcenia, pochodzące od poszczególnych NSW, dodają się na odcinku pomiędzy dwoma stacjami obsługiwanymi i są łącznie kompensowane na stacji obsługiwanej korektorami błędów systematycznych i przypadkowych. Biorąc następnie pod uwagę trakt liniowy, zawierający kilka lub kilkanaście odcinków OSW - OSW, można stwierdzić, że występuje tu również niebezpieczeństwo sumowania się zniekształceń. Aby tego uniknąć, korekcja dokładna na stacjach obsługiwanych musi być wykonywana z dostatecznie dużą dokładnością. Dzięki stosowaniu automatycznej regulacji poziomu za pomocą prądu pilotowego, na każdej OSW można odtworzyć poziom nominalny (na częstotliwości prądu pilotowego) z dokładnością rzędu  $\pm 0,03$  do  $\pm 0,05$  Np. Tego samego rzędu dokładność musi zapewniać również korektor dokładny, aby odchyłka od poziomu nominalnego była jednakowa w całym pasmie.

Znanych jest wiele rozwiązań korektorów dokładnych różniących się stopniem technicznego skomplikowania układu, bogactwem rodziny krzywych możliwych do zrealizowania, wielkością wprowadzanego tłumienia itp. Przy wyborze układów korektorów dokładnych dla systemu TN-960 postawiono kilka wstępnych założeń. Korektor dokładny powinien być przede wszystkim urządzeniem niezawodnym, nie wprowadzającym dodatkowych zniekształceń (szumów i zniekształceń nieliniarnych) oraz możliwie prostym w ob-

słudze i eksploatacji. Te podstawowe warunki prowadzą w konsekwencji do bardziej szczegółowych wymagań konstrukcyjnych:

a) powinno się dążyć, aby w korektorze nie stosować zespołów czynnych ze względu na niezawodność pracy, dodatkowe zniekształcenia nieliniarne i szумы, zmiany charakterystyki w funkcji napięć zasilających i czasu; do niezbędnej kompensacji tłumienności wprowadzanej przez korektor dodatkowy powinny być stosowane typowe wzmacniacze o płaskiej charakterystyce wzmocnienia, stosowane na stacjach obsługiwanych;

b) składową stałą tłumienności wprowadzanej przez korektor powinna być jak najmniejsza, aby ograniczyć potrzebę stosowania dodatkowych wzmacniaczy, komplikujących i podrażających urządzenia;

c) powinno się dążyć do ograniczenia do minimum liczby elementów zawartych w korektorze zarówno ze względu na koszt, jak i niezawodność;

d) regulacja poszczególnych ogniw korektora (poszczególnych krzywych) powinna się odbywać w miarę możliwości za pomocą jednego elementu oporowego (potencjometr lub przełącznik). Powinno się unikać stosowania jako elementów regulacyjnych wyrobów o specjalnej konstrukcji, jak np. indukcyjności strojonych, kondensatorów lub potencjometrów o specjalnej charakterystyce itp.

Po przeprowadzeniu analizy wszystkich dotychczas znanych rozwiązań zdecydowano opracować dwa warianty korek-

tora dokładnego, równoważne sobie pod względem wprowadzanej tłumienności stałej i uzyskiwanej dokładności korekcji, różniące się jednak pod względem liczby zastosowanych elementów i łatwości obsługi eksploatacyjnej.

Pierwszy wariant korektora, zwany dalej korektorem harmonicznym, jest bardzo nowoczesnym rozwiązaniem korektora kosinusoidalnego. Jego schemat blokowy ilustrujący zasadę pracy podany jest na rys. 48 i opisany jest szczegółowo w punkcie 3. Najogólniej rzecz ujmując, można powiedzieć, że korektor ten umożliwia wytworzenie rodziny niezależnych od siebie krzywych, o kosinusoidalnym przebiegu w funkcji częstotliwości, przy czym każda z krzywych stanowi jeden człon szeregu Fouriera. Jak wiadomo, dowolną funkcję ciągłą można aproksymować w przedziale  $0 - \pi$  za pomocą szeregu Fouriera, a w przypadku korekcji dokładnej mamy do czynienia z funkcją ciągłą, określoną w pewnym przedziale częstotliwości, przy czym wykres tej funkcji ma kształt dowolny i trudny do przewidzenia (można jedynie przewidzieć maksymalne odchylenia wartości funkcji od wartości średniej).

Nie wchodząc w szczegółowe porównania różnych typów korektorów dokładnych, ponieważ nie mieści się to w ramach niniejszego artykułu, można stwierdzić, że wybrany do realizacji korektor harmoniczny stanowi najoszczędniejsze (pod względem liczby zastosowanych elementów) rozwiązanie przy jednoczesnym zachowaniu dużych możliwości korygowania dowolnych krzywych. Wadą tego typu korektora jest stosunkowo skomplikowana obsługa, wymagająca odpowiednio przeszkolonego personelu. Pomiaru i



nastawianie korektora powinny być w zasadzie wykonywane za pomocą wobulacyjnych generatorów i oscyloskopowych mierników poziomu, z wyłączeniem traktu liniowego z ruchu na okres pomiarów. Możliwe jest również przeprowadzanie regulacji tego typu korektorów bez przerywania ruchu telefonicznego, ale wymaga to stosowania dodatkowych skomplikowanych urządzeń pomocniczych.

Drugi wariant korektora, zwany dalej korektorem pasmowym, składa się właściwie z łańcucha korektorów oddziaływujących lokalnie w wąskich pasmach częstotliwości, jak to jest zilustrowane na rys. 20 i szczegółowo omówione w punkcie 2.3. W porównaniu z korektorem harmonicznym korektor pasmowy zawiera około dwukrotnie więcej elementów, do zmiany jednej krzywej potrzebna jest regulacja dwóch sprzężonych oporników (w korektorze harmonicznym tylko pojedynczego opornika), a także możliwości korygowania dowolnej krzywej są nieco mniejsze. Natomiast z punktu widzenia prostoty obsługi korektor pasmowy jest znacznie dogodniejszy. Każda z oddzielnych krzywych wywiera wpływ na charakterystykę przenoszenia tylko w wąskiej, ściśle określonej części pasma częstotliwości liniowych, co znacznie upraszcza nastawianie korektora. Oprócz tego, jeśli pasemka poszczególnych ogniw regulacyjnych wybierze się tak, aby ich częstotliwości środkowe były zgodne z częstotliwościami pomiarowymi systemu (znajdującymi się w lukach pomiędzy grupami kanałów telefonicznych), to można wówczas przeprowadzać regulację i nastawianie korektorów bez przerywania ruchu telefonicznego.

Na etapie opracowywania prototypów zdecydowano skonstruować oba rodzaje korektorów dokładnych, a wybór jednego z nich nastąpi po badaniach na trasie doświadczalnej.

Nadmienić należy, że oprócz korektora dokładnego istnieje potrzeba stosowania jeszcze jednego korektora, tzn. korektora prądów pilotowych. Otóż jak już wspomniano, korektor dokładny umożliwia wyrównanie charakterystyki traktu liniowego z dokładnością  $\pm 0,03$  Np. Dla zapewnienia prawidłowego działania automatycznej regulacji poziomu istnieje potrzeba bardziej precyzyjnego regulowania charakterystyki dla częstotliwości prądów pilotowych 60 i 4287 kHz. Dodatkowy korektor działający na takiej samej zasadzie jak pojedyncze ogniwo korektora pasmowego umożliwia regulację charakterystyki z dokładnością  $\pm 0,01$  Np. Korektor prądów pilotowych opisany jest szczegółowo w punkcie 2.4.

### 1.2.3. Korektor dodatkowy sterowany prądem pilotowym 60 kHz

Korektor dodatkowy 60 kHz w zasadzie stanowi fragment urządzeń automatycznej regulacji poziomu, jednak jest samodzielnym korektorem biernym, o strukturze zbliżonej do struktury korektorów błędów systematycznych, będzie więc omówiony w niniejszym artykule.

Podstawowa automatyczna regulacja poziomu w systemie TN-960 jest realizowana za pomocą prądu pilotowego o częstotliwości 4287 kHz. Zmiany poziomu na tej często-

tliwości powodują automatyczną regulację wzmocnienia wzmacniacza w całym pasmie, proporcjonalnie do przebiegu charakterystyki wzmocnienia w funkcji częstotliwości. W traktach liniowych o dużej długości regulacja poziomu jednym prądem pilotowym może okazać się niewystarczająca i wówczas przewiduje się stosowanie korektora dodatkowego, sterowanego z odbiornika pilota 60 kHz, który pozwoliłby na skompensowanie powstałych niedokładności automatycznej regulacji poziomu w dolnej części pasma liniowego.

Z uwagi na fakt, że dokładniejsze rozeznanie potrzeb zarówno co do częstości stosowania korektorów dodatkowych 60 kHz, jak i co do określenia wymaganych charakterystyk nastąpi dopiero po badaniach na trasie doświadczalnej, przedstawione w artykule rozwiązanie należy traktować jako wstępne.

## 2. KOREKTORY REGULOWANE Z DOPEŁNIAJĄCYMI CZWÓRNIKAMI WSZECHZAPOROWYMI

### 2.1. Podstawowe układy korekcyjne z czwórnikiem wszechzaporowymi

#### 2.1.1. Ogólna postać korektora z czwórnikiem wszechzaporowym

Korektory regulowane z dopełniającymi czwórnikiem wszechzaporowymi realizowane są w postaci układów T - z bocznikowane, w których impedancję wzdłużną i poprzeczną tworzą impedancje wejściowe ( $W_1$  i  $W_2$ ) czwórnika pomoc-



niczego (dopełniającego) włączonego poprzez transformator dopasowujący jedną parę zacisków do gałęzi wzdłużnej a drugą - do gałęzi poprzecznej (rys. 1)<sup>x)</sup>.

Jeżeli zachowana jest przeciwstawność impedancji gałęzi wzdłużnej i poprzecznej, tj. jeżeli:

$$W_1 \cdot W_2 = R^2 \quad \text{i} \quad R_1 \cdot R_2 = R^2 \quad (1)$$

to impedancja falowa takiego układu będzie rzeczywista, niezależna od częstotliwości i równa  $R$ , a jego tłumność można określić ze wzoru:

$$\rho = 1 + \frac{1}{R} \cdot \frac{R_1 \cdot W_1}{R_1 + W_1} = 1 + \frac{R}{R_2 + W_2} \quad (2)$$

Ze względu na konieczność zachowania przeciwstawności gałęzi wzdłużnej i poprzecznej korektora czwórnik dopełniający powinien być antymetryczny<sup>xx)</sup> i wszechporowy<sup>xxx)</sup>, tłumienność jego powinna być duża w całym zakresie częstotliwości, aby nie następowało wzajemne oddziaływanie na siebie impedancji w gałęzi wzdłużnej i poprzecznej.

Uwzględniając oznaczenia z rys. 1, powinna więc być spełniona następująca zależność:

x) Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

xx) Czwórnik, którego impedancje falowe pierwotna  $Z_1$  i wtórna  $Z_2$  są przeciwstawne, tzn. spełniają warunek  $Z_1 Z_2 = R^2$ .

xxx) Czwórnik posiadający teoretycznie nieskończenie wielką tłumienność w całym pasmie częstotliwości.

$$R_{o1} \cdot R_{o2} = R^2 \quad (3)$$

przy czym dla układu według rys. 1a

$$\frac{W_2}{p} = \frac{R_{o1}^2}{W_1} \quad (4)$$

a dla układu według rys. 1b

$$p^2 \cdot W_1 = \frac{R_{o2}^2}{W_2} \quad (5)$$

skąd

$$p = \frac{R}{R_{o1}} = \frac{R_{o2}}{R} = \sqrt{\frac{R_{o2}}{R_{o1}}} \quad (6)$$

gdzie:

$$p = \frac{n_2}{n_1} - \text{przekładnia napięciowa transformatora,}$$

$R_{o1}$  - nominalna impedancja falowa czwórnika dopełniającego włączonego w układ korektora według rys. 1a,

$R_{o2}$  - nominalna impedancja falowa czwórnika dopełniającego włączonego w układ korektora według rys. 1b,

$n_1$  i  $n_2$  - liczby zwojów uzwojeń transformatora.

Powyższe warunki spełnia układ mostkowy (krzyżowy) według rys. 2a, składający się z dwóch impedancji przeciwstawnych  $Z$  i  $Z' = \frac{R_o^2}{Z}$  (umieszczonych w ramionach wzdłuż-

nych) oraz z dwóch rezystancji przeciwstawnych  $R_a$  i  $R_b = \frac{R_o^2}{R_a}$  (umieszczonych w gałęziach skośnych). Ponieważ układ ten jest zrównoważony dla wszystkich częstotliwości, można go przedstawić w postaci dwóch, nie połączonych ze sobą dwójników jak na rys. 2b.

Przy czym:

$R_o = R_{o1}$  i  $W = W_1$  - przy włączeniu czwórnika wszechzaporowego w układ korektora według rys. 1a,

lub

$R_o = R_{o2}$  i  $W = W_2$  - przy włączeniu czwórnika wszechzaporowego w układ korektora według rys. 1b.

Rezystancje  $R_a$  i  $R_b$  służą do regulacji tłumienności korektora.

Wychodząc z wyrażenia (2) oraz zakładając, że:

$$\frac{R_1}{R_{o1}} = r_1 = e^{A_o} \quad (7)$$

wzór na tłumowość można, po przekształceniach [17], przedstawić w postaci:

$$\Gamma = A + jB = A_o + \ln \frac{1 + ke^{-2g_n}}{1 - ke^{-2g_n}} \quad (8)$$

skąd, podstawiając za  $g_n = a_n + jb_n$  oraz wydzielając część rzeczywistą (jak w [17]) po dalszych przekształceniach można otrzymać:



$$\operatorname{th}(A-A_0) = \operatorname{th} \Delta A = \frac{2ke^{-a_n} \cdot \cos b_n}{1+k^2 e^{-2a_n}} \quad (9)$$

a dla małych wartości  $k$  (co w praktyce ma miejsce):

$$A \approx A_0 + 2ke^{-2a_n} \cdot \cos 2b_n = A_0 + \Delta A \quad (10)$$

gdzie:

$A_0$  - stała tłumienność średnia korektora,

$k$  - współczynnik będący funkcją regulowanych rezystancji  $R_a$  i  $R_b$ , niezależny od częstotliwości,

$g_n = a_n + jb_n$  - wielkość będąca funkcją impedancji  $Z$  czwórnik dopełniającego, zmienna w funkcji częstotliwości,

przy czym:

$$e^{A_0} = 1 + \frac{1}{R} \cdot \frac{R_1 \cdot R_{o1}}{R_1 + R_{o1}} = 1 + \frac{R}{R_2 + R_{o2}} \quad (11)$$

$$k = q \cdot \operatorname{th} \frac{A_0}{2} \quad (12)$$

$$q = \frac{R_a - R_{o1}}{R_a + R_{o1}} \quad (13)$$

$$e^{-g_n} = \frac{Z - R_{o1}}{Z + R_{o1}} \quad (14)$$

skąd

$$\operatorname{cth} \frac{g_n}{2} = \frac{Z}{R_{o1}} = z \quad (15)$$

Jak widać ze wzoru (10), tłumienność korektora regulowanego składa się ze składowej stałej  $A_o$  i ze składowej zmiennej  $\Delta A$ , zależnej w rezultacie od rezystancji  $R_a$  i  $R_b$  oraz od impedancji  $Z$  i  $Z'$  (rys. 2).

Rozpatrzmy zakres zmian parametru  $k$ , a tym samym i tłumienności korektora, w wyniku zmian rezystancji regulowanej  $R_a$ .

Przy zmianach rezystancji regulowanej  $R_a$  od 0 do  $\infty$ ,  $q$  zmienia się od  $-1$  do  $+1$ , a ponieważ  $\operatorname{th} \frac{A_o}{2}$  nie może być większe od 1, to zakres zmian parametru  $k$  ograniczony jest również przedziałem:

$$-1 \leq k \leq +1$$

przy czym, gdy  $q = +1$ , to  $W_1 = Z$ , a gdy  $q = -1$ , to  $W_1 = Z' = \frac{R_{o1}^2}{Z}$ . Przy nominalnej wartości  $R_a = R_{o1}$ , czyli gdy  $q = 0$ , również  $k = 0$ , a tłumienność korektora regulowanego  $A = A_o$ .

Przy wartościach  $k = \pm k_1$  charakterystyki korektora regulowanego, jak widać z zależności (10), również będą symetryczne względem  $A_o$ .

Zmianę znaku przy parametrze  $q$ , a co za tym idzie i przy parametrze  $k$  można uzyskać przez zmianę miejscami  $R_a$  i  $R_b$ , co umożliwia zmniejszenie liczby rezystorów do połowy.

Przebieg charakterystyki tłumieniowej korektora w funkcji częstotliwości, jak widać z powyższego, kształtują impedancje  $Z$  i  $Z'$  dopełniającego czwórnikaszczeporowego. Impedancje te można realizować, ogólnie rzecz biorąc za pomocą dowolnych, lecz dualnych dwójników lub czwórników. W praktyce są one realizowane za pomocą dwójników  $L, C$ , dwójników  $R, L, C$  oraz za pomocą klasycznych półogniw filtrów obciążonych z przeciwnej strony rezystancjami  $R_0$  (korektory o lokalnym działaniu w pasmie częstotliwości).

### 2.1.2. Korektor o charakterystyce okresowo zmiennej

W przypadku gdy impedancje  $Z$  i  $Z'$  w czwórniku szczeporowym (rys. 2) są zrealizowane za pomocą dwójników reaktywnych, tj. gdy:

$$z = \frac{Z}{R_0} = -\frac{jX}{R_0} = -jx = \operatorname{cth} j \frac{b_n}{2} \quad (16)$$

$a_n = 0$

wówczas korektor z takim czwórnikiem dopełniającym ma charakterystykę tłumienności o przebiegu kosinusoidalnym (w funkcji częstotliwości), bowiem wzór na tłumienność korektora przyjmie postać:

$$A - A_0 = A \approx 2k \cos b_n = 2k \cdot \frac{x^2 - 1}{x^2 + 1} \quad (17)$$

Jak wynika z powyższego wzoru, korektor będzie miał tłumienność równą  $A_0$  niezależnie od częstotliwości przy  $q = 0$  oraz niezależnie od wartości  $q$ , przy częstotliwo-



ściach zwanych osiowymi, dla których:

$$b_n = \frac{\pi}{2} (2n - 1) \quad (18)$$

a

$$z = -jx = -j \frac{X}{R_0} = -j \operatorname{ctg} \frac{\pi}{4} (2n-1) = \mp j \quad (19)$$

gdzie:

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

Maksymalny przyrost tłumienności ( $\cos b_n = \pm 1$ ) wystąpi przy częstotliwościach, dla których:

$$b_n = \pi \cdot m \quad (20)$$

a

$$z = -j \frac{X}{R_0} = -j \operatorname{ctg} \frac{\pi}{2} \cdot m \quad (21)$$

(gdzie  $m = 0, 1, 2, \dots$ ).

tj. przy częstotliwościach, przy których występują bieguny lub zera reaktancji  $-jX$ .

Zakładając częstotliwości osiowe, można więc na podstawie wzorów (19) i (21) wyliczyć elementy wszechzaporowego czwórnika dopełniającego.

### 2.1.3. Korektor pasmowy pojedynczy<sup>x)</sup>

W pewnych przypadkach pożądane jest, aby korektor

---

<sup>x)</sup> Korektory te określane są w literaturze przeważnie mianem korektorów lokalnych - nazwa ta pochodzi od ich lokalnego działania w pasmie częstotliwości.

umożliwiał regulację tłumienności tylko w wybranym, ściśle określonym pasmie częstotliwości oraz, aby dla pozostałych częstotliwości pasma przesyłowego zachowywał tłumienność stałą.

Taką regulację tłumienności można uzyskać za pomocą korektora z dopełniającym czwórnikami wszechzaporowym, w którym impedancje  $Z$  i  $Z' = \frac{R_0}{Z}$  utworzone są przez impedancje wejściowe dwóch pomocniczych filtrów przeciwnych  $F$  i  $F'$ , zamkniętych z drugiej strony opornościami  $R_0$  [13, 14], jak na rys. 3.

W przypadku tym parametr  $g_n = a_n + jb_n$ , określony wzorem (14), oznacza tamowność niedopasowania rezystancji  $R_0$  (stanowiącej obciążenie filtru) do impedancji wejściowej filtru. Występujące zatem we wzorach (9) i (10) wielkości  $a_n$  i  $b_n$  oznaczają odpowiednio tłumienność i przesunność niedopasowania.

W pasmie przepustowym filtrów pomocniczych  $F$  i  $F'$ , gdzie  $Z = R_{o1}$ , tłumienność niedopasowania  $a_n$  jest duża, a tłumienność korektora, jak wynika ze wzorów (9) i (10), jest praktycznie stała i równa  $A_0$ .

W pasmie zaporowym natomiast, przy częstotliwościach dostatecznie oddalonych od częstotliwości granicznych, impedancje wejściowe filtrów pomocniczych są praktycznie równe ich impedancjom falowym i mają charakter urojony ( $Z = \pm jX_f$ ), co oznacza, że tłumienność niedopasowania  $a_n = 0$ , a zatem składową zmienną tłumienności korektora możemy w przybliżeniu wyrazić za pomocą wzorów:

$$\operatorname{th} \Delta A \approx \frac{2k}{1-k^2} \cos b_n = \frac{2k}{1-k^2} \cdot \frac{x_f^2 - 1}{x_f^2 + 1} \quad (22)$$

a dla małych  $k$

$$\Delta A \approx 2k \cdot \cos b_n = 2k \frac{x_f^2 - 1}{x_f^2 + 1} \quad (23)$$

gdzie:

$x_f = \frac{x_f}{r_0}$  - zredukowana wartość składowej urojonej impedancji falowej filtra pomocniczego w pasmie zaporowym.

Maksymalne zmiany tłumienności falowej korektora

$\Delta A_{\max} = \operatorname{arth} \frac{2k}{1-k^2}$  nastąpią przy częstotliwościach, dla

których spełnione są równania (20) i (21), tj. przy częstotliwościach, przy których występują bieguny lub zera reaktancji falowej filtrów pomocniczych.

W pasmie przejściowym filtrów pomocniczych, tj. w bezpośrednim sąsiedztwie częstotliwości granicznych, tłumienność korektora jest bliska wartości  $A_0$ .

Obliczanie korektora pasmowego sprowadza się do określenia dwóch pomocniczych filtrów przeciwstawnych o zadanych impedancjach falowych ( $R_N$ ) i zadanim pasmie zaporowym ( $f_{g2} - f_{g1}$ ), które jest w przybliżeniu pasmem roboczym korektora ( $f_{o2} - f_{o1}$ ).

Aby ograniczyć działanie korektora do wąskiego pasma częstotliwości, stosuje się filtry pomocnicze pasmowo-



-zaporowe (półogniwa typu stałej  $K$ ). Charakterystyka tłumienności korektora posiada wówczas tylko jedno ekstremum i dwie częstotliwości osiowe. Wynika to z przebiegu charakterystyki impedancji falowej tych filtrów w pasmie zaporowym.

#### 2.1.4. Korektor pasmowy podwójny

Ograniczone wąskie pasmo robocze korektora z dopełniającym czwórnikiem wszechzaporowym według rys. 3 wynika z faktu, że impedancje  $W_1$  i  $W_2$  wnoszone przez ten czwórnik w gałąź wzdłużną i gałąź poprzeczną korektora są praktycznie stałe i mają charakter rzeczywisty dla wszystkich częstotliwości, leżących poza pasmem korektora, tj. w pasmie przepustowym filtrów pomocniczych, gdzie  $Z = Z' = R_0$ .

Fakt ten umożliwia użycie zamiast widocznych na rys. 1b rezystancji  $R_1$  i  $R_2$  impedancji wejściowej i wyjściowej innego czwórnika wszechzaporowego o impedancji falowej  $R_{0II} = R_2$  i o różnym od poprzedniego zakresie korekcji, dołączanego za pomocą dodatkowego uzwojenia transformatora (rys. 4). Oba czwórniki będą wówczas przedstawiały dla siebie nawzajem rezystancje stałe poza zakresami ich działania, dzięki czemu otrzymuje się korektor o dwóch pasmach korekcji i o tłumienności stałej, takiej jak w przypadku pojedynczego korektora pasmowego. Przy tym częstotliwości środkowe  $f_{II}$  i  $f_{rII}$ , a ściślej pasma zaporowe filtrów pomocniczych obydwu czwórników dopełniających, powinny być dostatecznie oddalone

od siebie tak, aby impedancje wejściowe jednego czwórnikownika dopełniającego były stałe i miały charakter rzeczywisty w pasmie zaporowym filtrów pomocniczych drugiego czwórnikownika dopełniającego.

Dla częstotliwości leżących w pasmie przepustowym filtrów pomocniczych obydwu czwórników dopełniających tłumienność korektora według rys. 4 jest stała, można ją wyrazić wzorem:

$$A = A_0 = \ln \left| 1 + \frac{R}{R_{oI} + R_{oII}} \right| \quad (24)$$

gdzie:

$R_{oI}$  i  $R_{oII}$  - impedancje falowe czwórników dopełniających.

W przypadku gdy:

$$R_{oI} = R_{oII} = R_o = \frac{R}{2(e^{A_0} - 1)} \quad (25)$$

oraz

$$p = \frac{n_{2I}}{n_1} = \frac{n_{2II}}{n_1} = \frac{R_o}{R} = \frac{1}{A(e^{A_0} - 1)} \quad (26)$$

maksymalne przyrosty tłumienności korektora przy częstotliwościach  $f_{rI}$  i  $f_{rII}$  są jednakowe ( $A_{f_{rI}} = A_{f_{rII}}$ ).

Składową zmienną tłumienności  $A$  korektora pasmowego podwójnego (w pasmach zaporowych jego filtrów pomocniczych) można w przybliżeniu wyznaczyć na podstawie

tych samych wzorów jak w przypadku korektora pojedynczego, aczkolwiek wzory te są nieściśle dla dodatnich przyrostów tłumienności korektora. Rozwiązanie to bowiem prowadzi w praktyce do pewnych zmian (w porównaniu z korektorami pojedynczymi) krzywych korekcji w przypadku dodatnich przyrostów tłumienności. Krzywizny charakterystyk, idące w kierunku większych tłumienności (w górę) będą zawsze miały mniejszą amplitudę i będą obejmowały nieco szersze pasmo niż przy tej samej wartości parametru  $q$  - krzywizny idące w dół.

Maksymalną tłumienność, a stąd i maksymalny dodatni przyrost tłumienności  $\Delta A_{\max}$ , tj. tłumienność przy częstotliwościach środkowych  $f_{rI}$  i  $f_{rII}$  dla  $q_I = q_{II} = q = \frac{R_a - R_o}{R_a + R_o} = 0$ , można dokładnie określić wzorem (przy założeniu (25)):

$$A_{\max} = \ln \left| 1 + \frac{R}{R_o} \right| = A_o + \ln \left| 2 - e^{-A_o} \right| \quad (27)$$

ponieważ przy częstotliwościach  $f_{rI}$  i  $f_{rII}$  impedancja wyjściowa  $W_2$  jednego z czwórników dopełniających dla  $q = 1$  jest praktycznie równa 0, a drugiego z nich równa  $R_o$ .

Jeżeli tłumienność średnia  $A_o$  jest mała ( $A_o \leq 0,2 \text{ Np}$ ), to zmiany krzywych korekcji (różnice w przyrostach tłumienności w "dół" i w "górze"), wynikające z połączenia w parę dwóch czwórników wszechzaporowych w jednym korektorze, są nieznaczne, uzyskuje się natomiast prawie dwukrotne zmniejszenie stałej tłumienności średniej  $A_o$  oraz zmniejszenie liczby elementów korektora.



Sposób obliczania czwórników dopełniających i filtrów pomocniczych (wchodzących w skład tych czwórników) jest analogiczny jak w przypadku korektorów pasmowych pojedynczych.

Zastosowanie korektorów podwójnych przynosi duże korzyści szczególnie tam, gdzie zachodzi konieczność stosowania układów korekcyjnych, składających się z dużej liczby korektorów pasmowych, jak to ma miejsce w korektorach błędów przypadkowych (dokładnych), gdzie zmniejszenie tłumienności stałej pozwoli zmniejszyć liczbę wzmacniaczy, koniecznych dla kompensacji tłumienności wnoszonej przez korektor, z dwóch do jednego.

#### 2.1.5. Korektor o zadanym przebiegu charakterystyki

Dotychczas omówione korektory z dopełniającymi czwórnikami wszechzaporowymi określane były na podstawie danych częstotliwości osiowych oraz średniej tłumienności  $A_0$ . Rozmieszczenie i ilość częstotliwości osiowych decydowały o kształcie krzywej korekcji.

W niektórych jednak przypadkach chodzi o dokładne odtworzenie danej charakterystyki tłumienności i o możliwość regulowania wielkości amplitudy korekcji przy zachowaniu kształtu tej krzywej. Ma to miejsce na przykład przy kompensowaniu zmian krzywych korekcji spowodowanych zmianami temperatury oraz przy korygowaniu błędów systematycznych korekcji podstawowej w teletransmisyjnych systemach szerokopasmowych.

Problem taki można rozwiązać w przybliżony sposób,

jak podano w [13], zastępując korektor stały w układzie T-z (rys. 5) o wymaganej charakterystyce tłumienności korektorem regulowanym z dopełniającym czwórnikiem wszechzaporowym według rys. 2, którego impedancje  $Z$  i  $Z^o$  są funkcjami impedancji  $Z_1$  i  $Z_2$  korektora stałego i wynoszą:

$$Z = \frac{1}{r} Z_1 + R_o = R_o + \frac{R_o}{R} Z_1 \quad (28)$$

$$Z^o = \frac{R_o^2}{Z} = \frac{R_o Z_2}{R + Z_2} \quad (29)$$

gdzie:

$Z_1$  i  $Z_2$  - impedancja wzdłużna i poprzeczna korektora stałego według rys. 5,

$R$  - impedancja falowa korektorów (stałego i regulowanego),

$R_o$  - impedancja falowa czwórnika dopełniającego w korektorze regulowanym.

Przy spełnieniu zależności (28) i (29), tłumność takiego korektora regulowanego  $\Gamma = A + jB$  związana jest z tłumnością korektora stałego  $g = a + jb$ , jak wykazał Oswald [12, 13] następującą zależnością:

$$\text{th} \frac{\Gamma - A_o}{2} = k \cdot \text{th} \frac{B_g}{2} \quad (30)$$

gdzie:

$$k = a \text{ th} \frac{A_o}{2} = \frac{R_a - R_o}{R_a + R_o} \cdot \text{th} \frac{A_o}{2}$$

Jeżeli przyjąć, że przesuwność  $b$  korektora stałego jest niewielka, to składową zmienną tłumienności korektora regulowanego można w przybliżeniu wyznaczyć ze wzoru:

$$\text{th } \frac{\Delta A}{2} = k \cdot \text{th } \frac{a}{2} \quad (31)$$

Dla niewielkich wartości  $\Gamma$  i  $g$  można napisać:

$$\Gamma - A_0 = k \cdot g, \quad (32)$$

skąd

$$\Delta A = A - A_0 = k \cdot a$$

Ponieważ w praktyce zawsze mamy  $k < 1$ , składowa zmienna korektora regulowanego  $\Delta A$  jest również mniejsza od tłumienności wyjściowego korektora stałego  $a$ . Dla otrzymania znacznych zmian tłumienności korektora regulowanego  $\Delta A$  należy przyjąć dużą tłumienność średnią  $A_0$ , na przykład dla  $A_0 = 1,1$  Np i  $q = 1$  otrzymamy  $k = 0,50$ , tzn., że  $\text{th } \frac{\Delta A_0}{2}$  może się zmieniać od  $-0,5 \text{ th } \frac{a}{2}$  do  $+0,5 \text{ th } \frac{a}{2}$ .

Mając więc określony korektor stały (o strukturze T-z), tj. jego tłumienność  $a(f)$  oraz impedancje  $Z_1$  i  $Z_2 = \frac{R^2}{Z_1}$  można łatwo wyznaczyć ze wzoru (31) składową zmienną tłumienności korektora regulowanego przy założonej wartości  $A_0$  oraz impedancje dopełniającego czwórnik wszechzaporowego  $Z$  i  $Z' = \frac{R}{Z}$  ze wzorów (28) i (29).



## 2.2. Korektor błędów systematycznych

Korektor błędów systematycznych przeznaczony jest do kompensowania zniekształceń tłumieniowych, które są wynikiem niedokładnego skompensowania przez wzmacniaki zniekształceń toru. Systematyczny charakter błędów korekcji podstawowej może spowodować występowanie, w pewnych zakresach częstotliwości, zniekształceń polegających na wybrzuszeniu, wklęśnięciu, zafalowaniu lub zmianie nachylenia charakterystyki przenoszenia.

Zadaniem korektorów błędów systematycznych jest skompensowanie tych dodatkowych zniekształceń, o stosunkowo nieskomplikowanym charakterze, lecz mających na skutek sumowania się na poszczególnych odcinkach wzmacniakowych znaczne amplitudy. Korektory te są włączane na stacjach wzmacniakowych obsługiwanych i ustawiane na odpowiednią charakterystykę przy uruchamianiu traktu.

Opisywany tu korektor błędów systematycznych jest oparty na układzie typu T-zbocznikowane, o stałej impedancji  $R = 75 \Omega$ , którego dwie impedancje przeciwstawne (gałąź wzdłużna  $Z_I$  i gałąź poprzeczna  $Z_{II}$ ) utworzone są przez impedancje wejściowe pomocniczego czwórnikarszego (rys. 6). Czwórnikarsze są wykonane w postaci układów mostkowych, zawierających w gałęziach poprzecznych przeciwstawne rezystancje regulowane ( $R_a$  i  $R_b$ ), umożliwiające nastawianie amplitudy odkształceń realizowanej krzywej korekcji. W gałęzi wzdłużnej czwórnika pomocniczego włączone są przeciwstawne dwójniki o

impedancjach  $Z_I$  i  $Z_{II}$  (patrz tabl. 1), kształtujące charakterystyki tłumienności korektora. Rodzaj i złożoność dwójników decydują o kształcie charakterystyki tłumienności korektora, a więc stosowane są w zależności od rodzaju żądanej krzywej. Analizę tego typu układów podano w punktach 2.1.1, 2.1.2 i 2.1.5.

Ponieważ trudno jest z góry przewidzieć kształt i charakter zniekształceń systematycznych, jakie wystąpią w trakcie liniowym, omawiany korektor ma 12 różnych, wymiennych dwójników, które włączane są w gałęzie wzdlużne czwórnik pomocniczego, co umożliwia uzyskanie 12 różnych krzywych korekcji (rys. 7 + 11). Każda krzywa ma zmienianą amplitudę odkształcenia za pomocą rezystorów  $R_a$  i  $R_b = \frac{R_0^2}{R_a}$ , składających się z 10 rezystorów, co umożliwia skokową, 10-stopniową regulację amplitudy, realizowaną przez przelutowywanie odpowiednich zwieraczy na płytce. Skoki regulacji wynoszą  $0,1 \pm 0,01$  Np, natomiast zakres regulacji zniekształceń tłumieniowych korektora błędów systematycznych jest następujący:

- a) dla krzywych korekcji I, II i IV (rys. 7 i 8) i krzywych korekcji VI + XII (rys. 9 + 11) w zakresie  $\pm 0,45$  Np,
- b) dla krzywych korekcji III i V (rys. 7 i 8) w zakresie  $\pm 0,8$  Np.

Średnia tłumienność korektora (dla płaskiej charakterystyki przenoszenia) wynosi 0,5 Np. Znamionowa rezystancja wejściowa (pierwotna i wtórna) wynosi  $75 \Omega$ . Tłumien-

Wykaz połączeń dwójników, kształtujących charakterystyki korektora błędów systematycznych

Typ krzywej korekcji	Włączony dwójnik	
	$Z_I$	$Z_{II}$
Krzywa I /charakterystyka nachylenia/ rys. 7	$L_9$	$C_9$
Krzywa II /charakterystyka nachylenia/ rys. 7	$C_{10}$	$L_{10}$
Krzywa III /charakterystyka nachylenia/ rys. 7	$C_{11}$	$L_{11}$
Krzywa IV /charakterystyka krzywizny/ rys. 8	$L_3+C_3$	$L_5 \parallel C_5$
Krzywa V /charakterystyka krzywizny/ rys. 8	$L_3+C_4$	$L_6 \parallel C_6$
Krzywa VI - rys. 9	$L_1 \parallel C_1$	$L_7+C_7$
Krzywa VII - rys. 9	$L_2 \parallel C_2$	$L_8+C_8$
Krzywa VIII /krzywa VI + krzywa VII/ rys. 9	$/L_1 \parallel C_1/+L_2 \parallel C_2/$	$/L_7+C_7/\parallel/L_8+C_8/$
Krzywa IX - rys. 10	$/L_1 \parallel C_1/+L_9$	$/L_7+C_7/\parallel C_9$
Krzywa X - rys. 10	$C_{10}+/L_2 \parallel C_2/$	$L_{10} \parallel /L_8+C_8/$
Krzywa XI - rys. 11	$/L_7+C_7/ \parallel /L_8+C_8/ \parallel /L_3+C_3/$	$/L_1 \parallel C_1/+L_5 \parallel C_5/+L_2 \parallel C_2/$
Krzywa XII - rys. 11	$/L_8+C_8/ \parallel /L_7+C_7/$	$/L_1 \parallel C_1/+L_2 \parallel C_2/$

"+" oznacza szeregowe połączenie elementów LC

"|" oznacza równoległe połączenie elementów LC



ność niedopasowania względem impedancji  $75 \Omega$ ,  $\angle 0^\circ$  jest większa od 2,3 Np.

Przedstawione na rys. 7 \* 11 charakterystyki tłumieniowe omawianego korektora obrazują maksymalne odkształcenia oraz wartość średnią tłumienności  $A_0$  - otrzymuje się je odpowiednio przy skrajnych i środkowej wartości regulowanych rezystorów  $R_a$  i  $R_b$ .

### 2.3. Korektor błędów przypadkowych, typu pasmowego

Korektor błędów przypadkowych, typu pasmowego, przeznaczony jest do kompensacji resztkowych zniekształceń tłumieniowych w trakcie liniowym, które pozostaną po korekcji podstawowej i po korekcji błędów systematycznych oraz przeznaczony jest do kompensacji zniekształceń tłumieniowych wolno zmieniających się w czasie.

Korektor błędów przypadkowych, typu pasmowego składa się z 11 podstawowych układów korekcyjnych umieszczonych na 9 płytkach z obwodami drukowanymi, połączonych ze sobą łańcuchowo (patrz schemat blokowy rys. 12).

W skład tych układów wchodzi:

- 7 korektorów pasmowych podwójnych o dwóch podzakresach działania, tj. umożliwiających regulację tłumienności, każdy w dwóch oddzielnych wąskich pasmach częstotliwości,
- korektor pasmowy pojedynczy o działaniu lokalnym w jednym wąskim pasmie częstotliwości,
- korektor nachylenia umożliwiający regulację nachylenia

charakterystyki tłumienności w całym zakresie częstotliwości, przy stałej tłumienności dla jednej częstotliwości, stanowiącej średnią geometryczną częstotliwości skrajnych (około 530 kHz),

- korektor krzywizny o regulowanej tłumienności w całym zakresie częstotliwości, który pozwala na maksymalne odkształcenie charakterystyki tłumieniowej w środku geometrycznym pasma liniowego, przy niezmiennych poziomach dla częstotliwości 148 kHz i 1,8 MHz,
- tłumik regulowany o sześciu stopniach regulacji, umożliwiający skokową zmianę tłumienności korektora w całym pasmie od 0 + 0,3 Np.

Wszystkie ogniwa korekcyjne łącznie z tłumikiem zostały wykonane w postaci układów T-zbocznikowane o stałej impedancji falowej  $R = 75\Omega$ , przy czym w układach korektorów pasmowych, nachylenia i krzywizny impedancje gałęzi wzdłużnych  $Z_1$  i poprzecznych  $Z_2$  utworzone są przez impedancje wejściowe pomocniczego czwórnika wszechzaporowego (rys. 13 + 16). Układy te omówiono szczegółowo w punkcie 2.1.

Ten pomocniczy czwórnik wykonany jest w postaci układu mostkowego (krzyżowego) z gałęziami poprzecznymi o przeciwstawnych rezystancjach regulowanych ( $R_a$  i  $R_b$ ), za pomocą których realizowana jest regulacja tłumienności. Wszystkie ogniwa korekcyjne mają dla każdego podzakresu (lub całego pasma w przypadku korektorów nachylenia i krzywizny) 10-skokową regulację tłumienności, realizowaną ręcznie za pomocą przełączników obrotowych.

Zasada korekcji przeprowadzanej za pomocą korektora błędów przypadkowych typu pasmowego polega na wstępnej regulacji zgrubnej za pomocą korektorów nachylenia i krzywizny oraz na lokalnej kompensacji dokładnej poszczególnych nierówności charakterystyki tłumieniowej za pomocą korektorów pasmowych. W tym celu całe pasmo liniowe ( $60 \text{ kHz} + 4,35 \text{ MHz}$ ) zostało podzielone na 15 nachodzących na siebie podzakresów w ten sposób, że częstotliwości graniczne jednego podzakresu pokrywają się w przybliżeniu z częstotliwościami środkowymi podzakresów sąsiednich. Korektory pasmowe zapewniają regulację tłumienności w każdym z tych podzakresów z osobna. Rozkład środkowych częstotliwości podzakresów (patrz tabl. 2) wykonany został zgodnie z postępowaniem pseudo-geometrycznym i jest zbliżony do rozkładu częstotliwości pomiarowych. Stosunek pomiędzy dwoma sąsiednimi częstotliwościami środkowymi podzakresów wynosi dla dolnej części pasma 1,567, następnie maleje wraz ze wzrostem częstotliwości do wartości 1,239 dla górnej części pasma. Tak rozmieszczone częstotliwości środkowe podzakresów regulacyjnych różnią się w stosunku do nominalnych częstotliwości pomiarowych (wg CCITT) nie więcej niż o 5%, co wobec istniejącego zaokrąglenia wierzchołków poszczególnych krzywych pozwala w dostatecznym przybliżeniu na wykorzystanie częstotliwości pomiarowych do regulacji i ustawiania poszczególnych ogniw korekcyjnych.

Takie rozwiązanie korektora błędów przypadkowych, typu pasmowego, umożliwia szybkie i łatwe przeprowadzanie korekcji bez przerywania transmisji, co ma istotne zna-



Rozkład podzakresów i częstotliwości regulacyjnych korektorów pasmowych

Podzakresy	Częstotliwości regulacyjne - środkowe pod- zakresów		$\frac{f_{rn}}{f_r/n-1/}$	Częstotliwości pomiarowe według CCITT /kHz/
	n	$f_r$ /kHz/		
I /38 ♦ 94/ kHz	1	60	-	60
II /63 ♦ 141/ kHz	2	94	1,567	96,13
III /96 ♦ 207/ kHz	3	141	1,5	144,14
IV /145 ♦ 296/ kHz	4	207	1,468	204,14
V /212 ♦ 412/ kHz	5	296	1,43	308
VI /300 ♦ 564/ kHz	6	412	1,392	415,86
VII /415 ♦ 767/ kHz	7	564	1,369	560
VIII /575 ♦ 1025/ kHz	8	767	1,36	808
IX /771 ♦ 1360/ kHz	9	1025	1,336	1056
X /1051 ♦ 1760/ kHz	10	1360	1,314	1304
XI /1380 ♦ 2240/ kHz	11	1760	1,294	1800
XII /1779 ♦ 2820/ kHz	12	2240	1,273	2296
XIII /2265 ♦ 3510/ kHz	13	2820	1,259	2792
XIV /2830 ♦ 4350/ kHz	14	3510	1,245	3536
XV /3510 ♦ 5400/ kHz	15	4350	1,239	4287

czenie w eksploatacji. Ważną zaletą korektora błędów przypadkowych, typu pasmowego, jest ponadto względna prostota układu i względnie mała wrażliwość na uszkodzenia oraz łatwość lokalizacji uszkodzenia, co wynika z faktu, że każde ogniwo korekcyjne stanowi układowo samodzielną całość.

Średnia tłumienność korektora błędów przypadkowych, typu pasmowego, w całym pasmie liniowym, przy zerowej tłumienności tłumika regulowanego, wynosi 2,8 Np. Zakres korygowanych zniekształceń w poszczególnych podzakresach częstotliwości wynosi + 0,2 Np i - 0,26 Np, natomiast w przypadku charakterystyki nachylenia zakres regulacji wynosi około  $\pm 0,46$  Np, a w przypadku charakterystyki krzywizny  $\pm 0,43$  Np. Omawiany korektor ma też możliwość skokowej regulacji charakterystyki płaskiej w zakresie 0,3 Np.

Charakterystyki tłumienności poszczególnych ogniw korekcyjnych o dwóch podzakresach działania (korektorów pasmowych podwójnych według rys. 16) mają podobny kształt, z tym że częstotliwości środkowe krzywizn poszczególnych ogniw są różne. Ich rozkład podany jest w tabl. 2. Na rysunku 17 podano przykładowo charakterystykę tłumienności jednego z takich ogniw korekcyjnych. Natomiast na rysunkach 18, 19 i 20 podano charakterystyki tłumienności (przy skrajnych i środkowych położeniach regulatorów) ogniwa korekcyjnego o jednym podzakresie działania oraz korektorów nachylenia i krzywizny. Zestawienie charakterystyk wszystkich ogniw korekcyjnych podano na rys. 21.

## 2.4. Korektor prądów pilotowych

Przeprowadzona w każdej obsługiwanej stacji wzmacniakowej korekcja tłumienności jest niewystarczająca przy częstotliwościach prądów pilotowych, ponieważ przy tych częstotliwościach stawiane są ostrzejsze wymagania na dokładność korekcji. W celu zapewnienia dokładnego wyrównania charakterystyki tłumienności przy częstotliwościach prądów pilotowych (w systemie TN-960 częstotliwości 60 kHz i 4287 kHz) zastosowano dodatkowo w obsługiwanej stacji wzmacniakowej korektory prądów pilotowych.

Omawiany korektor prądów pilotowych jest podwójnym korektorem pasmowym opartym na układzie T-zbocznikowane o stałej impedancji falowej  $R = 75\Omega$ , zawierającym dwa wszechzaporowe czwórnikowe dopełniające (I i II), które są włączone między gałąź wzdłużną i poprzeczną tego układu. Dopełniające czwórnikowe wszechzaporowe mają postać czwórników krzyżowych (mostkowych). Impedancje wzdłużne tych czwórników  $Z$  i  $Z' = \frac{R^2}{Z_0}$  utworzone są przez impedancje wejściowe pomocniczych filtrów przeciwstawnych  $F$  i  $F'$ , zamkniętych od strony wyjścia rezystancjami  $R_0$  (rys. 3). Metoda projektowania układów tego typu została opisana w punkcie 2.1.

Schemat ideowy wykonanego korektora prądów pilotowych przedstawiono na rys. 16. Omawiany korektor umożliwia skokową regulację tłumienności w zakresie  $\pm 0,05 N_p$ , co  $0,01 N_p$ . Jego tłumienność średnia wynosi w całym paśmie liniowym  $0,16 \pm 0,01 N_p$ . Częstotliwości środkowe



podzakresów, w których regulowane jest tłumienie, pokrywają się z częstotliwościami prądów pilotowych  $f_{rI} = 60$  kHz i  $f_{rII} = 4287$  kHz. Dla częstotliwości dolnego pilota regulacja realizowana jest za pomocą zmiennych rezystancji  $R_a$  i  $R_b$ , włączonych w gałęzie poprzeczne (skośne) czwórnika wszechzaporowego I, natomiast dla częstotliwości górnego pilota regulację uzyskuje się przez zmianę analogicznych rezystancji w czwórniku II. W celu uzyskania płaskiej charakterystyki przenoszenia (0,16 Np) powinien być spełniony warunek:  $R_a = R_b = R_o$ .

Korektor został wykonany na płytce drukowanej o wymiarach znormalizowanych dla systemu TN-960, z elementów o tolerancji 2%. Regulacja tłumienności odbywa się za pomocą dwóch miniaturowych, 11-pozycyjnych przełączników P1 ( $R_{aI}$  i  $R_{bI}$ ) i P2 ( $R_{aII}$  i  $R_{bII}$ ), przy czym przełącznik P1 umożliwia regulację przy częstotliwości  $f_{rI} = 60$  kHz, natomiast P2 przy  $f_{rII} = 4287$  kHz. Zastosowanie dwóch przełączników umożliwia niezależną regulację poziomu tłumienności na częstotliwościach obu pilotów.

Wyniki pomiarów tłumienności skutecznej, wykonanych metodą porównawczą, przedstawiono w formie wykresów na rys. 22. Tłumienność niedopasowania mierzona na wejściu i wyjściu korektora w stosunku do  $75\Omega$ ,  $\neq 0^\circ$  była w badanym pasmie częstotliwości 45 kHz - 60 MHz większa od 2,3 Np (w granicach 2,6 - 7,8 Np). Obserwowano także zachowanie się układu w zmiennych warunkach temperaturowych. Pomiarzy w zakresie temperatury  $+10^\circ\text{C}$  do  $+50^\circ\text{C}$  wykonywane co  $10^\circ\text{C}$  wykazały, że tłumienność skuteczna układu w przyjętych warunkach nie ulega zauważalnej zmianie.

## 2.5. Korektor dodatkowy

Korektor dodatkowy jest sterowany prądem pilotowym 60 kHz i stanowi ogniwo wykonawcze automatycznej regulacji poziomu, stosowanej w obsługiwanych stacjach przelotowych i końcowych traktu liniowego TN-960. Korektor ten umożliwia automatyczną regulację charakterystyki toru dla dolnej części pasma częstotliwości liniowych bliskich częstotliwości pilotowej 60 kHz. Korektor dodatkowy jest wykonany w postaci układu T-zbocznikowanego o stałej impedancji falowej  $Z = 75\Omega$ , w których impedancje gałęzi wzdłużnych ( $Z_1$ ) i poprzecznych ( $Z_2$ ) tworzą wejściowe impedancje pomocniczego, wszechzaporowego czwórnika regulacyjnego. Pomocniczy czwórnik regulacyjny jest wykonany w postaci układu mostkowego (krzyżowego), zawierającego w gałęziach poprzecznych przeciwstawne rezystancje regulowane ( $R_a$  i  $R_b$ ), umożliwiające regulację amplitudy realizowanej krzywej korekcji. W gałęzi wzdłużnych tych czwórników regulacyjnych włączone są przeciwstawne układy (dwójniki), kształtujące charakterystykę tłumienności korektora. Dokładny opis takiego układu znajduje się w punkcie 2.1. niniejszego artykułu. Schemat układu korektora dodatkowego przedstawia rys. 23. W omawianym korektorze dodatkowym jako rezystancje regulowane zastosowano termistory typu F75-34/14 podgrzewane zewnętrznym prądem sterującym. Charakterystyka termistora, przedstawiająca zależność rezystancji termistora od prądu sterującego, oraz wybrany zakres pracy są przedstawione na rys. 24.

Rezystancje termistorów w układzie muszą być przeciwnostawne, a więc również wartości prądów muszą być zawsze takie, aby w każdym momencie pracy układu był spełniony warunek  $R_a \cdot R_b = R_o^2$ . W omawianym korektorze dodatkowym zakres prądów sterujących wynosi od 5 mA do 14 mA, i ten zakres prądu pozwala na zmianę rezystancji termistorów od  $810\Omega$  do  $40\Omega$ . Zakres zmian prądów sterujących wyznacza więc amplitudę odkształceń krzywej korekcji. Prądy te dostarczane są do układu korektora dodatkowego z układu automatycznej regulacji poziomu, składającego się z odbiornika pilota oraz zespołu liczącego i sterującego. Opis układu automatycznej regulacji poziomu znajduje się w odrębnym artykule [15].

Kształt krzywej korekcji zależy od charakteru zniekształceń tłumieniowych w trakcie liniowym. Charakter zniekształceń tłumieniowych w trakcie liniowym TN-960 w zakresie niskich częstotliwości nie jest jeszcze znany ze względu na brak możliwości przeprowadzenia odpowiednich badań, aż do czasu uruchomienia linii doświadczalnej. W związku z tym wybrane zostały dwie krzywe korekcji (rys. 25 i 26), zrealizowane w dwóch wersjach korektora dodatkowego. Krzywe te nie wyczerpują wszystkich możliwości tego korektora. Można otrzymać inne krzywe, stosując inne dwójniki pomocnicze, spełniające również warunek przeciwstawności  $Z_I \cdot Z_{II} = Z^2$ .

Charakterystyki korektora dodatkowego wykonane metodą porównawczą przedstawiają rys. 25 i 26.

Średnia tłumienność korektora dodatkowego (dla płaskiej charakterystyki przenoszenia) wynosi  $0,4 \pm 0,01$  Np



w pasmie od 60 kHz do 4,3 MHz. Zakres korygowanych zniekształceń wynosi  $\pm 0,25$  Np. Znamionowa impedancja wejściowa (pierwotna i wtórna) wynosi  $75 \Omega$ . Tłumienność niedopasowania względem impedancji  $75 \Omega$ ,  $\neq 0^\circ$  jest nie mniejsza od 2,3 Np.

## 2.6. Korektor okablowania stacyjnego

Korektor okablowania stacyjnego służy do kompensacji zniekształceń tłumieniowych wnoszonych przez kable łączące stojaki wzmacniaczy końcowych z urządzeniami przemiany. Konieczność stosowania korektora tego typu wynika z faktu, że przy znacznej długości, jaką mogą osiągać te kable (do kilkudziesięciu metrów), oraz przy szerokim pasmie liniowym (0,06 - 4,028 MHz) mogą powstawać znaczne zniekształcenia tłumieniowe.

Korektor okablowania stacyjnego pracuje w układzie czwórnika typu T-zbochnikowane (rys. 28) z wszechzaporowym czwórnikiem dopełniającym. Zasada pracy oraz metoda projektowania takiego układu została opisana w punkcie 2.1. niniejszego artykułu.

Omawiany korektor umożliwia uzyskanie 5 krzywych korekcji na kable łączące typu 2YC/mS/CY-0,5/3,0/2/4, firmy Siemens, o długościach: 0 m (korektor daje krzywą płaską) 15 m, 35 m, 55 m, 75 m (rys. 27). Odpowiednie krzywe otrzymuje się przez włączenie, za pomocą zwieraczy umieszczonych na płycie drukowanej odpowiednich elementów rezystorowych. Zakres kompensacji zniekształceń tłumieniowych w pasmie częstotliwości 0,06 - 4,6 MHz

wynosi 0,2 Np z dokładnością  $\pm 0,02$  Np. Maksymalna tłumienność wprowadzana przez korekter nie przekracza 0,3 Np. Znamionowa rezystancja wejściowa i wyjściowa korektora wynosi  $75\Omega$ ,  $\neq 0^\circ$ . Tłumienność niedopasowania mierzona na wejściu i wyjściu korektora w odniesieniu do  $75\Omega$  jest w całym pasmie przenoszenia większa od 2,3 Np.

Korektor okablowania stacyjnego jest częścią zespołu składającego się z:

- filtru dolnoprzepustowego 4287 kHz,
- korektora okablowania stacyjnego,
- kwarcowego filtru zaporowego 60 kHz.

Jest to zespół dwupłytkowy o wymiarach 45 x 105 x x 160 mm, przy czym na pierwszej płytce umieszczony został korektor okablowania stacyjnego i filtr dolnoprzepustowy 4287 kHz, natomiast na drugiej filtr zaporowy 60 kHz.

### 3. REGULOWANY KOREKTOR HARMONICZNY DLA TELEFONICZNEGO SYSTEMU WSPÓŁOSIOWEGO TN-960

#### 3.1. Zasada działania regulowanego korektora harmonicznego

Zasada działania regulowanego korektora harmonicznego oparta jest na praktycznym wykorzystaniu znanego twierdzenia Fouriera mówiącego, że dowolną funkcję okresową i ciągłą, w pewnym przedziale, na przykład 0-II można aproksymować szeregiem Fouriera, złożonym z cosinusów i sinusów.

W przypadku korekcji dokładnej mamy właśnie za zadanie skorygować funkcję ciągłą, określoną w pewnym przedziale, przy czym przebieg tej funkcji ma w korygowanym pasmie kształt dowolny i trudny do przewidzenia, można jedynie przewidzieć maksymalne odchylenia tej funkcji od wartości średniej. To zadanie mają właśnie spełnić korektory harmoniczne.

Zasady działania korektorów cosinusowych i ich odmiany - korektorów harmonicznych były znane od dawna, jednak w systemach teletransmisyjnych znalazły zastosowanie mniej więcej 30 lat temu i na przestrzeni tych 30 lat przeszły one znaczną ewolucję, która będzie pokrótce omówiona.

Korektory cosinusowe, jak również korektory harmoniczne, mają szereg istotnych wspólnych zalet, z których najważniejsze to:

1. Możliwość korygowania dowolnej krzywej.

2. Możliwość dokonania dokładniejszej korekcji przez dołożenie do istniejącego już korektora następnych kilku członów (realizujących następne kolejne harmoniczne) bez naruszenia dotychczasowej struktury (i także nastawień); niezależność poszczególnych członów korektora wynika z ortogonalności szeregu Fouriera.

3. Teoretyczna możliwość aproksymowania dowolnej krzywej (o określonych ekstremalnych wartościach) pozwala na projektowanie regulowanych korektorów dokładnych przy wykorzystaniu minimalnej ilości informacji o charakterystykach systemu, do którego ma być zastosowany.



Zalety tej nie mają korektory lokalne, zwłaszcza, jeśli mają być projektowane oszczędnie.

4. Maksymalny wymagany zakres regulacji tłumienności poszczególnego ogniwa (realizującego jedną harmoniczną) jest mniejszy od maksymalnej amplitudy uzyskiwanej za pomocą całego korektora - zwykle mniejszy od połowy.

5. Z przyjętej zasady aproksymacji wynika kryterium błędu korekcji - można ją oceniać według najmniejszego błędu kwadratowego, a nie według najmniejszego odchylenia, jak w przypadku korektorów lokalnych.

Podstawową wadą korektorów kosinusowych, przynajmniej ich pierwszych rozwiązań technicznych, były bardzo rozbudowane i drogie układy. Współczesne rozwiązania tego typu korektorów są już całkowicie wolne od tej wady.

### 3.1.1. Korektory cosinusowe z czwórnikami Bodego

Pierwsze korektory cosinusowe wykorzystywały powszechnie znane zjawisko falowania impedancji wejściowej linii długiej w przypadku, gdy jej drugi koniec zamknięty jest impedancją niedopasowaną do impedancji linii. Amplituda tych falowań jest zależna od stopnia niedopasowania (a także od tłumienności linii), a okres oscylacji od podwójnego czasu przelotu echa przez linię. Rozpatrując impedancję wejściową w zakresie częstotliwości od 0 do  $f_g$ , można powiedzieć, że zmiana impedancji wejściowej w funkcji częstotliwości wykona pełny jeden cykl wówczas, gdy opóźność linii będzie wynosiła

$2\tau = \frac{1}{2 f_g}$ , co jest równoznaczne z przesuwnością dla  $f_g$  równą  $2B = \pi$ . Im większa jest opóźność linii, tym więcej zafalowań impedancji wejściowej powstanie w określonym pasmie częstotliwości. Ogólnie biorąc, jeśli opóźność będzie wynosiła  $2\tau = \frac{n}{2f}$ , wówczas wystąpi  $n$  pełnych okresów oscylacji impedancji wejściowej.

Jeśli zbuduje się czwórnik (pokazany na rys. 29), którego obie gałęzie stanowią impedancje wejściowe linii opóźniających o zmiennym stopniu niedopasowania na jej końcach, to przebieg tłumienności tego czwórnika będzie oscylował w podobny sposób jak impedancje wejściowe linii. Jeśli układ ma wytwarzać przebiegi o kształcie cosinusoidalnym, to przesuwność linii powinna się zmieniać od 0 do  $\pi/2$  w roboczym pasmie częstotliwości (dla uzyskania jednej cosinusoidy). Dla  $n$ -tego ogniwa przesuwność powinna się zmieniać od 0 do  $n\pi/2$ .

Łańcuchowe połączenie  $n$  ogniw opisanych powyżej pozwala uzyskać  $n$  nakładających się charakterystyk tłumienności o kształcie cosinusoidalnym. Charakterystyka tłumienności takiego zestawu może być przedstawiona w formie ograniczonego szeregu Fouriera, złożonego z cosinusów:

$$a = A_0 + A_1 \cos 2B + A_2 \cos 2 \cdot 2B + A_3 \cos 3 \cdot 2B \dots$$

gdzie  $A_0$  jest sumą stałych tłumienności wszystkich ogniw

$$A_0 = \sum_{i=1}^n A_{0i}$$

Współczynniki  $A_1, A_2 \dots$  są regulowane za pomocą rezystorów zamykających przesuwniki fazowe. Oczywiście każdy z członów szeregu odpowiada jednemu czwórnikowi (rys. 30).

W korektorze omawianego typu liczba użytych elementów (a także i tłumienność) bardzo szybko rośnie wraz z liczbą harmonicznych. Wynika to z konieczności stosowania w obu gałęziach pojedynczego ogniwa liczby przesuwników równej numerowi porządkowemu harmonicznej. Łatwo można ustalić, że liczba elementów LC korektora wyraża się wzorem:

$$K = \frac{n(n+1) \cdot N}{2}$$

gdzie  $n$  - liczba ogniw,  $N$  - liczba elementów L (lub C) w pierwszym ogniwie. Zestawienie liczby elementów dla różnej liczby ogniw podane jest w tabeli poniżej.

T a b e l a 3

Liczba ogniw	Cewki	Kondensatory
24	1200	1200
14	420	420
12	312	312

### 3.1.2. Korektor harmoniczny

Korektory harmoniczne, podobnie jak i korektory opisane w poprzednim punkcie, pozwalają otrzymać charakte-



rystykę tłumienności opisaną szeregiem Fouriera, złożonym z cosinusów. Oprócz tego umożliwiają także, przy odpowiednim zaprojektowaniu i wykonaniu, korekcję zniekształceń fazowych.

Zasada pracy sprowadza się również do sumowania napięcia sygnału podstawowego i odbitych ech, jednak realizowane to jest w nieco odmienny sposób. Korektor harmoniczny składa się z linii opóźniającej z odczepami, zamkniętej na impedancję falową (rys. 31), układów regulacyjnych i układu sumującego. Jeden z odczepów jest wyróżniony jako główny, tzn. odprowadzający sygnał podstawowy  $A_0$ . Symetrycznie do niego wyprowadzone są odczepy sygnałów wyprzedzających i opóźnionych, przy czym opóźność odcinka linii pomiędzy dwoma sąsiednimi odczepami wynosi  $\tau = \frac{1}{2f_g}$ , co odpowiada zmianie przesuwności od 0 do  $\pi$  w pasmie  $f$  od 0 do  $f_g$ .

Napięcie na wyjściu układu można związać następującą zależnością z napięciem wejściowym

$$U_{wy} = U_{we} (A_{-n} e^{-in\tau\omega} + A_{-n+1} e^{-i(n-1)\tau\omega} + \dots + A_{-1} e^{-i\tau\omega} + \dots + A_n e^{-in\tau\omega}) \quad (33)$$

lub wprowadzając funkcję przejścia  $K(\omega)$ , można napisać

$$K(\omega) = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = e^{i\tau\omega} \sum_{k=-n}^{k=n} A_k e^{ik\tau\omega} \quad (34)$$

której zapis trygonometryczny ma postać:

$$K(\omega) = \frac{U}{U_{we}} \frac{WY}{\omega} = A_0 + \sum_{k=1}^n (A_k + A_{-k}) \cos k\tau\omega + \\ + i \sum_{k=1}^n (A_k - A_{-k}) \sin k\tau\omega \quad (35)$$

gdzie

$$\tau = \frac{\pi}{\omega_g} = \frac{1}{2fg}$$

Interesującą sprawą jest przeanalizowanie różnych wariantów pracy korektora w zależności od wartości współczynników  $A_k$  i  $A_{-k}$ . Rozpatrzmy je kolejno:

$$1) A_k = A_{-k}$$

czyli sygnały echowe są sobie równe co do amplitudy i znaku (zgodność fazy).

Funkcja przejścia  $K(\omega)$  (tamowność) przyjmie wtedy postać:

$$K(\omega) = A_0 + \sum_{k=1}^n (A_k + A_{-k}) \cos k\tau\omega = \\ = A_0 + 2 \sum_{k=1}^n A_k \cos k\tau\omega \quad (36)$$

Jak widać z ostatniej zależności, korektor harmoniczny pracujący w tym wariancie nie wprowadza żadnego przesunięcia fazowego, wprowadza jedynie w korygowanym pasmie pewną tłumienność.

$$2) A_k = -A_{-k}$$

czyli sygnały echowe są sobie równe co do amplitud, lecz przesunięte w fazie o  $180^\circ$ .

W tym przypadku zależność na tłumowność przyjmie postać :

$$K(\omega) = A_0 + 2i \sum_{k=1}^n A_k \sin k\tau\omega \quad (37)$$

Z zależności tej można obliczyć tłumienność  $A(\omega)$  i przesunięcie fazowe  $B(\omega)$

$$A(\omega) = \sqrt{A_0^2 + \left( \sum_{k=1}^n 2 A_k \sin k\tau\omega \right)^2} \quad (38)$$

$$B(\omega) = \text{arc tg} \frac{\sum_{k=1}^n 2 A_k \sin k\tau\omega}{A_0} \quad (39)$$

przy spełnianiu warunku

$$\left| \frac{1}{A_0} \sum_{k=1}^{k=n} 2 A_k \sin k\tau\omega \right| \leq 0,25 + 0,30 \quad (40)$$

co oznacza, że suma ech jest znacznie mniejsza od sygnału podstawowego, można zależności na  $A(\omega)$  i  $B(\omega)$  zapisać w formie uproszczonej z błędem nie przekraczającym 4 procent



$$A(\omega) = A_0 \quad (41)$$

$$B(\omega) = \frac{1}{A_0} \sum_{k=1}^n 2 A_k \sin k\tau\omega \quad (42)$$

Korektor, pracujący w tym wariancie, umożliwia korekcję zniekształceń fazowych traktu liniowego, wprowadzając jednocześnie pewną stałą tłumienność.

Istnieje jeszcze jeden szczególnie interesujący wariant pracy korektora harmonicznego, mający miejsce przy założeniu, że wykorzystuje się tylko połowę linii opóźniającej, a więc  $A_{-k} = 0$  lub  $A_k = 0$ . Zakładając, że  $A_{-k} = 0$ , do sygnału podstawowego  $A_0$  dodają się sygnały echowe opóźnione do niego w fazie.

Wtedy tłumowność korektora wyrazi się wzorem:

$$K(\omega) = A_0 + \sum_{k=1}^n A_k (\cos k\tau\omega + i \sin k\tau\omega) \quad (43)$$

i odpowiednie wzory na tłumienność  $A(\omega)$

i przesunięcie fazowe  $B(\ )$  przyjmą postać

$$A(\omega) = \sqrt{\left( A_0 + \sum_{k=1}^n A_k \cos k\tau\omega \right)^2 + \left( \sum_{k=1}^n A_k \sin k\tau\omega \right)^2} \quad (44)$$

$$B(\omega) = \text{arc tg} \frac{\sum_{k=1}^n A_k \sin k\tau\omega}{A_0 + \sum_{k=1}^n A_k \cos k\tau\omega} \quad (45)$$

przy spełnieniu warunku, że suma ech jest znacznie mniejsza od sygnału podstawowego, a ściśle przy spełnieniu warunków

$$\left| \frac{1}{A_0} \sum_{k=1}^n A_k \cos k\tau\omega \right| \leq 0,25 + 0,30 \quad (46)$$

oraz

$$\left| \frac{1}{A_0} \sum_{k=1}^n A_k \sin k\tau\omega \right| \leq 0,25 + 0,30 \quad (47)$$

wtedy

$$A(\omega) = A_0 + \sum_{k=1}^n A_k \cos k\tau\omega \quad (48)$$

i

$$B(\omega) = \frac{1}{A_0} \sum_{k=1}^n A_k \sin k\tau\omega \quad (49)$$

Błąd tego uproszczenia na  $A(\omega)$  i  $B(\omega)$  wynosi około 3 procent.

Tak więc uproszczony korektor harmoniczny umożliwia realizację krzywej tłumienności w postaci sumy  $n$  krzywych o przebiegu funkcji cosinus przy spełnieniu ww. warunków. Należy dodać, że aproksymacja korygowanej krzywej tłumienności traktu liniowego, przez rozwinięcie szeregu Fouriera, zawierającego składową stałą i składowe opóźnione w stosunku do niej o  $-\tau$ ,  $-2\tau$ ...  $-n\tau$  możliwa jest pod warunkiem, że trakt liniowy jest układem typu minimalno-fazowego, tzn. istnieje jednoznaczna zależność między tłumiennością a przesunięciem fazowym.

Trakty liniowe systemów telefonicznych można uważać za minimalno-fazowe, ponieważ liczba czwórników, wchodzących w skład traktu liniowego i nie będących typu minimalno-fazowego, jest niewielka.

Z przedstawionych wyżej wariantów pracy regulowanego korektora harmonicznego wynika jasno, że może on być stosowany do korekcji:

a) zniekształceń fazowych traktu liniowego (np. przy przesyłaniu sygnałów telewizyjnych),

b) zniekształceń tłumieniowych bez wprowadzenia zniekształceń fazowych w systemach, w których równolegle przesyłane są kanały telefoniczne i sygnał wizyjny,

c) zniekształceń tłumieniowych przy zastosowaniu uproszczonego wykonania korektora dla systemów niewrażliwych na dodatkowe zniekształcenia fazowe (tj. systemów wyłącznie telefonicznych).

Porównując korektory harmoniczne z korektorami cosinusowymi o ogniach Bodego, można wskazać szereg zalet korektorów harmonicznych:

a) są one przede wszystkim bardziej uniwersalne,

b) są znacznie oszczędniejsze, ponieważ liczba elementów linii opóźniającej wzrasta tylko proporcjonalnie do ilości harmonicznych,

c) wprowadzana tłumienność wstępna (dla płaskiej charakterystyki) nie zależy od ilości harmonicznych - jest ona określona koniecznością utrzymania określonego od-



stępu poziomym pomiędzy sygnałami z pierwszych odczepów linii opóźniającej i sygnałem podstawowym; jest ona mniejsza niż dla korektorów cosinusowych i nie przekracza zwykle 3 Np.

System TN-960 jest przeznaczony, jak wiadomo, wyłącznie do przesyłania sygnałów telefonicznych (bez telewizji) i w związku z tym została zastosowana uproszczona wersja korektora harmonicznego do regulacji tłumienności (wzór 48). Wersja ta wykorzystuje, jak to już było opisane, pojedyncze echa, a więc linię opóźniającą o połowę krótszą w porównaniu z rozwiązaniem klasycznym. Do korekcji traktów liniowych przeznaczonych wyłącznie do przesyłania telefonii w zupełności wystarcza kilkanaście harmonicznycch (12 - 18), w rezultacie więc korektory tego typu są bardzo oszczędne i zawierają najmniejszą liczbę elementów w porównaniu ze wszystkimi dotychczas omówionymi. Porównując oba typy korektorów dokładnych, zrealizowanych dla traktu liniowego systemu TN-960, można stwierdzić, że korektor typu harmonicznego jest około 2,5 raza mniejszy gabarytowo od korektora typu pasmowego. Z drugiej strony należy stwierdzić, że regulacja i nastawianie korektora harmonicznego mogą być w praktyce eksploatacyjnej nieco bardziej złożone i kłopotliwsze aniżeli korektora typu pasmowego. Wydaje się jednak, że przy odpowiednim wyposażeniu w aparaturę pomiarową i przeszkoleniu personelu zagadnienie regulacji nie powinno stanowić poważniejszego problemu.

### 3.2. Układ elektryczny regulowanego korektora harmonicznego dla kompensacji zniekształceń tłumieniowych traktu liniowego TN-960

Rysunek 32 przedstawia układ elektryczny regulowanego korektora harmonicznego, przeznaczonego do korekcji dokładnej zniekształceń tłumieniowych traktu liniowego systemu TN-960 w pasmie częstotliwości 0,06 - 4,6 MHz. Korektor pracuje według wariantu 3, opisanego w poprzednim punkcie.

Umożliwia on uzyskanie 18 niezależnych harmonicznych (patrz rys. 33) o przebiegach odchylających się w górę lub w dół względem tłumienności odniesienia  $A_0$ .

12 harmonicznych posiada w pasmie 0,06 - 4,6 MHz przebieg tłumienności zgodny z funkcją cosinus, 3 harmoniczne umożliwiają uzyskanie przebiegów tłumienności zagęszczonych w górnej części pasma, a pozostałe 3 harmoniczne dają przebiegi tłumienności zagęszczone w dolnej części pasma.

Amplitudy poszczególnych harmonicznych można regulować potencjometrycznie od wartości 0 do  $\pm \Delta A_n \max$ . Wartości 0 - odpowiada pozycja środkowa potencjometru, zaś wartości  $\pm \Delta A_n \max$  - jedna z dwóch pozycji skrajnych.

Poprawna praca korektora uzależniona jest od odpowiedniego zaprojektowania i wykonania jego układów funkcjonalnych. Dlatego też będzie celowe krótkie omówienie ich właściwości oraz wpływu na pracę korektora.

### 3.3. Układy funkcjonalne regulowanego korektora harmonicznego

W korektorze harmonicznym można wyodrębnić następujące układy funkcjonalne:

1. Układ transformatorów rozgałęźnych służących do wydzielenia i odseparowania od sygnałów echowych sygnału podstawowego  $A_0$ .
2. Układ linii opóźniających służących do wytworzenia sygnałów echowych,
3. Układ zmiany fazy o  $180^\circ$  i regulacji amplitudy poszczególnych sygnałów echowych (transformator różnicowy wraz z potencjometrycznym dzielnikiem).
4. Dwustopniowy układ sumujący, służący do sumowania sygnału podstawowego z sygnałami echowymi.
5. Tłumik nastawny służący do regulacji amplitudy sygnału podstawowego  $A_0$ .

#### 3.3.1. Układ transformatorów rozgałęźnych

Transformatory rozgałęźne Tr1, Tr2, Tr3 zostały zaprojektowane na rezystancję pracy  $75\Omega$  w celu uzyskania dopasowania do impedancji falowych linii opóźniających.

Podstawowe parametry transformatorów rozgałęźnych są następujące:

Nierównomierność charakterystyki tłumienności dla dowolnego kierunku przenoszenia transformatora jest nie



gorsza od  $\pm 0,01$  Np w pasmie 0,06 - 4,6 MHz, zaś tłumienność w kierunku zaporowym wszystkich transformatorów jest nie gorsza od 3,6 Np w tym samym pasmie.

Współczynnik niedopasowania impedancji wejściowej i wyjściowych jest mniejszy od 10% w pasmie 0,06-4,6 MHz. Wąskie ramy powyższego opracowania nie pozwalają na dostatecznie szerokie omówienie wszystkich zagadnień projektowania różnych typów transformatorów szerokopasmowych występujących w korektorze harmonicznym.

### 3.3.2. Układy linii opóźniających

Układy linii opóźniających są jednym z podstawowych elementów regulowanego korektora harmonicznego. Od właściwej pracy linii opóźniających zależą w dużym stopniu właściwości samego korektora. Linie opóźniające złożone są z pewnej liczby czwórników, tzw. przesuwników fazowych, połączonych łańcuchowo.

Czwórniki te w całym pasmie częstotliwości (0,06 - 4,6 MHz) powinny mieć tłumienność  $A = 0$  (wszechprzepustowe), a przesunięcie fazowe  $B \neq 0$ .

Z teorii czwórników [9] wiadomo, że powyższe wymagania spełnia czwórnik o strukturze jak na rys. 34, zwany czwórnikiem krzyżowym,

Przy założeniu, że impedancje  $Z_1, Z_2$  w poszczególnych gałęziach mają charakter reaktancyjny i są względem siebie przeciwstawne, to znaczy, że:

$$Z_1 \cdot Z_2 = R^2, \quad (50)$$

słuszne są następujące zależności:

1) Impedancja falowa

$$Z = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} = R \quad (51)$$

jest w całym pasmie stała i ma charakter rzeczywisty.

2) Tamowność falowa

$$\Gamma = A + iB =$$

$$\ln \left[ \frac{1+Z_1 |R|}{1-Z_1 |R|} \right] = \ln \left| \frac{R+Z_1}{R-Z_1} \right| + i \arg \frac{R+Z_1}{R-Z_1} \quad (52)$$

ze względu na reaktancyjny charakter  $Z_1$ ,

$$\ln \left| \frac{R+Z_1}{R-Z_1} \right| = 0 \quad (53)$$

dla wszystkich częstotliwości, czyli tłumienność  $A$  równa jest zeru w całym pasmie częstotliwości, a przesunięcie fazowe określone jest zależnością:

$$B = 2 \operatorname{arg} \frac{Z_1}{R} \quad (54)$$

Wielkość przesunięcia fazowego określona jest liczbą pojedynczych elementów reaktancyjnych wchodzących w skład impedancji  $Z_1$  i  $Z_2$ .

Jeżeli  $Z_1$  i  $Z_2$  są zadane na przykład w postaci  $n$  elementów reaktancyjnych, to przesunięcie fazowe dla  $f = \infty$  wynosi  $n\pi$ . Układy linii opóźniających, stosowane w ko-

rektorze harmonicznym, realizowane są za pomocą przesuw-  
ników fazowych II rzędu. Układ podstawowy takiego prze-  
suwnika pokazany jest na rys. 35.

W celu zmniejszenia liczby elementów jak i konieczno-  
ści pracy w układzie niesymetrycznym, stosowane są rów-  
noważne struktury symetrycznego przesuwnika fazowego  
II rzędu (patrz rys. 36, 37).

Zaprojektowanie przesuwnika fazowego sprowadza się do  
określenia wielkości indukcyjności i pojemności w taki  
sposób, aby uzyskać założony przebieg charakterystyki  
fazowej, opornościowej i tłumieniowej w żądanym pasmie  
częstotliwości. Korzysta się przy tym z następujących  
wzorów, których wyprowadzenie można znaleźć w literatu-  
rze [7].

1) Impedancja falowa

$$R = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} \quad (55)$$

2) Częstotliwość rezonansowa  $f_0$ , dla której przesunięcie  
fazowe wynosi  $\pi$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \quad (56)$$

3) Współczynnik kształtu charakterystyki fazowej  $m$

$$m = \sqrt{L_2/L_1} = \sqrt{C_1/C_2} \quad (57)$$

Po rozwiązaniu powyższych równań otrzymuje się:



$$C_1 = \frac{m}{2\pi f_0 R} \quad (58)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_0 mR} \quad (59)$$

$$L_1 = \frac{R}{2\pi f_0 m} \quad (60)$$

$$L_2 = \frac{Rm}{2\pi f_0} \quad (61)$$

Przesunięcie fazowe przesuwnika fazowego określone jest zależnością

$$\beta = 2 \operatorname{arctg} \frac{\eta}{1 - \eta^2} \frac{1}{m} \quad (62)$$

gdzie  $\eta = \frac{\omega}{\omega_0}$  .

Jak to już powiedziano wcześniej, w regulowanym korektorze harmonicznym uzyskuje się 18 niezależnych krzywych tłumienności (harmonicznych).

Dwanaście krzywych tłumienności w regulowanym korektorze uzyskuje się w wyniku sumowania sygnału podstawowego z sygnałem echowym, wydzielonym z kolejnych dwunastu odczepów linii opóźniającej typu I.

Przesunięcie fazowe każdego z 12 jednakowych przesuwników fazowych zmienia się w pasmie 0,06 - 4,6 MHz od 0 do  $\pi$  , liniowo (patrz rys. 38).

Przesuwniki te mają następujące dane:

- 1) impedancja falowa  $R = 75\Omega$ ,
- 2) częstotliwość  $f_0 = 4,6$  MHz,
- 3) współczynnik kształtu  $m = 0,71$ .

Trzy krzywe o przebiegach zagęszczonych na początku pasma powstają w wyniku sumowania sygnału podstawowego  $A_0$  z sygnałami echowymi, wydzielonymi z kolejnych trzech odczepów linii opóźniającej typu II.

Przebieg przesunięcia fazowego każdego z trzech przesuwników fazowych wykazuje duże nachylenie na początku pasma (patrz rys. 39) i zmienia się od  $\pi$  do  $2\pi$  w pasmie  $0,06 - 4,6$  MHz. Przesuwniki II typu mają następujące dane:

- 1) impedancja falowa  $R = 75\Omega$ ,
- 2) częstotliwość  $f_0 = 60$  kHz,
- 3) współczynnik kształtu  $m = 0,67$ .

Trzy krzywe o przebiegach zagęszczonych na końcu pasma powstają w wyniku sumowania sygnału podstawowego  $A_0$  z sygnałami echowymi, wydzielonymi z kolejnych trzech odczepów linii opóźniającej typu III.

Przebieg przesunięcia fazowego każdego z 3 przesuwników fazowych wykazuje duże nachylenie na końcu pasma (patrz rys. 40) i zmienia się od 0 do  $\pi$  w pasmie  $0,06 - 4,6$  MHz.

Przesuwniki III typu mają następujące dane:

- 1) impedancja falowa  $R = 75\Omega$ ,
- 2) częstotliwość  $f_0 = 4,6$  MHz,
- 3) współczynnik kształtu  $m = 5$ .

Wykładnikiem właściwości przesuwników fazowych, tworzących 3 typy linii opóźniających w regulowanym korektorze harmonicznym są następujące parametry w funkcji częstotliwości: tłumienność skuteczna  $A_s$ , oporność falowa  $R$  oraz przesunięcie fazowe  $\theta$ .

Wcześniejsze stwierdzenie, że  $A_s = 0$ , jest słuszne jedynie przy założeniu, że elementy pojemnościowe i indukcyjne określające strukturę danego przesuwnika są czysto reaktancyjne, tzn. bezstratne. W rzeczywistości mamy do czynienia z ograniczoną dobrocią w przypadku cewek, a w przypadku kondensatorów - z określoną wartością  $t = \delta$ .

Istnieją wzory pozwalające oszacować wpływ efektu strat na tłumienność skuteczną, impedancję falową i przesunięcie fazowe [7].

Zgodnie z tymi wzorami wpływ efektu strat na przyrost tłumienności  $\Delta A_s$  wyrazi się zależnością:

$$\Delta A_s = \frac{d\theta}{d\omega} \frac{\omega}{2} \left( \frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2} \right) \quad (63)$$

gdzie  $\theta$  - przesunięcie fazowe,

$\omega = 2\pi f$ , gdzie  $f$  - częstotliwość,

$m$  - współczynnik kształtu charakterystyki fazowej,

$Q_1$  - dobroć obwodu szeregowego przesuwnika fazowego,

$Q_2$  - dobroć obwodu równoległego przesuwnika fazowego.



$$\Delta A_{s \max} = \frac{4m}{\omega_0} \left( \frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2} \right) \quad \text{dla } \omega = \omega_0 \quad (64)$$

przyjmując  $Q_1 \approx Q_2 \approx 100$

$$A_{s \max} = \frac{4 \times 0,7}{2} (0,02) = 0,028 \text{ Np.}$$

Obliczona wielkość jest zgodna z wielkościami przeciętnie otrzymywanymi w praktyce.

Wpływ efektu strat na impedancję falową ujmuje następujący wzór:

$$R = R_0 \left( 1 + j \frac{1}{2 Q_1} \right) \quad \text{przy założeniu, że } Q_1 \approx Q_2 \quad (65)$$

Składowa urojona impedancji falowej jest tym większa, im mniejsza średnia dobroć.

Wreszcie wpływ efektu strat na niepożądany przyrost przesunięcia fazowego  $\Delta B$  ujmuje następująca zależność

$$\Delta B = 3/2 \sqrt{3} m^2 \frac{1}{Q'_{sr}} \quad (66)$$

gdzie  $m$  - współczynnik kształtu,

$Q'_{sr}$  - średnia dobroć szeregowego i równoległego przesuwnika fazowego.

Z powyższych trzech zależności wynika, że wpływ strat odbija się niekorzystnie na przebiegu tłumienności skutecznej, impedancji falowej i przesunięciu falowym. Duża wartość parametru  $m$  ma także niekorzystny wpływ na

wielkość niepożądanego przyrostu tłumienności skutecznej i przesunięcia fazowego.

Zwrócenie uwagi na zagadnienie wpływu strat na parametry przesuwnika fazowego jest o tyle istotne, że zwykle przesuwniki połączone są w łańcuch, na przykład po 12 sztuk i stąd sumowanie się niepożądanych składowych tłumienności skutecznej, przesunięcia fazowego itd.

W przesuwnikach fazowych efekt strat wynika przede wszystkim z ograniczonej dobroci cewek, wpływ efektu strat samych kondensatorów można zaniedbać. Na wielkość dobroci cewek obok rezystancji strat uzwojenia ma wpływ także wielkość samej indukcyjności. Okazało się na przykład, że linie opóźniające o impedancji falowej  $37,5\Omega$  w których wartości indukcyjności są dwukrotnie mniejsze od wartości indukcyjności w liniach opóźniających o impedancji  $75\Omega$ , miały gorsze parametry. Dla informacji można dodać, że najniższa wartość indukcyjności dla linii opóźniającej o impedancji falowej  $Z = 75\Omega$  wynosi  $0,92 \mu\text{H}$ .

### 3.3.3. Układ do regulacji tłumienności i zmiany fazy sygnałów echowych

Jest to właściwie wstępny stopień dwustopniowego układu sumującego. Odgałęzienie dowolnego sygnału echowego wraz z regulacją jego amplitudy i zmianą fazy odbywa się za pośrednictwem układu potencjometr-transformator różnicowy.

W pozycji środkowej potencjometru na wyjściu trans-

formatora różnicowego nie ma żadnego sygnału, natomiast w jednej z dwóch pozycji skrajnych potencjometru pojawia się sygnał o maksymalnej amplitudzie, będący w fazie lub w przeciwfazie z sygnałem podstawowym.

Wydzielanie sygnałów echowych wiąże się z naruszaniem jednorodności linii opóźniającej, co w konsekwencji powoduje zniekształcenia charakterystyki fazowej i tłumieniowej. Aby ograniczyć do minimum naruszanie jednorodności linii opóźniającej, wydzielanie zrealizowano za pomocą tłumików typu T, o tłumienności średniej rzędu 0,05 Np. W gałęzi poprzecznej tych tłumików uwzględniono wpływ średniej wartości impedancji wejściowej układu potencjometrycznego. Pozwala to na znaczne zmniejszenie wpływu regulacji amplitudy sygnału echowego na charakterystyki linii opóźniającej kosztem wprowadzenia niewielkiej tłumienności zmieniającej się w stosunkowo małym zakresie. Wartość rezystancji potencjometru  $1\text{ k}\Omega$  jest również kompromisem pomiędzy wartością korzystną z uwagi na warunki pracy transformatora różnicowego a warunkiem jak najmniejszego obciążania linii opóźniającej.

W celu zmniejszenia liczby transformatorów zastosowano jeden transformator różnicowy wspólny dla 3 sygnałów echowych.

Dla ograniczenia wahań impedancji wejściowej i wyjściowej układu potencjometrycznego, widzianych odpowiednio od strony linii opóźniającej i wyjścia transformatora różnicowego, w szereg z potencjometrem włączono dwa rezystory po  $210\Omega$ .

Stosowany w obecnym rozwiązaniu korektora układ zmia-



ny fazy sygnału echowego, złożony z potencjometru i transformatora różnicowego, pozwolił wyeliminować przełącznik, stosowany w rozwiązaniach wcześniejszych.

### 3.3.4. Układ sumujący

Sumowanie sygnału podstawowego  $A_0$  z osiemnastoma sygnałami echowymi  $A_1 \dots A_{18}$  odbywa się w układzie siedmiu transformatorów połączonych szeregowo.

Jeżeli przyjąć, że na wejściu korektora istnieje poziom  $U$ , natomiast tłumienność sygnału podstawowego wynosi  $A_0$ , a tłumienność  $n$ -tego echa wynosi  $A_n$ , to względna zmiana poziomu  $\pm \Delta p$  na wyjściu korektora wyniesie:

$$\pm \Delta p = \frac{Ue^{-A_0} + Ue^{-A_n}}{Ue^{-A_0}} \quad (67)$$

Logarytmując powyższe wyrażenie otrzymuje się tę zmianę w neperach

$$\pm \Delta p \text{ [Np]} = \ln \left[ 1 \pm e^{-\Delta n} \right] \quad (68)$$

gdzie  $\Delta n = A_n - A_0$ .

Z ostatniego wzoru widać, że amplitudy  $\pm \Delta p$  oraz  $-\Delta p$  nie są sobie równe.

Zależność między  $\pm \Delta p$  a  $\Delta n$  podaje tabelka na stronie 130.

Ze wzoru (68) wynika, że wielkość amplitudy  $\pm \Delta p$  można zmieniać, zmieniając tłumienność  $A_0$  lub tłumienność  $n$ -tego echa  $A_n$ .

$\Delta_n$	$N_p$	1,0	1,1	1,2	1,3	1,5	1,7	2,0	2,5	3,0	3,5
$-\Delta_p$	$N_p$	0,313	0,284	0,26	0,24	0,201	0,167	0,128	0,079	0,049	0,03
$+\Delta_p$	$N_p$	0,45	0,40	0,359	0,322	0,251	0,199	0,144	0,088	0,051	0,03

W obecnym rozwiązaniu przyjęto dla  $A_0$  wartość 2,7...  
...2,9  $N_p$ . Zmiana  $A_0$  w powyższych granicach odbywa się  
przez zwarcie zwieraczy w tłumiku.

Zmiana tłumienności sygnałów echowych  $A_1 \dots A_{18}$  odby-  
wa się potencjometrycznie.

Maksymalne amplitudy poszczególnych krzywych echowych  
wynoszą:

$$1) \quad \pm \Delta A_1 = \begin{array}{l} + 0,35 N_p \\ - 0,30 N_p \end{array}$$

$$12) \quad \pm \Delta A_{12} = \begin{array}{l} - 0,06 N_p \\ + 0,05 N_p \end{array}$$

gdzie  $\Delta A_1 \dots \Delta A_{12}$  amplitudy krzywych echowych o przebie-  
gu funkcji cosinus.

Amplitudy krzywych o przebiegach zagęszczonych na po-  
czątku i końcu pasma są zbliżone wartościami do wyżej  
podanych. Przy tych wartościach amplitud korektor umoż-  
liwia kompensację odchyłek tłumieniowych rzędu  $\pm 0,4 N_p$ .

Badania statystyczne charakterystyk przenoszenia trak-  
tów liniowych potwierdzają prawidłowość, polegającą na  
tym, że mają one szereg zafalowań na początku i na końcu  
pasma. Zafalowania te nie zawsze dają się skompensować  
krzywymi echowymi o przebiegu funkcji cosinus. W związku

z tym możliwości korekcyjne korektora poszerzono o 3 krzywe o gęstych zafalowaniach na początku pasma i 3 krzywe o gęstych zafalowaniach na końcu pasma.

Nierównomierność obwiedni dodatnich i ujemnych amplitud poszczególnych krzywych echowych nie przekracza 0,04 Np. Tłumienność niedopasowania w stosunku do  $75\Omega$   $\pm 0^\circ$  na wejściu i wyjściu korektora w pasmie częstotliwości 0,06 – 4,6 MHz jest większa od 2,3 Np.

### 3.3.5. Konstrukcja

Regulowany korektor harmoniczny jest zespołem o wymiarach 130 x 105 x 160 mm. Cały zespół złożony jest z sześciu płytek, każda o wymiarach 105 x 160 mm.

Na płycie czołowej znajduje się 18 pokręteł służących do regulacji potencjometrów.

## 4. PODSUMOWANIE

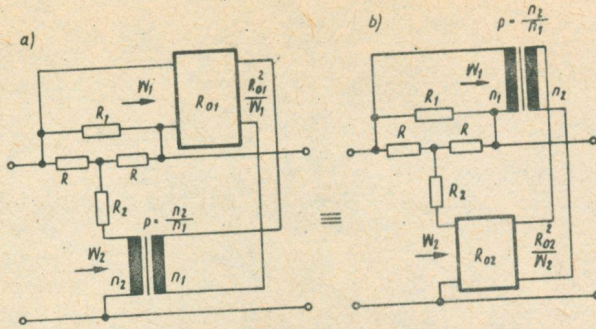
Opisane w niniejszym artykule korektory zostały zaprojektowane na podstawie wstępnych założeń konstrukcyjnych na urządzenia traktu liniowego. Z tego względu, z natury rzeczy, część opisanych konstrukcji ma charakter tymczasowy. W czasie badań na linii doświadczalnej, po uściśleniu wymaganych charakterystyk niewątpliwie konieczne będzie wprowadzenie odpowiednich zmian w szeregu z omówionych korektorów.

Najistotniejszym dorobkiem ponad trzyletnich prac nad korektorami dla systemu TN-960 jest opanowanie teoretycz-

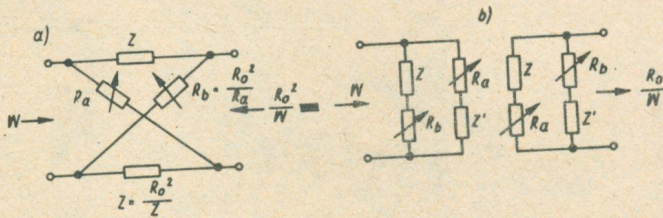


nych i praktycznych zasad projektowania korektorów dla szerokopasmowych systemów nośnych. Korektory te mają bardzo szeroki wachlarz możliwości korekcyjnych. Zakres przydatności opanowanych metod projektowania nie ogranicza się wyłącznie do systemu 960-krotnego. Projektowane opisanymi metodami korektory mogą znaleźć zastosowanie również w innych systemach szerokopasmowych zarówno mniejszej, jak i większej krotności, na przykład TN 300 lub TN 2700, a korektory typu harmonicznego po odpowiednich modyfikacjach mogą być stosowane także do korygowania zniekształceń fazowych w łączach telewizyjnych.

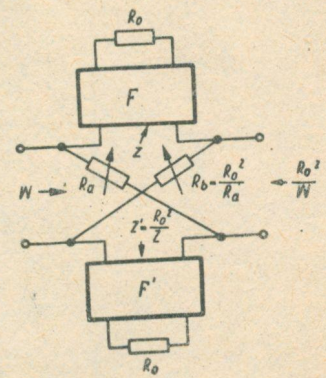
Prace nad urządzeniami korekcyjnymi są nadal kontynuowane. Obecnie prowadzi się prace nad urządzeniami automatycznej regulacji korektorów dokładnych, co pozwoli na znaczne uproszczenie i zwiększenie dokładności nastawiania tych korektorów.



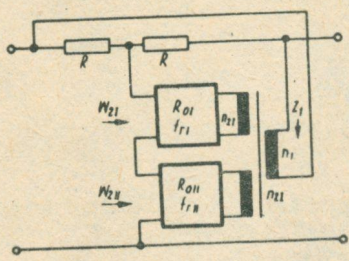
Rys. 1. Schemat ogólny korektora regulowanego z dopełniającym czwornikiem wszechzaporowym: a/ włączonym bezpośrednio w gałąź wzdłużną, b/ włączonym bezpośrednio w gałąź poprzeczną



Rys. 2a. Czwornik wszechzaporowy w układzie mostkowym, b/ równoważny mu układ dwójników

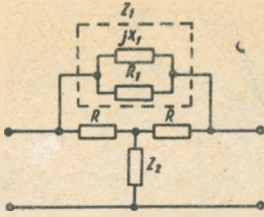


Rys. 3. Dopełniający czwornik wszechzaporowy z filtrami pomocniczymi

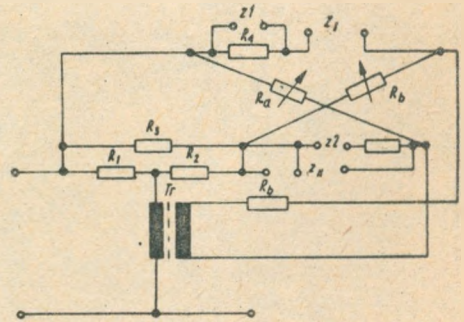


Rys. 4. Schemat ogólny korektora pasmowego podwójnego

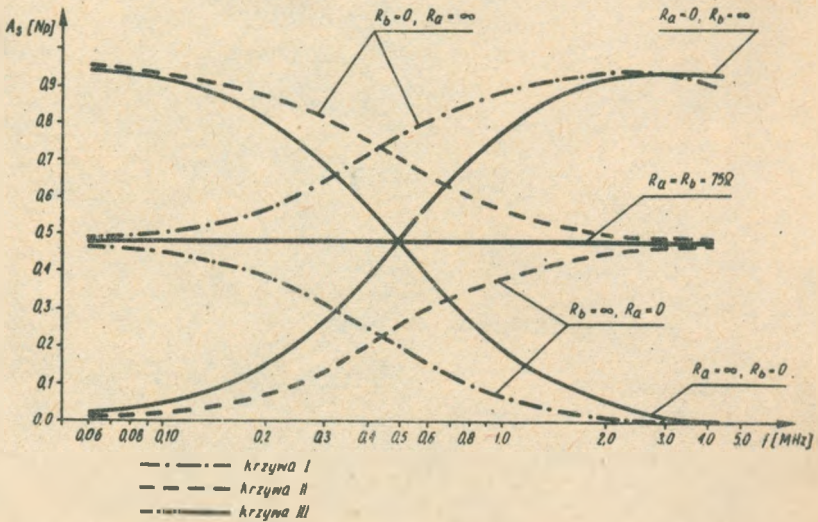




Rys. 5. Ogólna postać korektora stałego

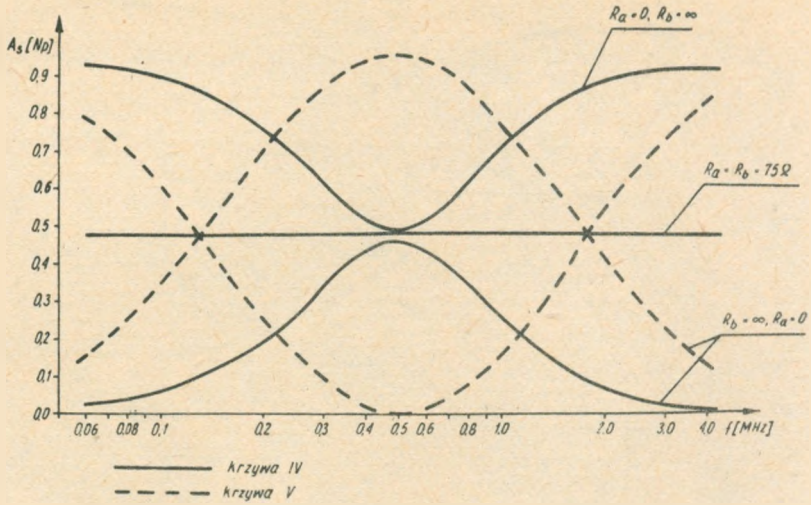


Rys. 6. Schemat korektora błędów systematycznych

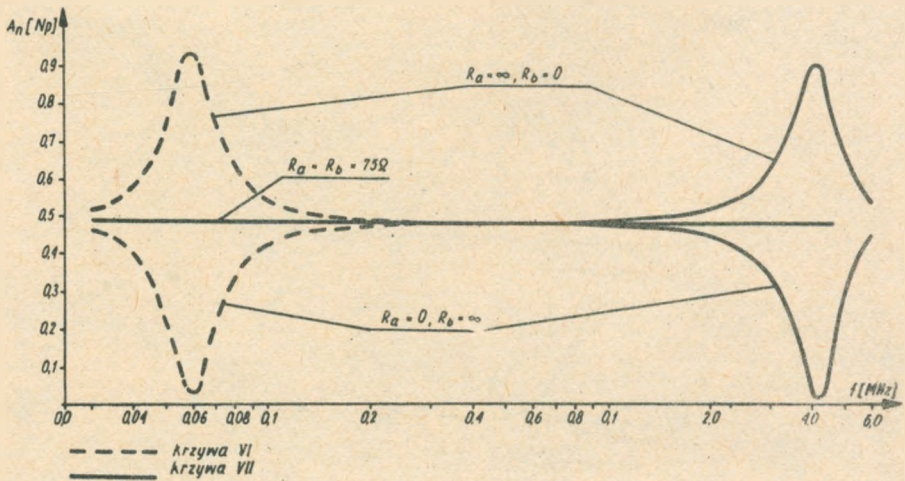


Rys. 7. Charakterystyki tłumienności /nachylenia/ korektora błędów systematycznych

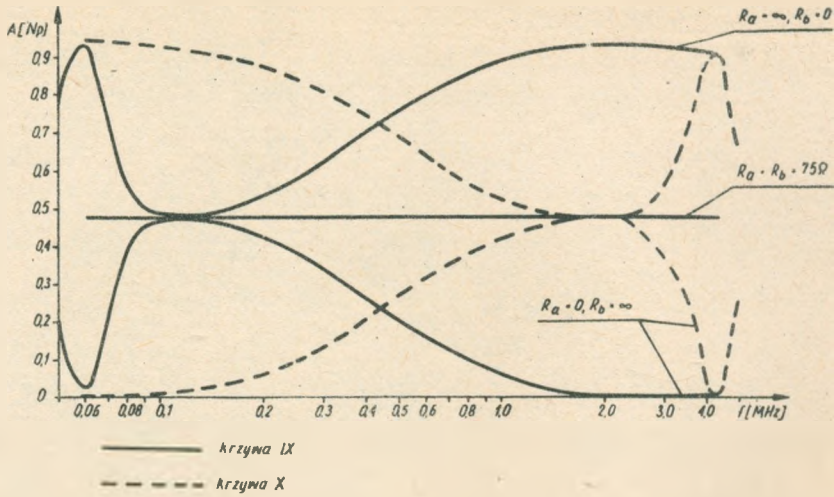




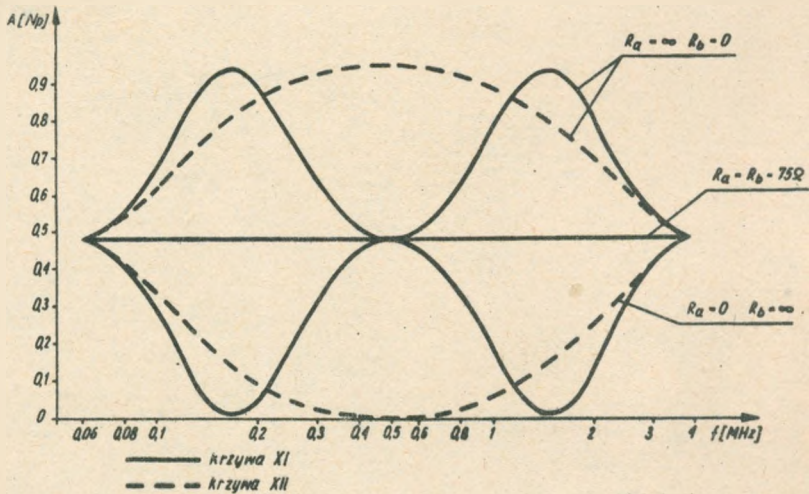
Rys. 8. Charakterystyki tłumienności /krzywizny/ korektora błędów systematycznych



Rys. 9. Charakterystyki tłumienności korektora błędów systematycznych



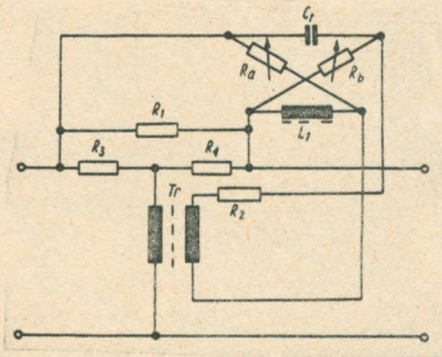
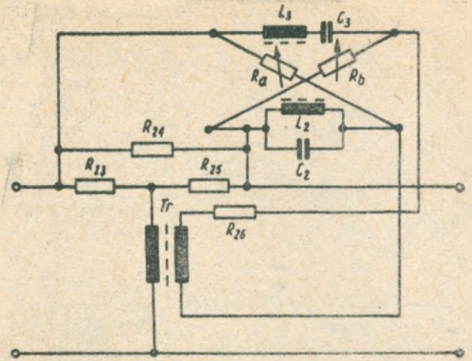
Rys. 10. Charakterystyki tłumienności korektora błędów systematycznych



Rys. 11. Charakterystyki tłumienności korektora błędów systematycznych

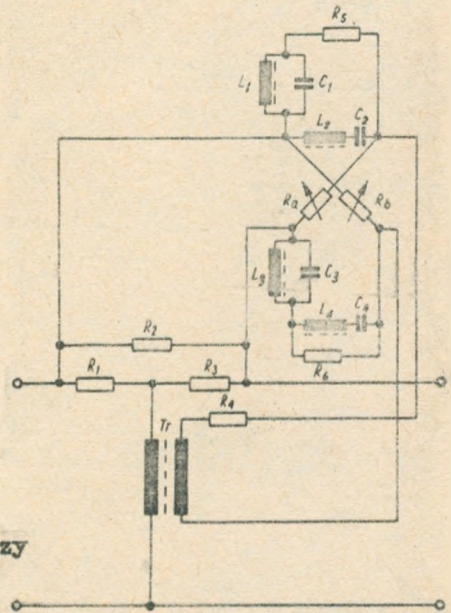


Rys. 13. Korektor krzywizny

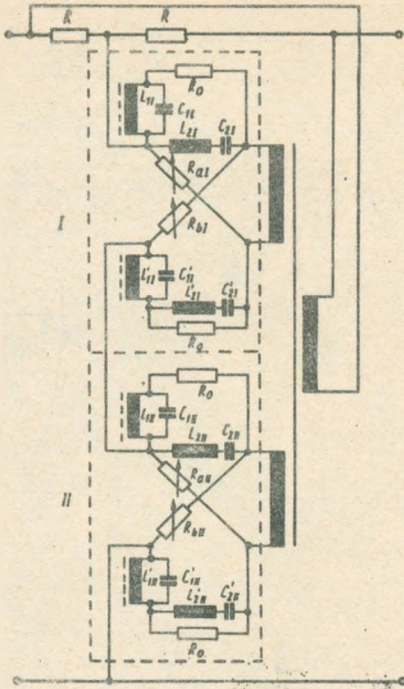


Rys. 14. Korektor nachylenia

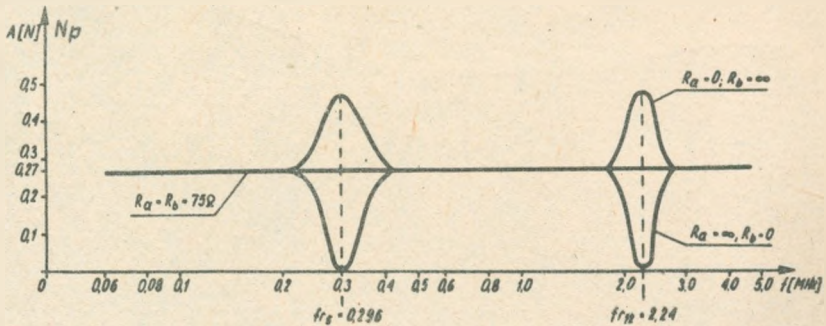
Rys. 15. Korektor pasmowy pojedynczy



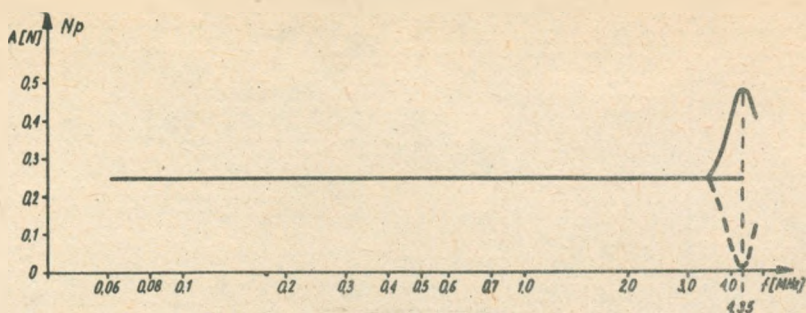




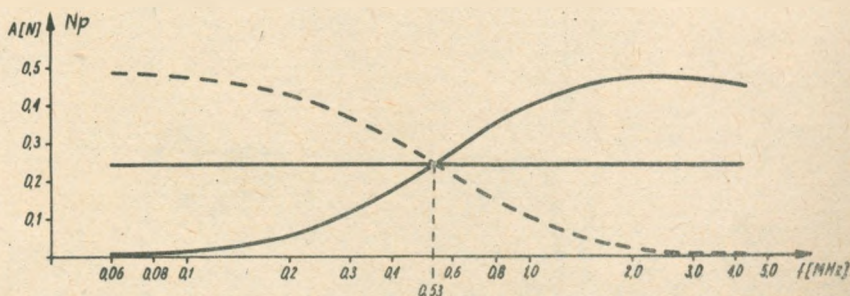
Rys. 16. Korektor pasmowy o dwóch podzakresach działania



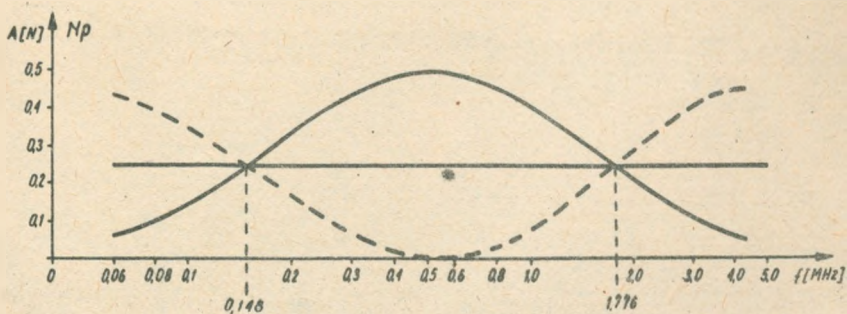
Rys. 17. Przykładowa charakterystyka tłumienności jednego ogniwa korekcyjnego o dwóch podzakresach działania V i XII /korektora pasmowego podwójnego wg rys. 16/



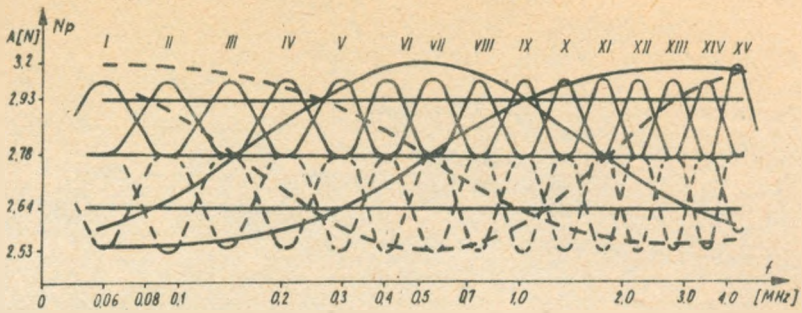
Rys. 18. Charakterystyka tłumienności korektora pasmowego pojedynczego o środkowej częstotliwości podzakresu  $f_{p5} - 4350$  kHz



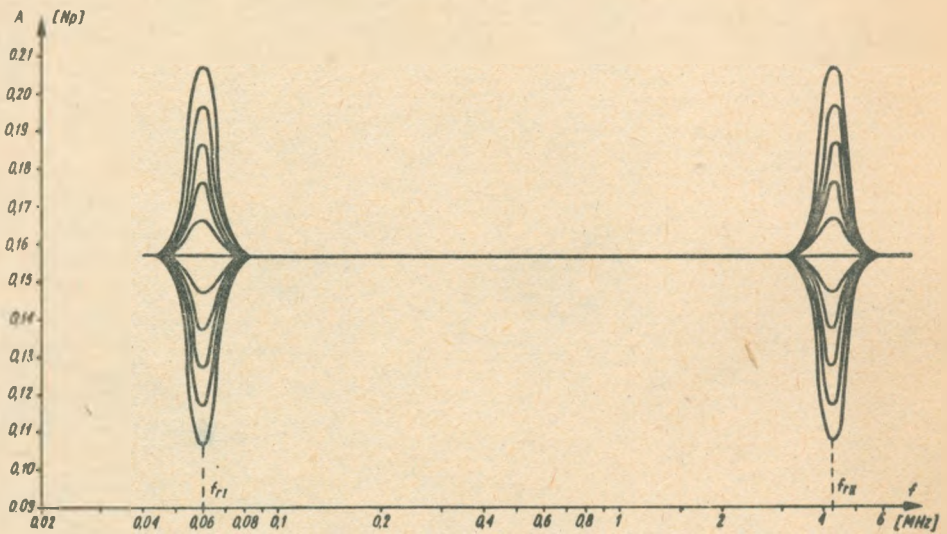
Rys. 19. Charakterystyki tłumienności korektora nachylenia



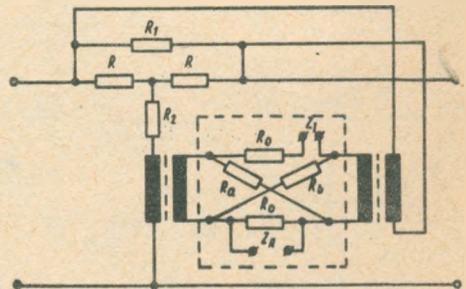
Rys. 20. Charakterystyki tłumienności korektora krzywizny



Rys. 21. Zestawienie krzywych korekcji korektora błędów przypadkowych, typu pasmowego

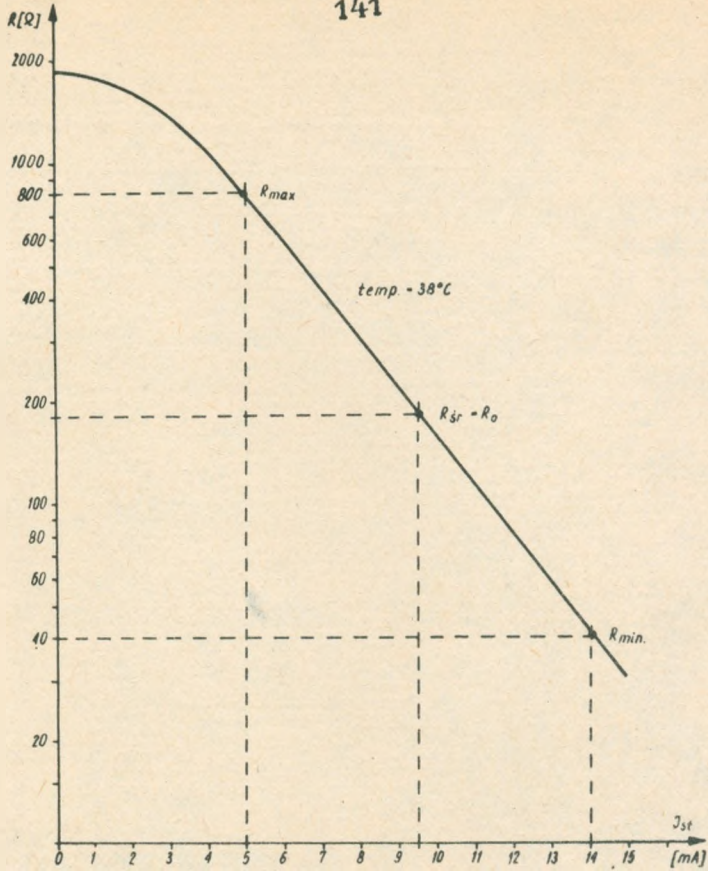


Rys. 22. Charakterystyki tłumienności korektora prądów pilotowych

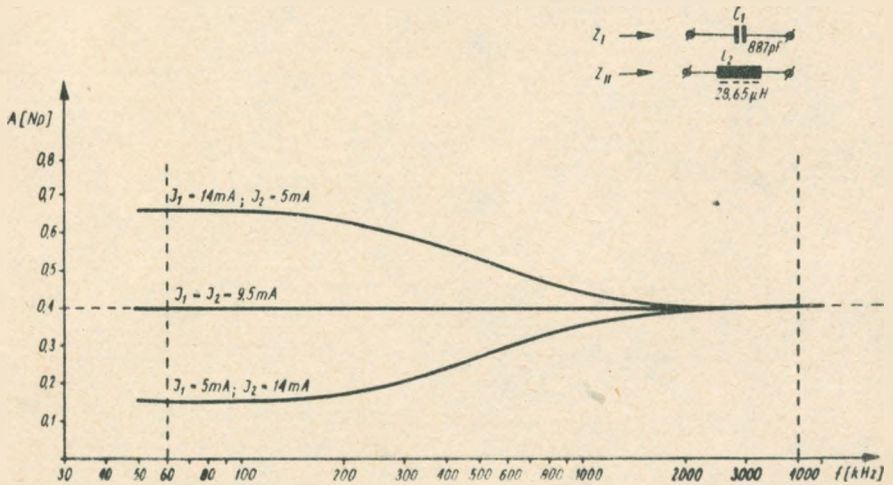


Rys. 23. Układ korektora dodatkowego

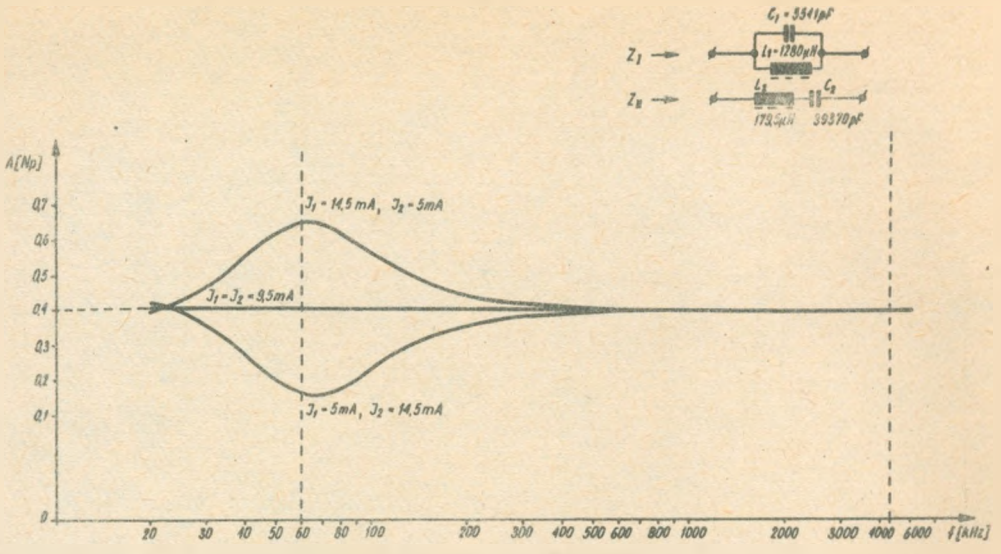




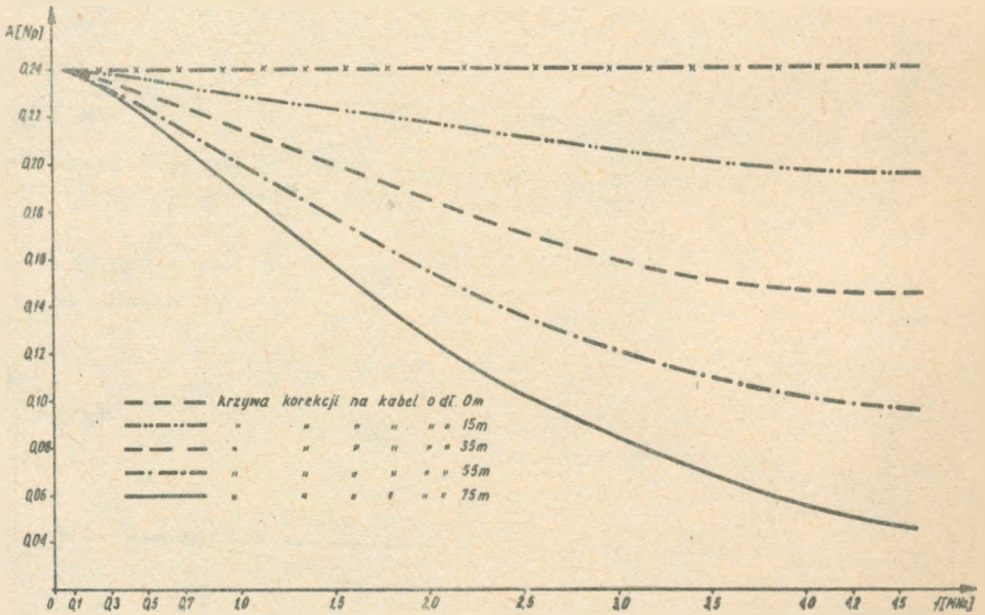
Rys. 24. Charakterystyka termistora typu F75-34/14 z zaznaczeniem wybranego punktu pracy termistora



Rys. 25. Charakterystyka tłumienności korektora dodatkowego /wersja pierwsza/

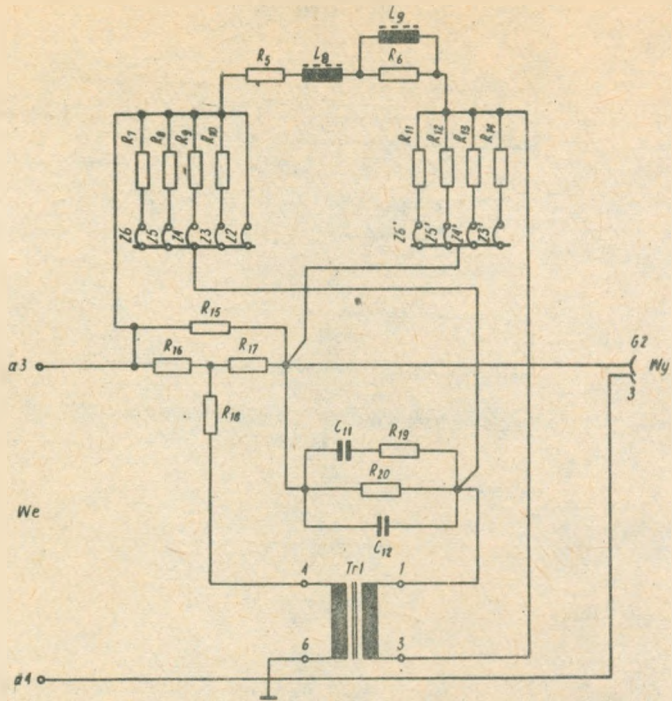


Rys. 26. Charakterystyka tłumienności korektora dodatkowego /wersja druga/

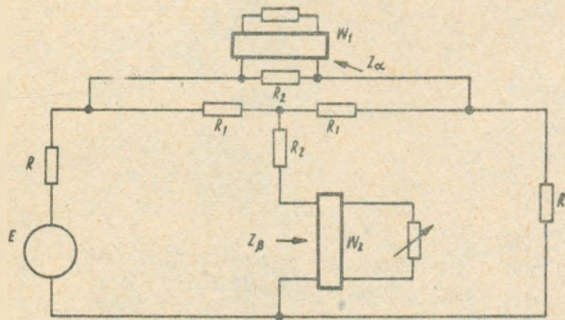


Rys. 27. Krzywe korekcji korektora okablowania stacyjnego

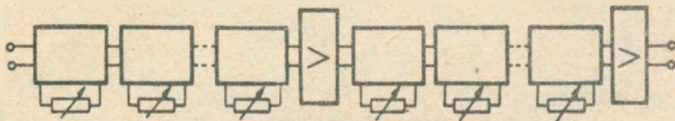




Rys. 28. Układ elektryczny korektora okablowania stacyjnego

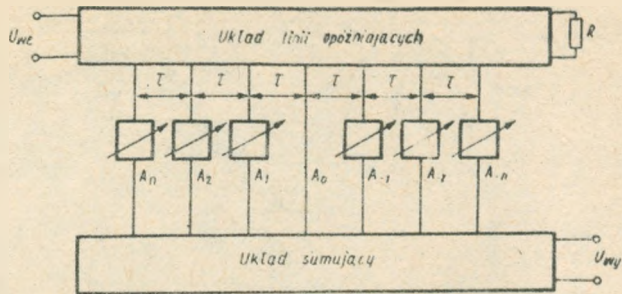


Rys. 29. Korektor Bodego o stałej oporności falowej

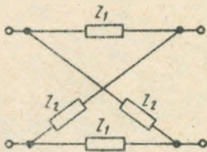


Rys. 30. Regulowany korektor dokładny sbudowany w oparciu o cswórniki Bodego

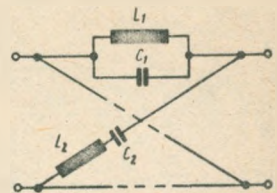




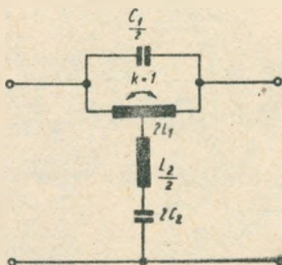
Rys. 31. Schemat blokowy regulowanego korektora harmonicznego



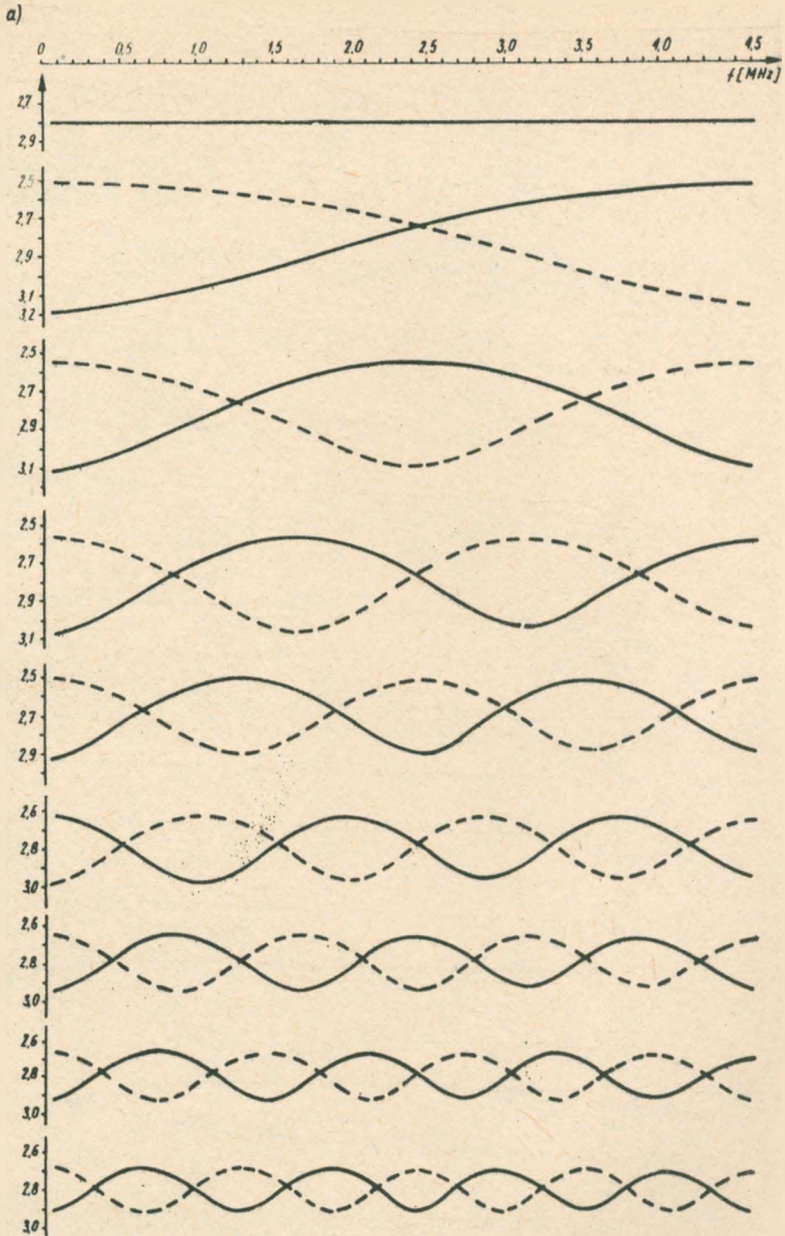
Rys. 34. Ogólna postać czwórnika krzyżowego wszechprzepustowego



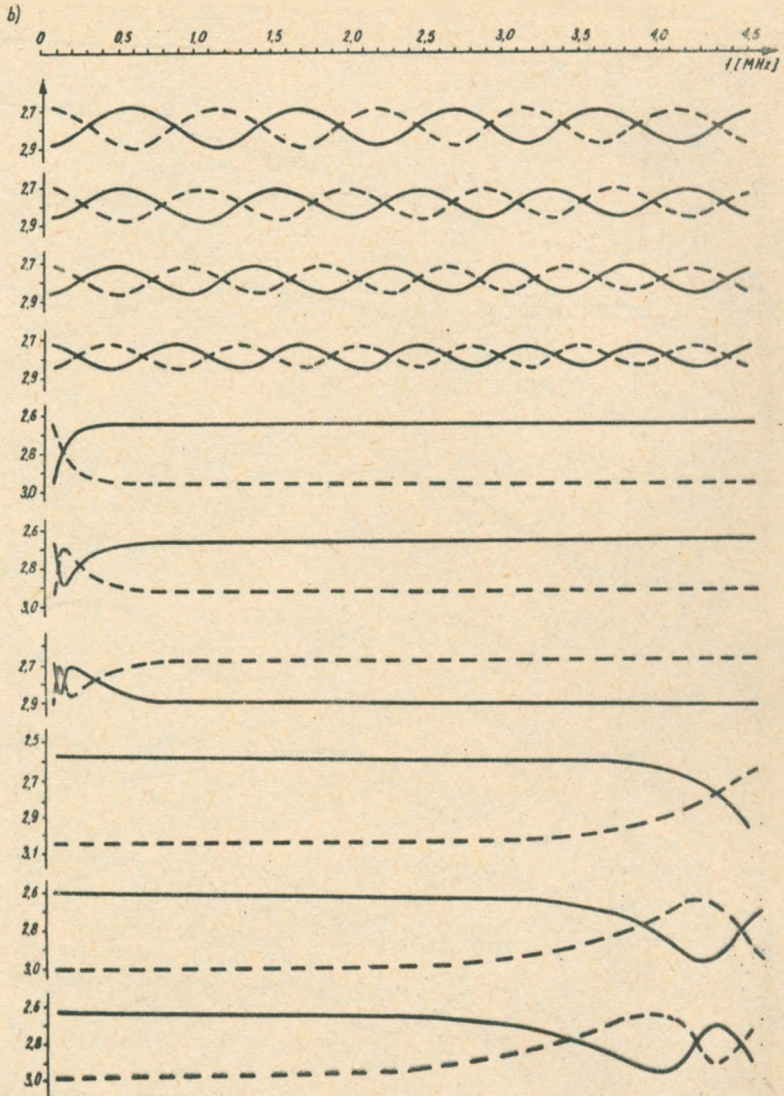
Rys. 35. Układ podstawowy przesuwnika fazowego drugiego rzędu



Rys. 36. Przesuwnik fazowy - typ I oras II

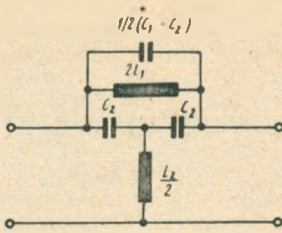


Rys. 33a. Krzywe tłumienności regulowanego korektora harmonicznego dla systemu TN-960



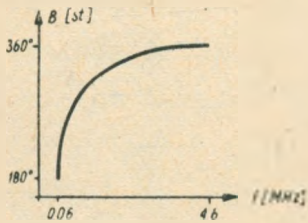
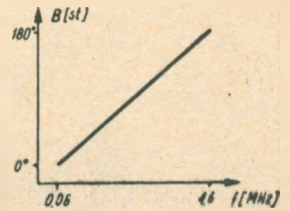
Rys. 33b. Krzywe tłumienia regulowanego korektora harmonicznego dla systemu TN-960





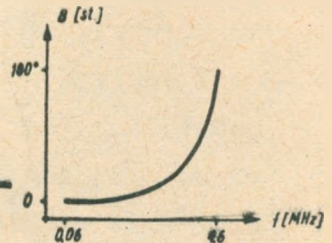
Rys. 37. Przesuwnik fazowy - typ III

Rys. 38. Charakterystyka przesunięcia fazowego w funkcji częstotliwości  $\beta = B/f$  przesuwnika I typu



Rys. 39. Charakterystyka przesunięcia fazowego w funkcji częstotliwości  $\beta = B/f$  przesuwnika II typu

Rys. 40. Charakterystyka przesunięcia fazowego w funkcji częstotliwości  $\beta = B/f$  przesuwnika III typu



Edward Głuszczyk

OGÓLNE INFORMACJE O KONSTRUKCJI MECHANICZNEJ  
URZĄDZEN TRAKTU LINIOWEGO SYSTEMU TN-960

1. URZĄDZENIA W OBSŁUGIWANYCH STACJACH  
WZMACNIAKOWYCH

Urządzenia traktu liniowego przeznaczone do pracy w obsługiwanych stacjach wzmacniakowych są umieszczane w stojakach szafowych o ujednocionej w ramach RWPG konstrukcji i o wymiarach:

wysokość 2560 mm  
szerokość 600 mm  
głębokość 225 mm.

Konstrukcja stojaka szafowego oraz mechaniczna konstrukcja zespołów została opracowana w PZT i stosowana jest dla wszystkich tranzystorowych urządzeń teletransmisyjnych.

Dokładne warunki, którym powinna odpowiadać konstrukcja stojaka oraz zespołów, ujęte są w "Warunkach technicznych na stojak szafowy urządzeń transmisyjnych oraz konstrukcję mechaniczną zespołów" T17/WT-5413-515.

Zgodnie z powyższymi warunkami technicznymi stojak podzielony jest na kilkanaście poziomów (półek). W przypadku urządzeń traktu liniowego dla systemu TN-960 półki, na których umieszczane są zespoły, mają wysokość

120 mm, natomiast półki, na których umieszczone są nadajniki zdalnego zasilania oraz zasilacz mają wysokość 150 mm.

U góry stojaka znajduje się listwa górna, na której umieszczone są wszystkie łączówki (transmisyjne, zasilające, wielokrocza i inne) oraz zwrotnice zdalnego zasilania. Wyposażenie listwy górnej umożliwia więc połączenie okablowania stojakowego z okablowaniem stacijnym.

Okablowanie stojakowe umieszczone z tyłu stojaka łączy listwę górną z łączówkami poszczególnych zespołów.

Należy zaznaczyć, że z uwagi na stosunkowo szerokie pasmo częstotliwości (do ok. 5 MHz) dużą rolę w konstrukcyjnym rozwiązaniu zespołu odgrywa odpowiednie ekranowanie, szczególnie w punktach, gdzie występuje duża różnica poziomów.

Z przodu stojaka umieszczone są dzielone drzwi: dolne i górne, z tyłu zaś znajdują się osłony tylne, mocowane wkrętami do boków stojaka.

Każdy zespół, grupujący określone obwody elektryczne, składa się z:

- płyty czołowej,
- płytki (płytek) drukowanych,
- ekranu,
- ew. płyty wsporczej.

Z tyłu zespołu znajdują się odpowiednie złącza wspólnosiowe i symetryczne, umożliwiające połączenie (po włożeniu zespołu do stojaka) z okablowaniem stojakowym.

W przedniej części zespołu (od strony płyty czołowej)



umieszczone są gniazda (np. pomiarowe) i elementy regulacyjne (np. potencjometry).

Każdy zespół ma odpowiednie oznaczenie literowo-cyfrowe, jednoznacznie określające grupę (np. filtr, wzmacniacz itp.) oraz numer kolejny zespołu.

## 2. URZĄDZENIA W NIEOBSŁUGIWANYCH STACJACH WZMACNIAKOWYCH

Urządzenia traktu liniowego przeznaczone do pracy w nieobsługiwanych stacjach wzmacniakowych umieszczone są w odpornych na korozję hermetycznych zasobnikach mających wymiary:

długość 1220 mm  
szerokość 700 mm  
głębokość 430 mm.

Przy opracowaniu zasobników oprócz względów natury mechanicznej wzięto również pod uwagę, że maksymalnie w zasobniku umieszczone będą 3 dwukierunkowe wzmacniaki. Wewnątrz zasobnika umieszczono specjalny ekran mosiężny zakrywający ze wszystkich stron wyposażenie zasobnika. Zasobnik podzielony został na dwie części, tj. część kablową i część przeznaczoną dla wzmacniaków.

W części kablowej znajdują się odpowiednie głowice kablowe, zawierające złącza (przepusty) umożliwiające połączenie okablowania skrzyni z przewodami współosiowymi kabla dalekosiężnego, jak również znajdują się odpowiednie zawory (wentyle) przeznaczone do kontroli ciśnienia kabla i zasobnika.

Część zasobnika, w której umieszczone są bloki wzmacniakowe ma konstrukcję wsporczą, ze złączami współosiowymi. Konstrukcja wsporcza umożliwia odpowiednie prowadzenie jak również umocowanie każdego bloku wzmacniakowego po włożeniu go do zasobnika.

Bloki wzmacniakowe, grupujące wzmacniaki dla dwóch kierunków transmisji oraz dodatkowe wyposażenie, mają objętość ok. 9 dcm<sup>3</sup>. W dolnej części bloku znajdują się złącza współosiowe, umożliwiające połączenie bloku (wzmacniaków) z okablowaniem zasobnika.

Podzespoły wchodzące w skład bloku wykonane są całkowicie na obwodach drukowanych. Poszczególne kierunki transmisji oddzielone są odpowiednim ekranem, gwarantującym uzyskanie dużej tłumienności przesłuchowej. Każdy zasobnik może być umieszczony bezpośrednio w ziemi lub w studni kablowej. W przypadku umieszczenia go w studni kablowej do mocowania zasobnika w ścianie wykorzystuje się odpowiednie otwory mocujące, wykonane w kołnierzu zasobnika.

