

1 9 6 8

Nr 29

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

WARSZAWA — MIEDZESZYN

PROBLEMY

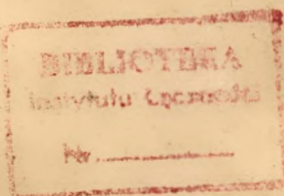
ŁĄCZNOŚCI



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI



ROK 8

WARSZAWA 1968

NR 29

---

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek  
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Kolegium Redakcyjne:

---

Przewodniczący - prof. Zenon Szpigler  
Z-ca Przewodniczącego - mgr inż. Władysław Cetner

Członkowie:

mgr inż. Władysław Adaszewski, inż. Edmund Janowski,  
prof. Stefan Jasiński, dr Stanisław Włoszczowski,  
mgr inż. Adam Moniuszko, mgr inż. Józef Możejko,  
mgr Zofia Życińska .

Sekretarz Redakcji - Irena Kulko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

---

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności  
Format B5. Nakład 690. Druk ukończono  
w październiku 1968 r.

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

## SPIS TREŚCI

	Str.
1. W. Barjasz - Tendencje rozwojowe systemów nośnych dla torów współosiowych	1
2. W. Sikora - Łączenie par współosiowych małowymiarowych typu 1,2/4,4 mm metodą mechanicznego zaciskania	23
3. W. Barjasz - Korekcja zniekształceń linearnych w szerokopasmowych systemach nośnych	45

Włodzimierz Barjasz

## TENDENCJE ROZWOJOWE SYSTEMÓW NOŚNYCH DLA TORÓW WSPÓŁOSIOWYCH

### 1. WSTĘP

Zapotrzebowanie na telefoniczne łącza w ruchu między-  
miastowym stale wzrasta, zwłaszcza przy przechodzeniu  
na ruch automatyczny. Projektanci linii międzymiasto-  
wych muszą się liczyć z koniecznością realizacji wiązek  
rzędu kilku a nawet kilkudziesięciu tysięcy kanałów. Za-  
chodzi również potrzeba przesyłania programów telewizyj-  
nych liniami przewodowymi.

Aby sprostać ciągle rosnącemu zapotrzebowaniu, zasto-  
sowano w sieciach telekomunikacyjnych nośne systemy te-  
lefoniczne o bardzo dużej krotności, pracujące na parach  
współosiowych. Początkowo stosowano pary współosiowe o  
wymiarach 2,6/9,5 mm, a w późniejszym okresie rozwoju  
tej gałęzi techniki wprowadzono, głównie ze względów e-  
konomicznych, tzw. małowymiarowe tory współosiowe o wy-  
miarach 1,2/4,4 mm.

Jak to pokazała praktyka, tory małowymiarowe są szcze-  
gólnie predystynowane do stosowania w krajach o stosun-  
kowo niedużym stopniu telefonizacji.

Celem niniejszej pracy jest przedstawienie podstawo-  
wych zagadnień techniczno-ekonomicznych, które rzutują  
na kierunki rozwojowe techniki systemów dla małowymia-

rowych torów współosiowych i ich zastosowanie w sieci krajowej.

## 2. HISTORYCZNY ROZWÓJ SYSTEMÓW NOŚNYCH

Pierwotnie rozwój nośnych systemów telefonicznych opierał się na wykorzystaniu jako środka transmisji torów symetrycznych. Jako pierwsze nowoczesne systemy nośne powstały systemy dwunasto-, dwudziestoczero-, sześćdziesięcio-, i stowudziestokrotne. Dalszy rozwój systemów symetrycznych napotkał trudną do przekroczenia barierę w postaci przesłuchów pomiędzy parami symetrycznymi. Tłumiennosc przesłuchowa torów symetrycznych w funkcji częstotliwości szybko maleje i począwszy od częstotliwości rzędu 300 kHz wzwyż, próby powiększania jej napotykają bardzo poważne trudności techniczne, których przewycięzenie staje się już nieopłacalne.

W torach współosiowych, dzięki ich konstrukcji, pole elektromagnetyczne ograniczone jest zewnętrznym przewodem rurowym i z tego względu przesłuchy pomiędzy poszczególnymi parami są znikome. W przeciwieństwie do torów symetrycznych dla par współosiowych tłumienność przesłuchowa jest najmniejsza dla niskich częstotliwości i rośnie wraz z częstotliwością. Już dla częstotliwości około 500 kHz osiąga ona wielkości bardzo duże, będące na granicy możliwości pomiarowych.

Dla oceny własności transmisyjnych torów współosiowych ważny jest również fakt, że ich tłumienność rośnie w funkcji częstotliwości w sposób łagodny i regularny,

praktycznie prawie dokładnie proporcjonalnie do pierwiastka kwadratowego z częstotliwości.

Tak więc można powiedzieć, że torry współosiowe w porównaniu z torami symetrycznymi są znacznie lepszym środkiem do realizowania dużych wiązek kanałów.

Obecnie stosowane są w świecie dla celów telefonii dalekosiężnej dwa zasadnicze rodzaje torów współosiowych: normalnowymiarowe 2,6/9,5 mm i małowymiarowe 1,2/4,4 mm. Historycznie jako pierwsze znalazły zastosowanie torry normalnowymiarowe, przy czym początkowo /w latach trzydziestych/ były one wykorzystywane systemami o krotnościach 480, 600 i 960.

Jako jeden z pierwszych /1930 r./ został zastosowany amerykański system L1, początkowo o krotności 480, później 600, z odcinkiem wzmacniakowym o długości 8 mil /12,8 km/ i najwyższą częstotliwością przesyłaną 2,6 MHz.

Następnym systemem opracowanym w USA /i aktualnie stosowanym/ był system L3 o krotności 1860, najwyższej częstotliwości 8,6 MHz i o odcinku wzmacniakowym 4 mile /6,4 km/. Podobny system stosowany jest również w Związku Radzieckim: krotność 1920, najwyższa częstotliwość 8,6 MHz i odcinek wzmacniakowy 6,3 km.

Obecnie wprowadzony jest w USA najnowszy system L4, którego krotność wynosi 3600 kanałów telefonicznych, pasmo liniowe zawiera się w zakresie 0,5-17,5 MHz, a odcinek wzmacniakowy wynosi 2 mile. Również w Związku Radzieckim przystąpiono do opracowywania systemu o krotności 3600 z odcinkiem wzmacniakowym około 3 km.

W krajach zachodnio-europejskich rozwinęła się rodzi-

na systemów nośnych ujednoczonych i zalecanych przez CCITT o nieco innych krotnościach i innych długościach odcinków wzmacniakowych. Jako pierwszy, znormalizowany przez CCITT system dla torów współosiowych, został opracowany system o krotności 960 /w 1951 r. w Szwecji/, o najwyższej częstotliwości przesyłanej 4,1 MHz i odcinku wzmacniakowym o długości 9,5 km. Jako dalsze rozwinięcie tego systemu powstał około 1959 r. system o krotności 2700 z odcinkiem wzmacniakowym 4,5 km i najwyższej częstotliwości przenoszonej 12 MHz.

W szeregu krajów zachodnio-europejskich prowadzone są obecnie prace nad systemem o krotności 8100 lub 10800 /pasmo 40 lub 60 MHz/ z odcinkiem wzmacniakowym o długości 2,25 km.

Warto podkreślić, że zarówno w systemach amerykańskich jak i systemach znormalizowanych przez CCITT jest realizowana stała zasada rozwoju i budowy następnych systemów na drodze podziału odcinka wzmacniakowego na połowę, przy na ogół trzykrotnym zwiększeniu ilości kanałów.

Wysokokrotne systemy nośne dla torów normalnowymiarowych są bardzo kosztowne i mogą być opłacalne tylko wtedy, gdy istnieje dostatecznie duże zapotrzebowanie na łącza, gwarantujące pełne wykorzystanie urządzeń. Również same kable współosiowe normalnowymiarowe są kosztowne ze względu na stosunkowo duże wymiary geometryczne i tym samym znaczne zużycie materiałów. Duże wymiary geometryczne zapewniają niewielką tłumienność, ale trzeba wyraźnie stwierdzić, że ta niewielka tłumien-



ność jest potrzebna głównie w przypadku stosowania systemów wysokokrotnych, o wysokiej częstotliwości granicznej /np. dla systemów 12 lub 40 MHz/. Dla systemów o mniejszej krotności jest bardziej celowe stosowanie torów o mniejszej średnicy, tym samym tańszych.

Tak więc, w wyniku poszukiwania tańszych rozwiązań dla linii o mniejszym zapotrzebowaniu na łącza, powstały tory współosiowe małowymiarowe i systemy nośne z nimi współpracujące.

Nośne systemy dla torów małowymiarowych powstały stosunkowo niedawno; pierwsze studia na ten temat rozpoczęte zostały w początkach lat pięćdziesiątych, jednakże pierwsze urządzenia weszły do eksploatacji około roku 1960. Systemy dla torów małowymiarowych powstały od razu jako urządzenia stranzystoryzowane, co im zapewniło, w porównaniu z ówczesnymi lampowymi urządzeniami dla torów normalnowymiarowych, szereg istotnych zalet. Główne z tych zalet to:

a/ możliwość budowy małych podziemnych, zdalnie zasilanych, nieobsługiwanych stacji wzmacniakowych,

b/ znaczne zwiększenie niezawodności,

c/ dzięki wyeliminowaniu starzejących się lamp elektronowych uzyskano większą stabilność parametrów traktu liniowego, co z kolei pozwoliło na uproszczenie systemów automatycznej regulacji wzmocnienia i innych rozwiązań schematowych.

Gwoli ścisłości należy stwierdzić, że współczesne

stranzystoryzowane systemy dla torów normalnowymiarowych również przyswoiły sobie te wszystkie zalety, jednakże w początkowym stadium rozwoju wymienione czynniki odgrywały rolę istotnych argumentów przemawiających za systemami dla torów małowymiarowych. Obecnie za stosowaniem torów małowymiarowych przemawiają przede wszystkim względy ekonomiczne, które będą omówione szczegółowiej w następnym rozdziale. Oprócz względów natury ekonomicznej istnieje jeszcze jeden argument wynikający z wymogów pewności pracy. Otóż linię telefoniczną z torami współosiowymi o określonej przepustowości można zrealizować bądź jako normalnowymiarową z niewielką liczbą par lub jako małowymiarową wyposażoną w urządzenie nośne o mniejszej krotności, a w większą liczbę par. W tym drugim przypadku koszt ewentualnych urządzeń rezerwowych /np. traktu rezerwowego/ będzie mniejszy w porównaniu z kosztem całego wyposażenia linii, aniżeli dla linii normalnowymiarowej o niewielkiej liczbie par.

Rozwój urządzeń dla małowymiarowych torów współosiowych był ściśle związany z rozwojem techniki tranzystorowej. W pierwszych rozwiązaniach zarówno pasmo przenieszone /a więc i krotność/ jak i długość odcinka wzmacniakowego były ograniczone aktualnie dostępnymi tranzystorami. Oprócz częstotliwości granicznej i wzmocnienia musiały być brane pod uwagę szumy, moc wyjściowa i zniekształcenia nieliniarne. Jednak bardzo szybki rozwój techniki tranzystorowej w ostatnim dziesięcioleciu sprawił, że w zakresie do kilkunastu, a nawet do kilkudziesięciu MHz i liczby kanałów do około 10 tys. tranzystory przestały być czynnikiem ograniczającym.

Pierwsze urządzenia nośne dla torów małowymiarowych ograniczały się do pasma 1,3 MHz i były przeznaczone dla telefonii 300-krotnej. Początkowo odcinek wzmacniakowy wynosił zaledwie 3,66 km. W następnych opracowaniach odcinek wzmacniakowy wydłużył się do 4,5 km, a w wyniku dalszego rozwoju techniki uzyskano odcinek wzmacniakowy o długości 6 km. To ostatecznie rozwiązanie zostało uznane w CCITT jako dostatecznie zadowalające i system TN 300 z odcinkiem wzmacniakowym 6 km został wprowadzony do zaleceń CCITT. Jednakże już w kilka lat później niektóre firmy opracowały urządzenia telefonii 300-krotnej o odcinku wzmacniakowym 8 km i od tego momentu rozpoczął się rozwój, jak gdyby dwóch odrębnych rodzin systemów małowymiarowych: jedna bazująca na odcinku 6 km /stosowane w krajach, które wcześniej rozpoczęły prace w tym zakresie - Francja, Szwajcaria, Holandia/; druga bazująca na odcinku o długości 8 km /pozostałe kraje/. W wyniku podziału odcinka 6 km powstał system o odcinku wzmacniakowym 3 km i o krotności 1260, a w wyniku podziału odcinka 8 km system o odcinku wzmacniakowym 4 km i krotności 960 - oba systemy znormalizowane przez CCITT. Pierwotnie był w CCITT dyskutowany również system 960-krotny o odcinku wzmacniakowym 3 km, jednakże postępy techniki tranzystorowej pozwoliły w międzyczasie na zwiększenie krotności do 1260 /przy odcinku 3 km/ lub przy zachowaniu krotności 960 na wydłużenie odcinka wzmacniakowego do 4 km. Wariant drugi jest powszechniej stosowany ze względu na nawiązanie do istniejących już systemów 960-krotnych dla torów normalnowymiarowych, li-

nił radiowych, również o krotności 900, i ewentualną możliwość łatwego transferu bloków 900 kanałowych do systemów o krotności 2700.

Stosowanie drugiego wariantu posiada jeszcze jedną bardzo istotną zaletę, a mianowicie pozwala na dość daleko posuniętą unifikację sprzętu dla torów normalno- i małowymiarowych. Charakterystyki tłumienności torów mało- i normalnowymiarowych mają taki sam przebieg w funkcji częstotliwości, a są jedynie względem siebie przesunięte - tłumienność toru małowymiarowego jest około dwukrotnie większa od tłumienności toru normalnowymiarowego /rys. 1 str.21 /. Zależność ta pozwala na stosowanie dla obu rodzajów torów jednakowych wzmacniaków liniowych pod warunkiem, że odcinek wzmacniakowy dla toru małowymiarowego będzie /dla określonego systemu np. 960-krotnego około dwukrotnie krótszy/. System 960/4 km dla torów małowymiarowych spełnia właśnie ten warunek w odniesieniu do systemu normalnowymiarowego 960/9,5 km.

Ta unifikacja sprzętu może być posunięta jeszcze dalej - można również stosować jednakowe wzmacniaki liniowe dla systemu TN 2700 /12 MHz/, jeśli przyjmie się odcinek wzmacniakowy dla torów małowymiarowych o długości 2 km, tj. równy połowie odcinka dla systemu 960/4 km /odcinek wzmacniakowy dla systemu 2700 dla torów normalnowymiarowych wynosi nominalnie 4,5 km/. Prace nad urządzeniami systemu 2700 dla małowymiarowych torów /lub uniwersalnymi/ prowadzone są już w Japonii i NRF. Również w CCITT prowadzi się studia nad zaleceniami dla tego rodzaju systemu.

W zasadzie system 2700 jest systemem typowym dla torów normalnowymiarowych, a dla torów małowymiarowych optymalnym systemem jest system o krotności rzędu 1000 /jak to wynika z przytoczonych dalej rozważań ekonomicznych/, to jednak, gdy uwzględni się fakt, że żywotność kabli jest co najmniej dwukrotnie większa niż żywotność urządzeń i że zapotrzebowanie na łącza rośnie stosunkowo szybko, oraz że modernizacja linii jest zawsze znacznie tańsza od budowy nowej linii, to wówczas łatwo można dojść do wniosku, że racjonalne jest planowanie stosowania w przyszłości na liniach małowymiarowych również systemu 2700. Także jak najbardziej racjonalne jest stosowanie na obu rodzajach torów współosiowych jednolitego sprzętu.

Obecnie niektóre z wytwórni urządzeń telefonii nośnej oferują uniwersalne urządzenia traktów liniowych o krotnościach 300, 960 i 2700 przystosowane do pracy na obu rodzajach torów współosiowych, co pozwala na dużą elastyczność w wykorzystaniu sprzętu i kabli w zależności od aktualnych potrzeb.

Dla torów normalnowymiarowych odcinki wzmacniakowe wynoszą odpowiednio: 18,6; 9,3 i 4,65 km, a dla torów małowymiarowych 8,0; 4,0 i 2,0 km.

Wymienionych wyżej zalet nie posiadają systemy 300 i 1260-krotne z odcinkami wzmacniakovymi 6 i 3 km; stanowią one odrębną rodzinę, której skrócone odcinki wzmacniakowe wynikają z niedoskonałości tranzystorów, dostępnych w okresie opracowywania systemu TN 300/6 km. Rodzina ta jest stosowana, jak to już wspomniano, w kra-

jach, które stosunkowo wcześniej rozpoczęły prace nad systemami dla torów małowymiarowych. Wybudowanie w pierwszym okresie pewnej liczby linii małowymiarowych wyposażonych w system TN 300/6 km pociąga za sobą w konsekwencji konieczność stosowania w przypadku modernizacji systemu TN 1260/3 km. Ewentualne zastosowanie nowocześniejszego i dającego większe możliwości rozbudowy systemu TN 960/4 km wymagałoby likwidacji wszystkich starych stacji wzmacniakowych i budowy nowych w odstępach co 4 km, co byłoby raczej nieopłacalne i nie wskazane ze względu na trwałość kabla.

### 3. ASPEKTY EKONOMICZNE

Jak z poprzedniego rozdziału wynika, istnieją techniczne możliwości zrealizowania dość dużej rodziny nośnych systemów przeznaczonych do pracy na torach wspólnosiowych i przy wyborze któregoś z nich należy się kierować przesłankami ekonomicznymi. Prawidłowa i ścisła ocena opłacalności stosowania poszczególnych systemów nośnych jest bardzo skomplikowana i zależna od szeregu dość trudnych do uchwycenia czynników, jak: różne ceny, przeliczenia walutowe, różne założenia przyjmowane przy obliczaniu kosztów amortyzacji i eksploatacji itp. Tym niemniej przy porównywaniu dostatecznej ilości wyrobów z różnych krajów można ustalić dość wyraźnie zarysowujące się prawidłowości. Prace nad oceną opłacalności poszczególnych systemów prowadzone są we wszystkich zainteresowanych krajach; jedną z najbardziej wnikliwych

prac jest analiza opracowana przez firmę Telefunken i przedstawiona w CCITT [1] - najciekawsze jej elementy warto tu przytoczyć.

W powyższej analizie uwzględniono bardzo bogaty materiał porównawczy, a mianowicie porównano koszty systemów wyprodukowanych przez różne firmy - ogółem około 100 wyrobów. Dla oderwania się od przeliczeń walutowych zastosowano tzw. koszty porównawcze. Przy obliczaniu kosztów porównawczych brano pod uwagę ceny sprzedażne kabli /wraz z ich ułożeniem/ oraz ceny sprzedażne urządzeń /wraz z instalacją/. Koszty urządzeń końcowych, pomczawszy od pewnej ilości kanałów /np. 100/ i pewnej długości linii /rzędu 100 km/ składają się w głównej mierze z kosztów urządzeń przemiany kanałowej. Z tego względu można przyjąć, że jednostkowy koszt urządzeń końcowych na 1 kanał stanowi pewną stałą wielkość, niewielką w porównaniu z kosztem traktu liniowego.

Należy jeszcze dodać, że były brane pod uwagę jedynie urządzenia tranzystorowe, ponieważ wszystkie nowo opracowywane w chwili obecnej systemy będą zawierały niewątpliwie tranzystory. Wyniki przeprowadzonych obliczeń przedstawione są na rys. 2 - str.21 . Rysunek ten ilustruje zależność, pomiędzy współczynnikiem kosztów a liczbą kanałów w linii. Ściślej mówiąc, na rysunku powinny być podane jedynie punkty odpowiadające iloczynom krotności systemu przez połowę liczb torów współosiowych w kablu. Jednakże dla uzyskania lepszej czytelności, punkty należące do tego samego systemu połączone zostały liniami. Na pierwszy rzut oka daje się zauważyć

zasadnicza prawidłowość polegająca na zmniejszeniu się współczynnika kosztów jednostkowych /1 kanał/1 km/ wraz ze wzrostem krotności systemu.

Współczynnik kosztów jednostkowych maleje również ze wzrostem liczby par współosiowych w kablu, co jest w zasadzie oczywiste, ponieważ koszt kabla rośnie wolniej, aniżeli zawarta w nim liczba par.

Różnice we współczynniku kosztów pomiędzy systemami 2700/4,5 km, 2700/2 km, 1260/3 km i 960/4 km są stosunkowo niewielkie, jednakże podobne koszty jednostkowe występują dla różnych przepustowości linii, co prowadzi do oczywistego zresztą wniosku, że systemy wysokokrotne są opłacalne jedynie dla dostatecznie dużych wiązek kanałów.

Znacznie większe koszty jednostkowe występują dla systemu TN 300 i systemu symetrycznego TN 120, przy czym warto zauważyć, że na wykresie pokazana jest krzywa dla systemu TN 300/8 km, a dla systemu TN 300/6 km odpowiednia krzywa przebiegałaby jeszcze nieco wyżej. Niezależnie od stosunkowo wysokich kosztów jednostkowych systemu TN 300 z wykresu również widać, że dla zapotrzebowania w zakresie do około 1000 łączy w linii, nie ma w zasadzie ekonomiczniejszego systemu. Natomiast dla zapotrzebowania rzędu 2-3 tysięcy łączy, znacznie korzystniejsze są systemy TN 960 i TN 1260. O opłacalności systemów TN 2700/2 i TN 2700/4,5 można mówić dopiero przy zapotrzebowaniu rzędu 5 tysięcy łączy, przy czym system dla torów normalnowymiarowych jest nieco tańszy od systemu TN 2700/2, jednak różnica ta jest minimalna.



Następny z kolei system dla torów normalnowymiarowych TN 3600/3,6 mógłby mieć zastosowanie dla zapotrzebowania w zakresie 7 - 20 tysięcy łączy, jednak pod względem ekonomicznym nie daje on zdecydowanych korzyści w porównaniu z systemem TN 2700/4,5. Wyraźne zalety ekonomiczne w porównaniu z powyższymi systemami wykazuje dopiero system TN 8100/2,25, który jest przydatny w zakresie zapotrzebowań rzędu 16 - 50 tysięcy łączy.

A zatem przy porównaniach opłacalności poszczególnych systemów trzeba pamiętać o zapotrzebowaniu, jakie występuje dla danej linii. Zalety ekonomiczne wysokokrotnego systemu mogą być wykorzystane jedynie przy istnieniu dostatecznie dużego zapotrzebowania na łączy, gwarantującego pełne wykorzystanie przepustowości urządzeń.

Zagadnienie efektywności ekonomicznej traktów liniowych można rozpatrywać jeszcze z innej strony. Dla określonego typu torów współosiowych można ustalić pewien stosunek między kosztami kabla a kosztami urządzeń wzmacniających zainstalowanych w linii. Stosunek ten, jak wiadomo, osiąga minimum, gdy koszty urządzeń równe są kosztowi kabla. Koszty urządzeń zależą oczywiście od ilości zainstalowanych wzmacniaków, a więc i od krotności systemu. Na rys. 3 - str.22 podana jest zależność stosunku kosztu urządzeń, do kosztu kabla w funkcji liczby kanałów realizowanych w linii. Również i w tym przypadku punkty odpowiadające poszczególnym systemom i liczbie par torów współosiowych w kablu zostały połączone liniami w celu lepszego zobrazowania przebiegów. Z rysunku widać, że systemy niewielkiej krotności, jak np.

TN 300/8 km nie są optymalne, ponieważ koszt kabla kilkakrotnie przewyższa koszty urządzeń. Innymi słowy, torry współosiowe nie są w pełni wykorzystane. Z drugiej strony np. system 2700/2 km /na torach małowymiarowych/ jest wyraźnie przeinwestowany urządzeniami wzmacniającymi, których koszty są kilkakrotnie wyższe od kosztów kabla.

Optymalnym rozwiązaniem dla torów małowymiarowych są systemy 960/4 km i 1260/3 km, przy czym różnice pomiędzy nimi są niewielkie.

Dla torów normalnowymiarowych optymalnym systemem jest TN 3600/3,6 km, a również i TN 2700/4,5 km zbliża się do optimum, ale dla linii o dużej ilości torów /rzędu 12 par współosiowych/.

Należy nadmienić, że porównania te dotyczą tylko nowo budowanych linii, natomiast w przypadku modernizacji istniejących już linii jest ona zawsze bardziej opłacalna od budowy drugiej nowej linii. Z tego powodu przy projektowaniu linii kablowej należy brać pod uwagę nie tylko system instalowany w pierwszym okresie budowy, ale również i system który będzie zainstalowany w przypadku modernizacji.

W zasadzie rys. 3 nie określa ekonomiczności poszczególnych systemów, pozwala raczej na ocenę przydatności określonego typu toru współosiowego dla rodziny systemów. I tak więc, z rys. 3 widać wyraźnie, że byłoby nieracjonalne budowanie linii małowymiarowej od razu wyposażonej w system TN2700/2. Jeśli duże zapotrzebowanie dyktuje konieczność instalowania systemu TN 2700, to na-

leżałoby zbudować linię normalnowymiarową, co byłoby bliższe optimum kosztów i umożliwiłoby w przyszłości modernizację do systemu TN 8100.

Dla linii małowymiarowych najkorzystniejszym rozwiązaniem byłoby zainstalowanie w pierwszej fazie systemu TN 960/4, leżącego nieco poniżej optimum, i następnie w późniejszym etapie modernizacja systemem TN 2700/2. Oczywiście dla linii o mniejszym zapotrzebowaniu na łącza również racjonalne będzie zainstalowanie systemu TN 300/8 z perspektywą modernizacji do TN 960/4.

#### 4. PERSPEKTYWY ROZWOJOWE SYSTEMÓW WSPÓŁOSIOWYCH W POLSCE

Orientacyjne zapotrzebowanie na łącza pomiędzy miastami wojewódzkimi w Polsce w okresie do 1980 - 85 kształtuje się na poziomie 2500-4000 łączy telefonicznych dla linii o dużym obciążeniu i około 1000-1500 łączy dla linii o mniejszym ruchu. Liczby te nie uwzględniają ewentualnych łączy telewizyjnych. Potrzeby telewizji w zakresie łączy międzymiastowych, jak wiadomo, w chwili obecnej są zaspokajane, praktycznie biorąc, całkowicie liniami radiowymi. Do czasu rozwoju sieci linii kabli współosiowych przewiduje się dalszą rozbudowę linii radiowych, które w pełni zaspokoją potrzeby telewizji. Można nawet przypuszczać, że w liniach radiowych będą istniały pewne rezerwy, które będą mogły być wykorzystane dla przesyłania telefonii.

Należy wyjaśnić, że ten brak zainteresowania telewi-

zji torami przewodowymi nie wynika z przyczyn technicznych, a jest spowodowany dużym opóźnieniem rozbudowy sieci kabli współosiowych /w porównaniu z rozwojem sieci stacji telewizyjnych/ oraz z bardzo długim okresem budowy linii kablowej w porównaniu z okresem budowy linii radiowej.

Przy tak umiarkowanym zapotrzebowaniu na łącza telefoniczne wydaje się celowe, w świetle przedstawionych w niniejszym artykule materiałów, oparcie rozbudowy podstawowej sieci telefonicznej w Polsce, w głównej mierze na kablach z małowymiarowymi torami współosiowymi. Byłoby to rozwiązanie prawidłowe z technicznego punktu widzenia i najbardziej racjonalne z ekonomicznego punktu widzenia.

Możliwości przepustowe kabli z torami małowymiarowymi ilustruje tabl. 1.

T a b e l a 1

Krotność Liczba systemów	300	960	2700
2	600	1920	5400
3	900	2880	8100
4	1200	3840	10800

Liczby przytoczone w tabl. 1 wskazują na wystarczającą przepustowość systemów dla torów małowymiarowych dla warunków polskich. Dla większości linii przepustowość ta będzie wystarczająca już w zakresie systemu TN 960. Oczywiście istnieje możliwość stosowania na liniach bardziej obciążonych kabli o bogatszych profilach, co pozwoli na dalsze zwiększenie przepustowości bez potrzeby przechodzenia na system o większej niż 960 krotności. Dla przykładu można podać, że w krajach zachodnio-europejskich i w USA stosowane są kable z 20 torami współosiowymi.

Stosowanie małowymiarowych kabli współosiowych, oprócz korzyści ekonomicznych omówionych w rozdz. 3, pozwala na uzyskanie znacznych oszczędności w zakresie zużycia deficytowych materiałów, jak miedź i ołów. Dla zobrazowania tego problemu w tabl. 2 zestawiono dane dotyczące miedzi i ołowiu dla trzech rodzajów kabli: symetrycznych, współosiowych małowymiarowych i normalnowymiarowych. Jak widać z tabeli, globalne zużycie miedzi i ołowiu jest zdecydowanie najniższe dla kabli współosiowych małowymiarowych; porównując zużycie jednostkowe /na 1 łącze/ /1 km/ można stwierdzić, że kable normalnowymiarowe osiągają podobnie niskie wskaźniki zużycia materiałów, jak kable małowymiarowe, dopiero przy wykorzystaniu ich systemami o krotnościach rzędu 8100. Spostrzeżenie to jest zbieżne z wnioskami wynikającymi z rys. 2.

Niezależnie od współczynników jednostkowego zużycia miedzi i ołowiu, warto zauważyć, że zużycie obu tych materiałów jest dla kabla  $4 \times 2,6/9,5$  mm około dwukrotnie

większe, aniżeli dla kabla 6x1,2/4,4 mm. Innymi słowy, oznacza to, że przy zużyciu takiej samej ilości materiałów deficytowych można wybudować dwukrotnie więcej linii małowymiarowych, aniżeli normalnowymiarowych.

Obserwując historyczny rozwój systemów współosiowych można stwierdzić, że kable normalnowymiarowe były stosowane głównie w pierwszym okresie rozwoju tej techniki, przed opracowaniem kabli małowymiarowych. Natomiast obecnie kable normalnowymiarowe stosowane są przede wszystkim na liniach magistralnych o dużym obciążeniu, których przepustowość w okresie 10-15 lat ma wzrosnąć do kilkunastu, a nawet kilkudziesięciu tysięcy łączy i w związku z tym przewiduje się ich wykorzystanie systemami TN 8100/40 MHz lub TN 10800/60 MHz.

Reasumując, ponieważ perspektywy rozwojowe polskiej telefonii zarówno w zakresie central międzymiastowych jak i central miejskich nie rokoją w najbliższym okresie 10-20 lat zapotrzebowania na łącza w ruchu międzymiastowym rzędu dziesiątek tysięcy, można więc stwierdzić, że kable normalnowymiarowe nie mają w zasadzie racji bytu w polskiej sieci. W tym okresie czasu, tzn. do około roku 1980, podstawowa sieć telefoniczna powinna być rozwijana w oparciu o małowymiarowe kable współosiowe. W pierwszym etapie podstawowym systemem stosowanym w tej sieci powinien być system TN 300 - w późniejszym etapie system ten znajdzie prawdopodobnie powszechne zastosowanie na niższych szczeblach sieci, np. w sieciach wewnątrzwojewódzkich. W drugim etapie część linii mogłaby być zmodernizowana i wyposażona w urządzenia systemu

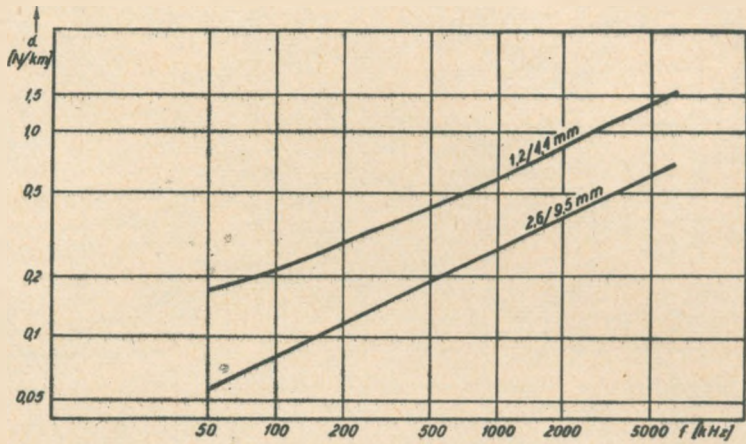
T a b e l a 2

Profil kabla	Zużycie na 1 km		System	Ilość łączy	Zużycie na 1 łączy/1 km	
	Cu, kg	Pb, kg			Cu, kg	Pb, kg
2x/7x4x1,2/	596	3048	TN60	840	0,71	3,63
6x1,2/4,4 mm	218	1190	TN960	2880	0,076	0,413
			TN2700	8100	0,027	0,147
			TN1920	3840	0,156	0,52
4x2,6/9,5 mm	599	2000	TN2700	5100	0,117	0,39
			TN3600	7200	0,083	0,28
			TN8100	16200	0,037	0,12

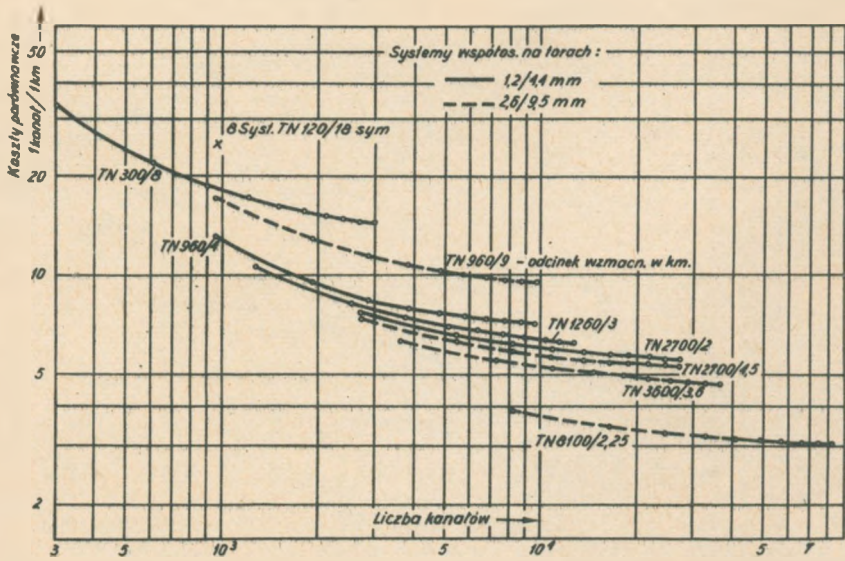
TN 960, lub od razu budowana w systemie TN 960. Ponieważ zapotrzebowanie będzie niewątpliwie rosło, pożądane więc byłoby, aby kable małowymiarowe produkcji krajowej nadawały się również do przesyłania pasma w zakresie do 12 MHz w celu umożliwienia dalszej modernizacji i stosowania systemu TN 2700.

Na zakończenie warto wspomnieć o bardzo ważnym zagadnieniu. Już obecnie przy planowaniu rozwoju sieci linii współosiowych należałoby zdecydować się na jednego dostawcę urządzeń systemów współosiowych - krajowego lub zagranicznego. Dla prawidłowego rozwoju sieci potrzebny jest nie jeden system /np. TN 300/, a cała rodzina systemów, np. TN 300, TN 960 i TN 2700. Zwiększenie krotkości systemu na drodze modernizacji linii polega na zastąpieniu starych wzmacniaków nowymi oraz wybudowaniu /lub wyposażeniu, jeśli istnieją/ nowych stacji wzmacniakowych nieobsługiwanych. Tego rodzaju operacja jest możliwa jedynie przy stosowaniu sprzętu pochodzącego od tego samego producenta. W zasadzie wszystkie systemy są znormalizowane przez CCITT, a także przez RWPG, jednak zalecenia CCITT określają jedynie parametry zewnętrzne systemów bez wnikania w szczegóły konstrukcyjne. Normalizacja w ramach RWPG sięga znacznie dalej, jednak pewne różnice zarówno w konstrukcji mechanicznej jak i elektrycznej są nie do uniknięcia. Tak więc pełne wykorzystanie zalet systemów współosiowych jest możliwe jedynie przy konsekwentnym stosowaniu ustalonych zasad rozwoju sieci, w oparciu o określoną rodzinę systemów nośnych i przy współpracy ze stałym dostawcą urządzeń.

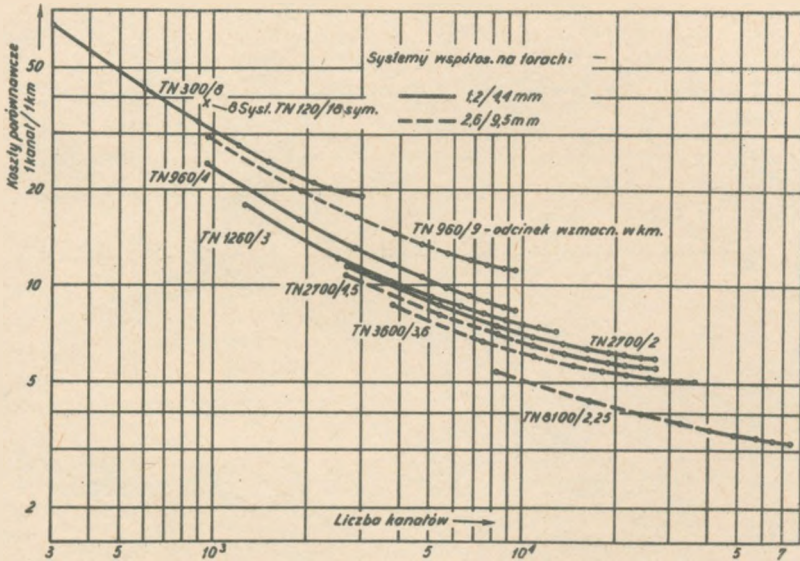




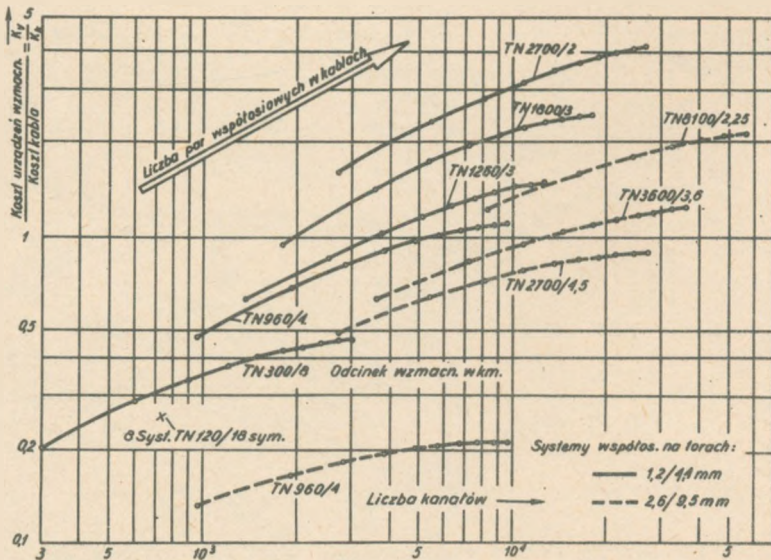
Rys. 1. Charakterystyki tłumienności kabli współosiowych



Rys. 2a. Porównawcze koszty współosiowych systemów nośnych bez kosztów instalacji i układania kabli



rys. 2b. Porównawcze koszty współosiowych systemów nośnych z uwzględnieniem kosztów instalacji i układania kabli



Rys. 3. Stosunek kosztów wzmacniaków do kosztów kabla w funkcji liczby kanałów w linii

Władysław Sikora

ŁĄCZENIE PAR WSPÓŁOSIOWYCH MAŁOWYMIAROWYCH  
TYPU 1,2/4,4 mm METODĄ MECHANICZNEGO ZACISKANIA

1. WSTĘP

Kable współosiowe, ze względu na swą specyficzną budowę i przeznaczenie, wymagają odpowiednich metod montażu, zapewniających, oprócz dobrego i trwałego styku łączonych żył także zachowanie jednorodności torów współosiowych utworzonych z wielu połączonych ze sobą odcinków par współosiowych. Innymi słowy złącze nie może zmieniać parametrów elektrycznych, takich jak opór czy pojemność, do wartości powodujących przekroczenie dopuszczalnej niejednorodności toru. Zbyt duże, tzn. przekraczające wartości dopuszczalne, parametry wtrąceniowe złącza byłyby bowiem przyczyną powstawania szkodliwych odbić, powodujących zmiany impedancji wejściowej toru i jego tłumienności, zakłócając na danym torze współosiowym transmisję.

Najprostszym i jak dotąd jedynym stosowanym rozwiązaniem, spełniającym wyżej wymienione pokrótce wymagania, jest złącze zachowujące współosiowość toru w miejscu jego połączenia. Współosiowość jest wspólną cechą stosowanych dotąd na świecie złączy par współosiowych, niezależną od metody wykonywania złącza, która może polegać na lutowaniu, spawaniu lub mechanicznym zaciskaniu łączonych żył pary współosiowej.

Opracowanie niniejsze zawiera opis łączenia par współosiowych małowymiarowych typu 1,2/4,4 mm metodą mechanicznego zaciskania żył, stosowaną m.in. w Szwecji i Japonii. Metoda ta polega na mechanicznym zaciśnięciu na żyłach wewnętrznych i zewnętrznych łączonych końców par współosiowych miedzianych tulejek o odpowiednio dobranych średnicach. Oprócz prostoty wykonania metoda ta posiada także tę zaletę, w odróżnieniu od metod polegających na lutowaniu czy spawaniu łączonych żył, że nie wymaga żadnych źródeł elektrycznego zasilania lub palników, kłopotliwych w użyciu w warunkach polowych.

Aczkolwiek opracowanie niniejsze dotyczy złączy par współosiowych małowymiarowych, metoda ta stosowana jest także za granicą dla par współosiowych normalnowymiarowych, a także dla żył kabli symetrycznych.

Na podstawie publikacji, zamieszczanych sporadycznie w technicznych periodykach zagranicznych w ostatnich kilku latach można stwierdzić, że istnieje tendencja do coraz szerszego stosowania mechanicznej metody łączenia przewodników elektrycznych w różnych dziedzinach teletechniki. Badania i próby prowadzone w tym kierunku w kraju i za granicą podyktowane są dobrymi wynikami technicznymi i ekonomicznymi, uzyskanymi w stosowanych dotąd przypadkach łączenia przewodników metodą mechanicznego zacisku. Oczywiście każdy rodzaj łączonych tą metodą przewodników wymaga odpowiednio skonstruowanych elementów łączących i narzędzi do wykonywania zacisku. Materiał, z którego wykonane są elementy łączące, kształt tych elementów i narzędzia muszą być tak dobrane, aby wy-

konane za ich pomocą złącze, oprócz spełnienia stawianych mu wymagań elektrycznych, było także odpowiednio wytrzymałe mechanicznie i aby jego jakość nie ulegała pogorszeniu w czasie, w trakcie eksploatacji.

Opisywana metoda łączenia par współosiowych małowymiarowych jest jednym z przykładów wykorzystania mechanicznego zacisku do łączenia przewodników, czyli wykorzystania zjawiska tzw. powierzchniowej dyfuzji metali.

## 2. ELEMENTY ZŁĄCZA

Do wykonania złącza pary współosiowej małowymiarowej opisywaną metodą mechanicznego zacisku potrzebne są następujące elementy:

- 1/ tulejka miedziana do połączenia żył wewnętrznych,
- 2/ tulejka miedziana do połączenia żył zewnętrznych,
- 3/ dwie tulejki stalowe do wzmocnienia końców łączonych żył wewnętrznych,
- 4/ taśma polietylenowa /lub rurka polietylenowa z pamięcią kształtu/ do zaizolowania złącza żyły wewnętrznej,
- 5/ rurka polietylenowa do usztywnienia końców izolacji żyły wewnętrznej,
- 6/ rurka polietylenowa służąca jako izolacja zewnętrzna złącza pary współosiowej małowymiarowej.

Jak już wspomniano na wstępie, w celu zachowania współosiowości toru w miejscu łączenia par współosiowych elementy służące do połączenia żyły wewnętrznej i zewnętrz-

nej stanowią cylindryczne tulejki miedziane /rys. 1a i 1b/ - str.41 wykonane z miękkiej miedzi /miedź miękka MO lub M1 o przewodności właściwej przy 20°C co najmniej 57 m/Ω .mm<sup>2</sup>; wg PN-62/H-82120/. Średnice tulejek dobrane są tak, aby je można bez oporu nasunąć na końce odizolowanych żył pary współosiowej małowymiarowej typu 1,2/4,4 mm. Obydwie tulejki mają wykonane rysy w połowie swej długości. Tulejka wewnętrzna ma wewnątrz w połowie swej długości przewężenie, uniemożliwiające głębsze niż do połowy jej długości wsunięcie w nią łączonych końców żył wewnętrznych. Końce tulejki zewnętrznej są sfazowane do wewnątrz, jak to widać na rysunku, w celu ułatwienia nasuwania tulejki na parę współosiową, owiniętą taśmami stalowymi.

Ze względu na to, że żyła zewnętrzna pary współosiowej wykonana jest z cienkiej taśmy miedzianej, musi być ona wzmocniona w miejscu, w którym wykonany będzie zacisk na zewnętrznej tulejce łączącej. Do tego celu służą dwie tulejki stalowe wsuwane do wnętrza obu, odpowiednio przygotowanych, końców łączonych żył wewnętrznych. Wymiary tulejki stalowej /rys. 1c/ dobrane są tak, że daje się ona z pewnym oporem wepchnąć w żyłę zewnętrzną, przy czym żyła ta zwiększa swoją średnicę i brzegi jej szwu ulegają rozchyleniu. Konieczność zwiększenia średnicy żyły zewnętrznej w miejscu przeznaczonym na zacisk podyktowana jest średnicą wewnętrzną tulejki łączącej, która z kolei musi być tak duża, aby możliwe było nasunięcie tej tulejki na żyłę zewnętrzną owiniętą taśmami stalowymi, co jest konieczne przy wykonywaniu złącza.

Tulejka stalowa ma jeden koniec sfazowany w celu ułatwienia wepchnięcia jej w żyłę zewnętrzną.

Do zaizolowania złącza żyły wewnętrznej może służyć taśma, z wysokociśnieniowego polietylenu kablowego, o szerokości ok. 6 mm i grubości ok. 0,2 mm. Zamiast taśmy polietylenowej stosowana jest za granicą rurka polietylenowa z tzw. pamięcią kształtu. Rurka ta ma średnicę wewnętrzną wynoszącą ok. 6,8 mm, co umożliwia nasunięcie odpowiedniego odcinka rurki na całą parę współosiową. Po wykonaniu złącza na żyłę wewnętrzną, rurkę tę nasuwa się na złącze, po czym podgrzewa się ją rozgrzanymi szczypcami lub wprost płomykiem zapalki, pod wpływem czego rurka ta kurczy się i zaciska szczelnie na złączu obejmując także swymi końcami izolację obu końców łączonych par współosiowych. Pod wpływem podgrzewania rurka ta zmienia tylko swe wymiary skrośne, długość jej natomiast nie ulega zmianie.

W celu usztywnienia końców izolacji łączonych par stosuje się rurkę polietylenową o średnicach tak dobranych, aby ją można było łatwo nasunąć na żyłę wewnętrzną i wsunąć do wnętrza izolacji tej żyły.

Jako zewnętrzna izolacja złącza pary współosiowej służy rurka polietylenowa o średnicy wewnętrznej pozwalającej na nasunięcie jej na złącze, czyli na tulejkę miedzianą zewnętrzną. Grubość ścianki tej rurki wynosi ok. 1,8 mm.

### 3. NARZĘDZIA

Oprócz takich narzędzi jak nóż monterski, cęgi płaskie, cęgi ostre boczne lub kombinerki, stosowanych powszechnie przez monterów kablowych, do wykonania złącza pary współosiowej małowymiarowej opisywaną metodą konieczne są także następujące narzędzia:

1. Nożyczki służące do przecinania taśm stalowych, którymi owinięte są pary współosiowe i cęgi przystosowane do przecinania całej pary współosiowej.

2. Cęgi chwytki /rys. 2 - str.41 / służące do przytrzymywania pary współosiowej i do odrywania taśmy żyły zewnętrznej. Cęgi te mają dwa wycięcia w szczękach. Jedno z nich, a mianowicie większe, służy do trzymania całej pary współosiowej owiniętej taśmami stalowymi, mniejsze zaś, do trzymania pary po zdjęciu z niej taśm stalowych.

Do wykonania zacisków na miedzianych tulejkach łączących służy cęga, zwane zaciskaczami. Szczęki zaciskaczy mają dwa wycięcia. Jedno mniejsze, służące do zagniatania tulejki łączącej końce żyły wewnętrznej i drugie większe, do zagniatania tulejki, łączącej końce żyły zewnętrznej. Zaciskacze mogą być wykonane jako dwudźwigniowe / rys. 3a - str.41 / lub jako jednodźwigniowe /rys. 3b - str.41 /. Obydwa te typy zaciskaczy stosowane są za granicą,

W celu odpowiedniego przygotowania końców łączonych par współosiowych i wyeliminowania niewygodnego odmie-



rzania miejsc odcięcia poszczególnych elementów pary współosiowej za pomocą miarki stosowany jest sprawdzian /rys. 4 - str. 42 / wykonany z blachy stalowej. Uskoki jednej z krawędzi sprawdzianu i rysy na jego powierzchni wskazują miejsca odcięcia poszczególnych elementów pary współosiowej i miejsca, w których powinny być wykonane zagniecenia na miedzianych tulejkach łączących.

#### 4. OPIS WYKONANIA ZŁĄCZA

Na rysunku 5 /str. 42 / przedstawiono końce łączonych kabli, przygotowane do wykonania złącza na parach współosiowych. Przed rozpoczęciem wykonywania złącza, na jeden z łączonych kabli powinna być nasunięta, odpowiednia dla danego typu kabla, osłona ołowiana złącza. Pary współosiowe należy wyginać ostrożnie, a łuki wykonanych wygięć powinny być łagodne. Odpowiednie pary współosiowe powinny zachodzić na siebie z zapasem, jak pokazano na rysunku. Podane na rys. 5 wymiary odnoszą się do kabla współosiowego małowymiarowego typu TKDW  $4 \times 1,2/4,4 + 5 \times 2 \times 0,7$ . Na rysunku pominięto dla przejrzystości pary symetryczne, które ten kabel także zawiera.

Po zaznaczeniu na wszystkich parach współosiowych środka przyszłego złącza można przystąpić do wykonywania złącza kolejno na wszystkich tych parach.

Rysunek 6 /str. 42 / przedstawia końce łączonych par współosiowych, przygotowane do założenia tulejki, łączącej żyłę wewnętrzną. Schodkowy kontur obu przygotowanych do połączenia par współosiowych powinien ściśle odpowia-

dać konturowi sprawdzianu. Na jednym z przygotowanych w ten sposób końców łączonych par powinna być nasunięta tulejka miedziana do połączenia żył zewnętrznych, a na drugim rurka polietylenowa o średnicy wewnętrznej ok. 7,2 mm i o długości ok. 15 cm /tulejka zewnętrzna i rurka polietylenowa są poza rysunkiem/. W końce żył zewnętrznych powinny być wepchnięte wzmacniające tulejki stalowe, a na żyły wewnętrzne powinny być nasunięte i wepchnięte w izolację tych żył, aż do oporu, odcinki rurki polietylenowej o średnicy zewnętrznej 3,3 mm i o długości takiej, aby ich końce pokrywały się z odpowiednimi rysami sprawdzianu.

Po założeniu na końce żył wewnętrznych tulejki łączącej i wykonaniu na niej zagnieceń za pomocą zaciskaczy /rys. 6/ złącze żyły wewnętrznej należy owinąć dwukrotnie taśmą polietylenową, a koniec taśmy zawiązać. Lepszym sposobem izolowania złącza żyły wewnętrznej jest, jak już wspomniano, rurka polietylenowa z pamięcią kształtu, zaciskająca się na złączu po jej podgrzaniu.

Po wykonaniu i zaizolowaniu złącza żyły wewnętrznej należy nasunąć na to złącze przygotowaną, na jednym z końców łączonych par, tulejkę miedzianą zewnętrzną tak, aby zaznaczony na niej rysą środek pokrył się ze środkiem złącza, zaznaczonym na sąsiednich końcach par współosiowych. Po wykonaniu za pomocą zaciskaczy zagnieceń, mocujących tulejkę na końcach łączonych żył zewnętrznych i zagnieceń na końcach tulejki, mocujących taśmy stalowe łączonych par /rys. 7 - str. 42 /, na wykonane złącze należy nasunąć rurkę polietylenową, stanowiącą jego zewnętrzną izolację.

Na rysunku 8 /str.43 / przedstawiony jest przekrój gotowego złącza pary współosiowej małowymiarowej typu 1,2/4,4 mm.

Po wykonaniu złączy wszystkich par współosiowych i symetrycznych ośrodek złącza całego kabla należy owinać taśmą bawełnianą i przesuszyć, a następnie nasunąć nań przygotowaną na jednym z końców łączonych odcinków kabla osłonę ołowianą, którą z kolei należy szczelnie przylutować do powłoki ołowianej łączonych kabli.

Złącza par symetrycznych w kablach teletechnicznych wykonywane od dawna i powszechnie przez spiralne skręcenie ze sobą odizolowanych końców łączonych żył stanowią w istocie również przykład łączenia przewodników elektrycznych metodą mechanicznego zacisku. Skrętki żył o większych średnicach /np. kabli dalekosiężnych/ są jednak dodatkowo oblutowywane. Obecnie stosowana jest za granicą /np. w NRF i USA/ także metoda polegająca na mechanicznym zaciśnięciu na końcach łączonych żył specjalnych łączników, przy czym metoda ta nie wymaga usuwania izolacji z łączonych żył /dotyczy to żył o izolacji polietylenowej lub polwinitowej, aczkolwiek wykonywane były także z pozytywnym skutkiem próby łączenia tą metodą żył o izolacji papierowej/.

## 5. BADANIA JAKOŚCI PROBNYCH ZŁĄCZY

Próbne złącza par współosiowych małowymiarowych, wykonane w Instytucie Łączności przy użyciu tulejek metalowych i zaciskaczy dwudźwigniowych sporządzonych w Od-

dziale Konstrukcyjno-Warsztatowym IŁ, poddano badaniom mechanicznym i elektrycznym w celu sprawdzenia jakości i poprawności wykonania tych złączy.

#### 5.1. Badania wytrzymałości mechanicznej na zrywanie

Wykonano po pięć próbnych złączy żyły wewnętrznej, zewnętrznej i całej pary współosiowej małowymiarowej. Zrywając następnie na zrywance wykonane próbki, a także próbki żyły wewnętrznej i zewnętrznej bez złączy otrzymano następujące średnie wyniki:

Złącze żyły wewnętrznej	23,5 kG
Żyła wewnętrzna /bez złącza/	23,8 kG
Złącze żyły zewnętrznej	75,0 kG
Para współosiowa owinięta taśma- mi stalowymi	101,0 kG
Para współosiowa bez taśm stalowych	100,0 kG
Złącze pary współosiowej	75,0 kG

Otrzymane wyniki są zadowalające, a zwiększenie wytrzymałości mechanicznej złącza, aczkolwiek możliwe, wydaje się niecelowe, gdyż w przypadku wystąpienia w warunkach eksploatacyjnych, sił zrywających kabel, uszkodzenie kabla w złączu będzie łatwiejsze do zlokalizowania i naprawy, niż uszkodzenie kabla między złączami.

## 5.2. Badania zmian oporu elektrycznego próbnych złączy poddanych przyspieszonemu starzeniu<sup>1/</sup>

Badaniom poddano 6 złączy przewodu zewnętrznego i 5 złączy przewodu wewnętrznego. Złącza przewodu zewnętrznego wykonano na dwóch próbkach tego przewodu po 3 złącza na każdej próbce, a 5 złączy przewodu wewnętrznego wykonano na jednej próbce tego przewodu.

Dla zaostżenia warunków badań tulejki łączące odcinki przewodu wewnętrznego zagniatano tak, aby wytrzymałość mechaniczna na zrywanie każdego z pięciu wykonanych złączy wynosiła tylko ok. 16 kG. Długość każdej z trzech wykonanych próbek wynosiła ok. 35 cm. Próbki te umocowano na podstawie bakelitowej w uchwytych, wykonanych ze szkła organicznego. Ponadto na płytce zamocowano także w ten sam sposób 1 próbkę przewodu wewnętrznego i 1 próbkę przewodu zewnętrznego bez złączy. Przy pomiarach przykładano napięcie do wkrętów w uchwytych przy obu końcach każdej próbki. Zaostrzone końce wkrętów wgniecione w próbkę prostopadle do jej osi wzdluznej zapobiegały przypadkowym zmianom miejsca styku. Odległość między ostrzami wkrętów dla każdej próbki wynosiła 32,5 cm. Wszystkie wyniki pomiarów odnoszą się więc do długości próbki wynoszącej w każdym przypadku 32,5 cm.

---

<sup>1/</sup>Badania te autor wykonał przy współpracy z inż. Edwardem Dmowskim.

Próbki, zamocowane na podstawce, na przemian ogrzewano w suszarce i chłodzono w chłodzarce przez ok. 10 tygodni, a następnie przechowywano w pomieszczeniu o temperaturze pokojowej, poddając je co kilka tygodni działaniu czynników atmosferycznych na przeciąg kilku dni.

Dla zaostrzenia warunków badania próbki nie były chronione przed wilgocią i w trakcie ich przyspieszonego starzenia pokryły się zauważalnym nalotem śniedzi, a w niektórych miejscach pojawiły się wyraźne zielonkawe plamy śniedzi.

W trakcie poddawania próbek przyspieszonemu starzeniu wykonano szereg pomiarów oporu elektrycznego próbek. Pomiarów wykonano za pomocą kompensatora prądu stałego, niskooporowego, w układzie mostkowym, typu KM-76, produkcji Zakładu Optyki i Mechaniki Precyzyjnej Politechniki Śląskiej. Układ pomiarowy przedstawia rys. 9 - str. 47.

Wyniki pomiarów oporu elektrycznego próbek zawarte są w tabeli na str. 35, a wykresy zmian oporu elektrycznego w funkcji czasu przedstawione są na rys. 10 - str. 44 i 11 - str. 44. Pomiarów wykonywano przy temperaturze pokojowej, a wyniki przeliczono dla  $24^{\circ}\text{C}$ .

Pomiary oporu elektrycznego próbek ze złączami przewodów wewnętrznego i zewnętrznego wykonywano systematycznie przez blisko 10 tygodni, poddając próbki w tym samym okresie bardzo ciężkim warunkom przyspieszonego starzenia. Zmiany temperatury, którym podlegały próbki, były niesystematyczne i mieściły się w zakresie od  $-42^{\circ}\text{C}$  /w jednym przypadku/ do  $+102^{\circ}\text{C}$  /w jednym przypadku/.

Wyniki pomiarów oporu elektrycznego próbných złączы pary współosiowej małowymiarowej poddawanych przyspieszonemu starzeniu

Wyniki w tabeli podane są w mΩ i przeliczone dla  $t = 24^{\circ}\text{C}$

Lp.	Data	Przewód wewnętrzny		Przewód zewnętrzny	
		bez złączы	z pięcioma złączami	bez złączы	z trzema złączami
	1967				
1	14.I.	5,209	6,742	2,582	1,712
2	16.I.	5,209	6,734	2,577	1,698
3	18.I.	5,226	6,735	2,594	1,694
4	21.I.	5,233	6,745	2,593	1,674
5	23.I.	5,214	6,730	2,580	1,666
6	25.I.	5,219	6,735	2,583	1,686
7	30.I.	5,222	6,753	2,585	1,663
8	7.II.	5,223	6,734	2,589	1,680
9	13.II.	5,221	6,742	2,587	1,691
10	21.II.	5,226	6,748	2,589	1,696
11	28.II.	5,220	6,760	2,583	1,691
12	6.III.	5,216	6,758	2,585	1,719
13	13.III.	5,217	6,756	2,580	1,679
14	21.III.	5,217	6,765	2,582	1,681
15	29.XI.	5,221	7,179	2,585	1,854
					próbka I
					próbka II
					1,607
					1,593
					1,612
					1,660
					1,595
					1,597
					1,576
					1,582
					1,581
					1,567
					1,574
					1,568
					1,555
					1,563
					1,565

Wyniki pomiarów zestawione w tabeli 1 i przedstawione na wykresach na rys. 10 i 11 należy uznać za zadowalające zważywszy, że warunki otoczenia próbek w trakcie ich starzenia były znacznie ostrzejsze od normalnych warunków eksploatacyjnych. Tak częste, duże i raptowne zmiany temperatury nie zdarzają się bowiem praktycznie we wnętrzu złączy kablowych. Ponadto próbki złączy i przewodów nie były chronione przed wilgocią, co spowodowało, że pokryły się one nalotem i plamkami śniedzi, co również nie zdarza się w praktyce we wnętrzu złącza kablowego osłoniętego szczelnie osłoną ołowianą. Należy także zwrócić uwagę na to, że złącza na próbce przewodu wewnętrznego były słabsze mechanicznie. Ich wytrzymałość na zrywanie wynosiła tylko ok. 16 kG, podczas gdy przewidywana dla warunków eksploatacyjnych wytrzymałość na zrywanie złączy przewodu wewnętrznego wynosi ponad 20 kG.

Jak wynika z wykresów sporządzonych na podstawie wyników pomiarów, opór próbek w dziesięcioletnim okresie ich przyspieszonego starzenia zmieniał się minimalnie, przy czym największe zmiany wystąpiły w pierwszych dwu tygodniach okresu badań, co spowodowane było stabilizowaniem się próbnych złączy i układu, doprowadzającego napięcie pomiarowe do próbek. Świadczą o tym zmiany oporu próbek przewodów bez złączy.

Stwierdzono także, że opór próbki przewodu zewnętrznego z wykonanymi na nim złączami jest mniejszy od próbki tego przewodu bez złączy przy tej samej długości obu próbek. 3 złącza zmniejszyły opór przewodu zewnętrznego średnio o 0,923 m $\Omega$ , czyli jedno złącze zmniejsza opór przewodu średnio o 0,308 m $\Omega$ .



Zmniejszenie oporu przewodu zewnętrznego, na którym wykonano złącze, jest spowodowane dużą powierzchnią styków między przewodem zewnętrznym a tulejką łączącą i znaczną grubością ścianki samej tulejki w stosunku do grubości ścianki przewodu. Zastąpienie przewodu tulejką o większej przewodności, jak to ma miejsce w złączu, sprawia, że opór odcinka przewodu ze złączem maleje...

Po 10 tygodniach starzenia próbek stwierdzono, że 3 złącza zmniejszają opór elektryczny przewodu zewnętrznego średnio o  $0,960 \text{ m}\Omega$ , czyli jedno złącze zmniejsza opór przewodu o  $0,320 \text{ m}\Omega$ . Praktycznie można więc przyjąć, że opór złącza nie uległ zmianie w ciągu 10 tygodni intensywnego starzenia. Niewielką różnicę między wynikami pomiarów wykonanych na początku i na końcu okresu starzenia należy tłumaczyć ustabilizowaniem się złączy i układu doprowadzającego napięcie, a także uchybem pomiarowym.

W odróżnieniu od wyników otrzymanych dla próbek ze złączami przewodu zewnętrznego wyniki pomiarów wykazały, że opór elektryczny próbki przewodu wewnętrznego z pięcioma złączami był większy od oporu próbki tego przewodu bez złączy /przy tej samej długości obu próbek/. Stwierdzono, że 5 złączy zwiększa opór przewodu wewnętrznego o ok.  $1,533 \text{ m}\Omega$ , czyli jedno złącze zwiększa opór przewodu średnio o  $0,307 \text{ m}\Omega$ .

Po 10 tygodniach intensywnego starzenia próbek stwierdzono, że 5 złączy zwiększa opór elektryczny przewodu wewnętrznego o ok.  $1,548 \text{ m}\Omega$ , czyli jedno złącze zwiększa opór tego przewodu średnio o  $0,310 \text{ m}\Omega$ . Praktycznie

więc, opór złącza przewodu wewnętrznego także nie uległ zmianie w ciągu całego okresu intensywnego i przyspieszonego starzenia.

Z przeliczenia wynika, że jedno złącze powiększyłoby opór elektryczny przewodu wewnętrznego o długości 1 km średnio o 0,0019%, a przy pięciu złączach wzrost ten wyniósłby ok. 0,0096% przy założeniu, że opór 1 km przewodu wewnętrznego wynosi  $16 \Omega$ . Są to więc wartości zupełnie pomijalne.

Nieznaczny dodatni opór wtrąceniowy złącza należy tłumaczyć niewielką powierzchnią styków, a także tym, że tulejki złączy na próbkach zaciśnięto nieco słabiej niż przewidziano dla warunków eksploatacyjnych, jak już o tym wspomniano.

Ze względu na to, że warunki przyspieszonego starzenia próbek były znacznie ostrzejsze od normalnych warunków eksploatacyjnych postanowiono zakończyć okres intensywnego starzenia po 150 zmianach temperatury otoczenia próbek co trwało ok. 10 tygodni.

Po zakończeniu okresu intensywnego starzenia postanowiono przechowywać wszystkie próbki w otoczeniu o temperaturze pokojowej a sporadycznie, na przeciąg kilku dni, poddawać je działaniu czynników atmosferycznych na wolnym powietrzu. Dalsze starzenie próbek podjęto w celu stwierdzenia, jakim zmianom ulegnie opór elektryczny w trakcie postępującego procesu pokrywania się badanych próbek śniedzią.

Pomiary oporu elektrycznego próbek po 10 miesiącach starzenia /włącznie z okresem 10 tygodni intensywnego

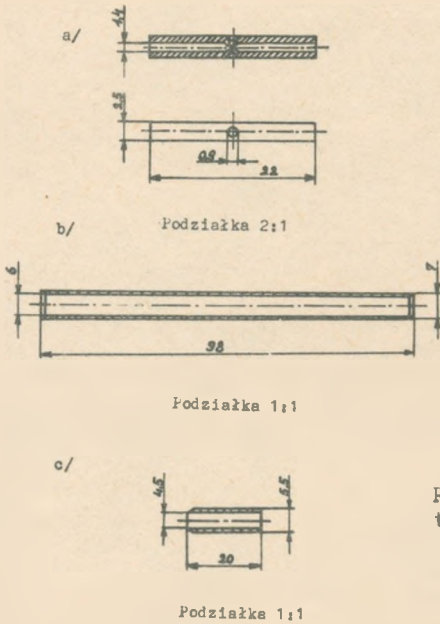
starzenia/ wykazały, że opór jednej z dwu próbek ze złączami przewodu zewnętrznego praktycznie nie uległ zmianie, u drugiej zaś stwierdzono wzrost oporu o  $0,142 \text{ m}\Omega$ , co wynosi  $8,3\%$  w stosunku do wartości wyjściowej wynoszącej  $1,712 \text{ m}\Omega$ . Opór tej próbki nie przekroczył jednak oporu próbki bez złączy, który nie zmienił się i wynosił  $2,585 \text{ m}\Omega$ .

Próbka z pięcioma złączami przewodu wewnętrznego po 10 miesiącach starzenia wykazała wzrost oporu wynoszący  $0,437 \text{ m}\Omega$ , co wynosi  $6,5\%$  w stosunku do wartości wyjściowej wynoszącej  $6,742 \text{ m}\Omega$ .

Oprócz omówionych badań i pomiarów wykonano także wstępne pomiary niejednorodności toru współosiowego utworzonego z dwóch odcinków pary współosiowej małowymiarowej, połączonych omawianą tu metodą mechanicznego zacisku. Pomiary niejednorodności wykonano tranzymetrem f-my SAT na odcinku pary współosiowej o długości  $150 \text{ m}$ . Przy pomiarach stosowano impuls o szerokości  $0,06 \mu\text{sek}$  w połowie wysokości jego amplitudy. Wyniki tych wstępnych pomiarów nie wykazały zmian w jednorodności toru współosiowego po wykonaniu na tym torze złącza. Reprezentatywne wyniki będzie można jednak otrzymać z większej ilości pomiarów, które będą kontynuowane po wyprodukowaniu przez przemysł serii informacyjnej kabli współosiowych małowymiarowych.

## Wykaz literatury

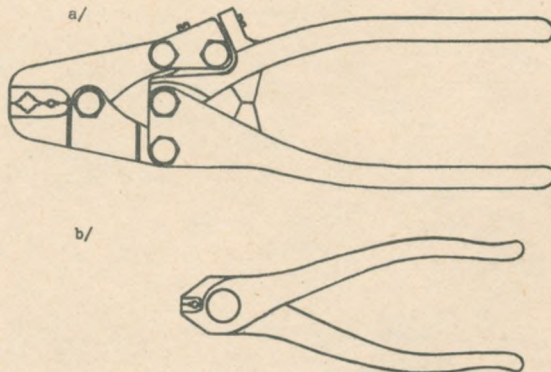
1. Tozuka M., Tabeta M.: 1,2/4,4 mm small-diameter coaxial cable. Japan Telecommunications Review, 1965, t. 7, nr 3, s. 150-159.
2. Graff H.J., Peacock J.M., Zalman J.J.: Development of solderless wire connector for splicing multipair cable. The Bell System Technical Journal, 1963, t.42, nr 1, s. 131-153.
3. Drozd Z.: Połączenia owijane. Pomiary-Automatyka-Kontrola, 1963, nr 10/11 /100/, s. 448-452.
4. Mills G.W.: A comparison of permanent electrical connections The Bell System Technical Journal, 1964, t. 43, nr 3, s. 151-160.



Rys. 1. a/ Tulejka miedziana wewnętrzna, b/ tulejka miedziana zewnętrzna, c/ tulejka stalowa



Rys. 2. Chwytniki

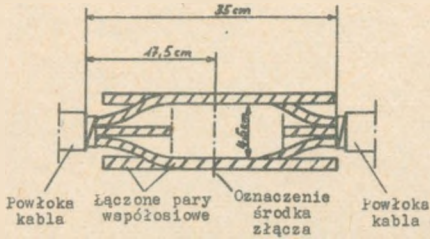


Rys. 3. a/ Zaciskacze dwudźwigniowe, b/ zaciskacze jednodźwigniowe. Komplet stanowią dwie ich pary /w odróżnieniu od typu a/

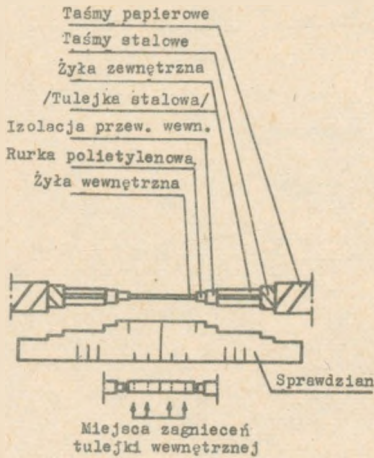


Rys. 4. Sprawdżian

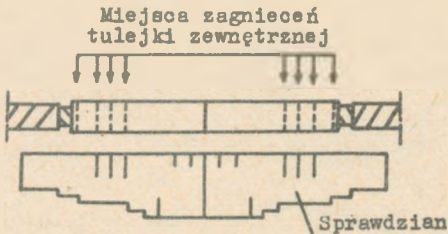
1,2 - rysy wskazujące miejsca zagniecení tulejki wewnętrznej  
 3,4,5 - " " " " " zewnętrznej



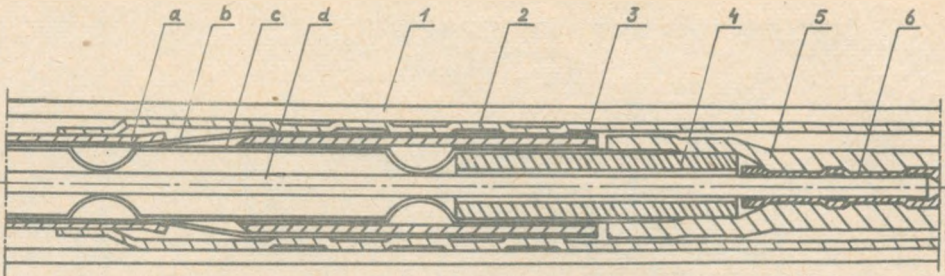
Rys. 5. Końce odcinków kabli przygotowane do wykonania złącza



Rys. 6. Końce par współosiowych przygotowane do połączenia



Rys. 7. Mocowanie tulejki zewnętrznej



Podziałka 5:1

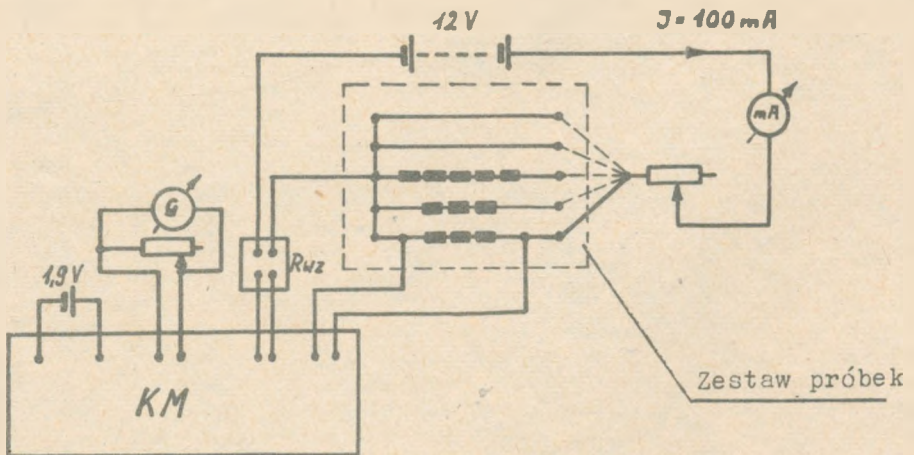
Rys. 8. Przekrój złącza pary współosiowej małowymiarowej 1,2/4,4 mm

Elementy pary współosiowej

- a/ taśmy stalowe
- b/ żyła zewnętrzna
- c/ izolacja polietylenowa balonowa
- d/ żyła wewnętrzna

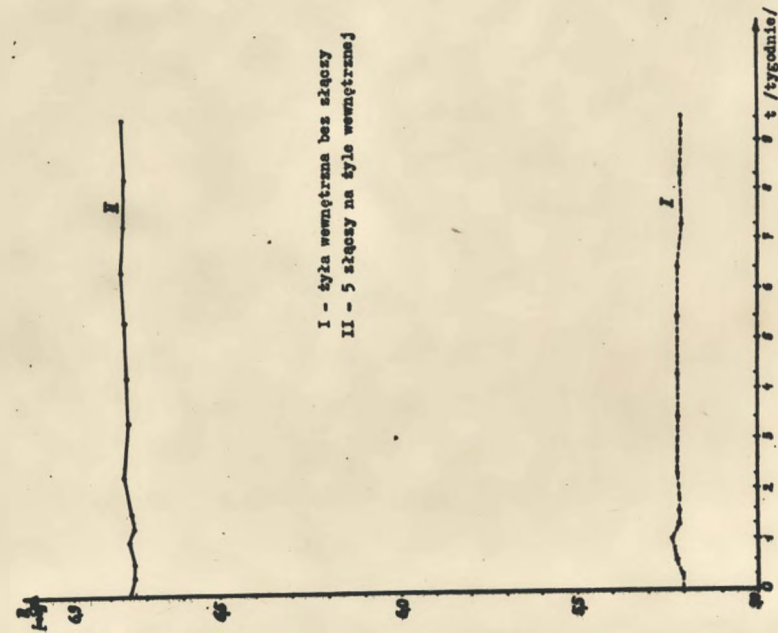
Elementy złącza

- 1/ rurka polietylenowa  $\varnothing$  9 mm
- 2/ tulejka miedziana  $\varnothing$  7 mm
- 3/ tulejka stalowa
- 4/ rurka polietylenowa  $\varnothing$  3,3 mm
- 5/ obwój z taśmy polietylenowej
- 6/ tulejka miedziana  $\varnothing$  2,5 mm



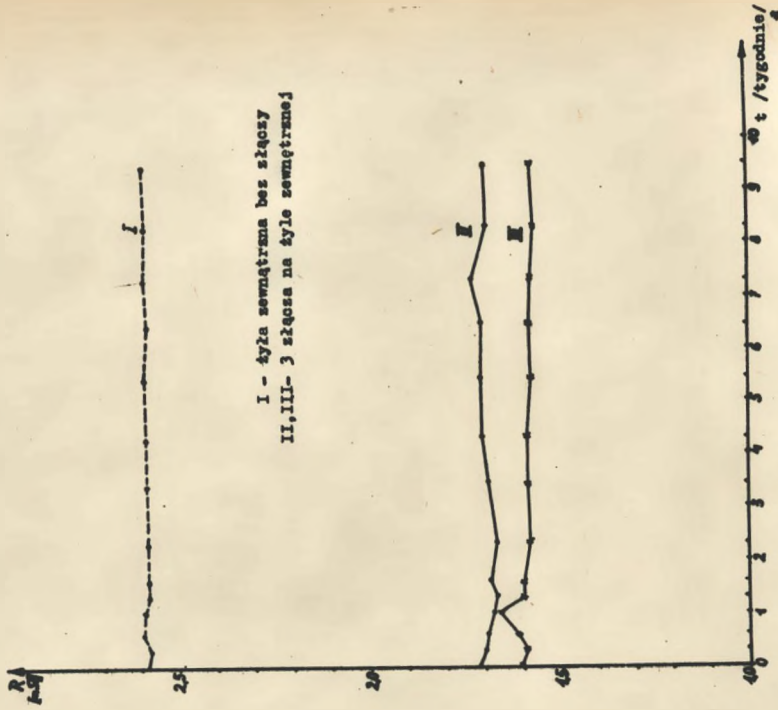
Rys. 9. Schemat układu pomiarowego do pomiarów oporu elektrycznego próbnych złączy

KM - kompensator niskooporowy KM-76, G - galwanometr, mA - miliamperomierz,  $R_{wz}$  - opornik wzorcowy



I - tyła wewnętrzna bez ślęczy  
 II - 5 ślęczy na tyłe wewnętrzne

Rys. 10. Zmiany oporu elektrycznego żył wewnętrznej i ślęczy na żyłach wewnętrznych w funkcji czasu przy przyspieszonym starzeniu przeliczone dla temperatury 24°C



I - tyła zewnętrzna bez ślęczy  
 II, III - 3 ślęczy na tyłe zewnętrzne

Rys. 11. Zmiany oporu elektrycznego żył zewnętrznej i ślęczy na żyłach zewnętrznych w funkcji czasu przy przyspieszonym starzeniu przeliczone dla temperatury 24°C



Włodzimierz Barjasz

## KOREKCJA ZNIEKSZTAŁCENÍ LINEARNYCH W SZEROKOPASMOWYCH SYSTEMACH NOŚNYCH

### 1. WSTĘP

Bardzo intensywnie rozwijające się w ostatnim dwudziestoleciu szerokopasmowe systemy nośne, w zakresie urządzeń końcowych stanowią konsekwentne rozwinięcie wcześniej powstałych systemów o podstawowych grupach 12- i 60-kanalowych. Systemy te wykorzystują tory współosiowe do przesyłania kilkuset /kilkunastu tysięcy/ kanałów telefonicznych, oraz zakres częstotliwości od kilkadziesiątu kHz do kilkadziesiątu MHz. W zakresie urządzeń traktów liniowych systemy nośne, pracujące na torach współosiowych różnią się w sposób istotny od starszych historycznie systemów, pracujących na torach symetrycznych. Różnice te wynikają z zakresu stosowanych częstotliwości i oczywiście odmienności stosowanych do transmisji torów przewodowych.

Jak wiadomo, technika systemów symetrycznych osiągnęła górny pułap swoich możliwości technicznych, określony przesłuchami w kablach, dochodząc do krotności 120 /kanałów telefonicznych/ i do maksymalnej przesyłanej w trakcie liniowym częstotliwości około 0,5 MHz. Dalszy rozwój systemów nośnych był możliwy dopiero po zastosowaniu torów współosiowych, posiadających z natury rzeczy

bardzo dużą tłumienność przesłuchową dla wielkich częstotliwości, począwszy od około 60 kHz wzwyż.

Możliwość wykorzystywania szerokiego pasma częstotliwości jest niestety okupiona dużymi stratami w torach przewodowych, które wzrastają proporcjonalnie do pierwiastka z częstotliwości. Pociąga to za sobą konieczność stosowania dużej ilości stacji wzmacniakowych, gęsto rozstawionych wzdłuż traktu liniowego. We współcześnie stosowanych systemach dla torów współosiowych długości odcinków wzmacniakowych wahają się od ok. 9 km do 2 km w zależności od krotności systemu /a tym samym górnej częstotliwości granicznej/ i rodzaju toru współosiowego. Tak gęste rozstawienie wzmacniaków, a więc i wielka ich ilość, wyłania szereg nowych, niespotykanych poprzednio problemów. Nawet niewielkie zniekształcenia charakterystyki przenoszenia poszczególnych członów traktu liniowego, sumując się na odcinkach zawierających setki wzmacniaków, dawałyby zniekształcenia wyrażające się w dziesiątkach neperów. Tak więc zagadnienie korekcji zniekształceń linearnych traktu liniowego jest dla systemów szerokopasmowych, pracujących na torach współosiowych, jednym z podstawowych problemów. Niniejszy artykuł omawia specyficzną technikę korekcji zniekształceń linearnych /tzn. tłumieniowych i fazowych/, występujących w traktach liniowych systemów współosiowych.

## 2. OGÓLNA CHARAKTERYSTYKA TRAKTU LINIOWEGO SYSTEMU WSPÓŁOSIOWEGO

Niezależnie od komplikacji, wynikających z zakresu stosowanych częstotliwości, systemy pracujące na torach współosiowych korzystają w porównaniu z systemami symetrycznymi z pewnego uproszczenia. Jak wiadomo, urządzenia systemów symetrycznych musiały być przystosowane do pracy na wielu rodzajach torów, różniących się między sobą konstrukcją, rodzajem izolacji i średnicami przewodów. W przypadku torów współosiowych sytuacja jest znacznie prostsza, ponieważ stosowane są praktycznie tylko dwa rodzaje torów: tzw. tory normalnowymiarowe o wymiarach 2,6/9,5 mm i małowymiarowe 1,2/4,4 mm. Oba rodzaje torów są znormalizowane przez Międzynarodowy Komitet Doradczy do Spraw Telefonii i Telegrafii /CCITT/.

Parametry obu rodzajów torów przewodowych są pod względem elektrycznym bardzo podobne, różnica wynikająca z innych wymiarów geometrycznych sprowadza się do różnicy bezwzględnej wartości tłumienności jednostkowej - jest ona mianowicie około dwa razy większa dla torów małowymiarowych. Dzięki temu urządzenia traktów liniowych systemów współosiowych są projektowane dla jednej określonej charakterystyki tłumienności, natomiast w zależności od zastosowanego rodzaju toru współosiowego zmienia się długość odcinka wzmacniakowego, a mianowicie dla toru małowymiarowego jest on około dwukrotnie krótszy.

Duża ilość stacji wzmacniakowych w systemach współosiowych spowodowała ukształtowanie się specyficznej

struktury i organizacji traktu liniowego. Większość stacji wzmacniakowych jest budowana jako stacje bez stałej obsługi, zdalnie zasilana i kontrolowana. Zwykle pomiędzy dwoma stacjami obsługiwanymi /OSW/ znajduje się kilkanaście stacji nieobsługiwanymi /NSW/. Ze względów ekonomicznych wyposażenie stacji nieobsługiwanymi, występujących najczęściej, powinno być jak najbardziej uproszczone. Z tego powodu zadanie wzmacniaków w nieobsługiwanymi stacjach wzmacniakowych sprowadza się do kompensacji tłumienności poprzedzającego stację odcinka toru z pewną, ograniczoną dokładnością. Pełne skorygowanie zniekształceń tłumieniowych za pomocą samych wzmacniaków liniowych nie jest możliwe. Dla zilustrowania występujących trudności warto posłużyć się konkretnymi liczbami. W zaleceniach CCITT sformułowane jest wymaganie, aby na końcu odcinka jednorodnego o długości 280 km /tzn. odcinka bez przemiany pasma liniowego/, poziom dla dowolnej częstotliwości w pasmie przesyłanym nie różnił się od nominalnego więcej aniżeli o  $0,1$  Np. Należy przy tym pamiętać, że na odcinku o długości 280 km w przypadku systemu TN 300 z odcinkiem wzmacniakowym o długości 8 km znajduje się 31 stacji wzmacniakowych, a w przypadku systemu TN 2700 na torze małowymiarowym /z odcinkiem wzmacniakowym o długości 2 km/ aż 140 stacji. 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 pozwoliłyby na złagodzenie warunków na do-

kładność charakterystyk wzmacniaków do granic możliwych do osiągnięcia.

Wszystkie niezbędne urządzenia korekcyjne, jak również urządzenia automatycznej regulacji poziomu, stosowane są zwykle na każdej stacji obsługiwanej. Ze względu na tak przyjęty podział funkcji stacji obsługiwanych i nieobsługiwanych, podstawową jednostką traktu liniowego jest nie pojedyncza stacja wzmacniakowa, ale zespół dwóch stacji obsługiwanych i leżących między nimi stacji nieobsługiwanych. Dopiero taki zespół urządzeń umożliwia odtworzenie poziomu w funkcji częstotliwości do wartości nominalnej.

Wyżej omówiony sposób organizacji traktu liniowego jest na ogół stosowany we wszystkich współczesnych systemach współosiowych. Oczywiście, w zależności od systemu i producenta mogą występować poważne różnice w rozdzieleniu funkcji pomiędzy poszczególne zespoły i urządzenia, a także w proporcjach ilościowych pomiędzy zespołami o określonym przeznaczeniu, jednakże ogólne zasady są zwykle takie same. Dla przykładu i zobrazowania struktury traktu liniowego podano na rys. 1 - str.107 schemat blokowy urządzeń odcinka OSW - OSW traktu liniowego telefonii nośnej systemu TN 960. Na rys. 2 - str.107 pokazane są charakterystyki poziomów w różnych punktach traktu.

### 3. 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 toru, rozrzuty produkcyjne charakterystyk wzmacniaków, zmiana charakterystyki toru w zależności od temperatury, zmiany elementów na skutek starzenia, zmiany elementów w zależności od temperatury itp.

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

a/ zniekształcenia niezmiennie w czasie,

b/ zniekształcenia zmieniające się powoli /np. pochodzące od starzenia się elementów lub sezonowych zmian temperatury/,

c/ zniekształcenia zmieniające się szybko /np. pochodzące od krótkookresowych zmian temperatury/.

Można wyodrębnić dwie zasadnicze przyczyny zmienności parametrów w czasie: starzenie się elementów i wpływ zmian temperatury. W dobrze zaprojektowanych i wykonanych urządzeniach wpływ starzenia się elementów powinien

być pomijalny, zwłaszcza jeśli bierze się pod uwagę współczesne urządzenia tranzystorowe. W starszych urządzeniach z lampami elektronowymi wpływ starzenia się lamp był czynnikiem bardzo trudnym do usunięcia i należało się z nim poważnie liczyć.

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. Zmiany te dla stosowanych torów współosiowych wynoszą 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 się jednak zbytnio sugerować małą procentowo wielkością składowej zmiennej tłumienności, jeśli bowiem weźmie się pod uwagę, że przeciętnie tłumienność odcinka wzmacniakowego wynosi około 5 Np /w zależności od systemu waha się w granicach od 4 do 5 Np/, to łatwo można ustalić, że zmiany tłumienności od temperatury po jednym odcinku wzmacniakowym wynoszą  $\pm 0,1$  Np. Jeśli nie byłyby one kompensowane, to po każdym dziesięciu odcinkach wzmacniakowych błąd z tego powodu byłby rzędu 1 Np, a kumulując się na dłuższych odcinkach uniemożliwiłby całkowicie transmisję. Mała procentowo wielkość składowej zmiennej tłumienności wskazuje jedynie na fakt, że ilościowo głównym czynnikiem są zniekształcenia niezmiennie w czasie.

Urządzenia do kompensacji zniekształceń linearynych można analogicznie jak i same zniekształcenia podzielić na:

- a/ układy o charakterystykach niezmiennych w czasie,
- b/ układy o charakterystykach regulowanych w pewnych odstępach czasu,
- c/ układy o charakterystykach zmieniających się samoczynnie w sposób ciągły.

Tematem niniejszego artykułu są przede wszystkim urządzenia wymienione w punktach a/ i b/ z ograniczeniem tematyki wyłącznie do urządzeń korekcyjnych. Inne urządzenia do kompensacji zniekształceń, jak np. układy kształtujące charakterystyki wzmacniaczy lub urządzenia wymienione w punkcie c/ /automatyczna regulacja poziomu/ będą omówione jedynie pobieżnie, w zakresie niezbędnym dla zrozumienia całości zagadnienia.

### 3.1. Układy korekcyjne o charakterystykach niezmiennych w czasie

Jak już wspomniano, główna część zniekształceń wnoszonych przez tor jest stała w funkcji temperatury, a tym samym niezmienna w czasie. Ta stała w funkcji czasu 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 wzmacniaka re-



alizowane jest zwykle w pętli sprzężenia zwrotnego lub częściowo w obwodach sprzęgających poszczególne stopnie. Umieszczenie wyłącznie biernych korektorów na wejściu wzmacniacza, jak to było stosowane w systemach symetrycznych, jest w tym przypadku niewskazane ze względu na bardzo ostre warunki na szumy /co wynika z dużej ilości wzmacniaków w trakcie liniowym/.

W celu uzyskania optymalnych warunków pracy wzmacniacza i uproszczenia jego konstrukcji stosuje się regulację wzmocnienia jedynie w bardzo małym zakresie, co z kolei wymaga umieszczenia stacji wzmacniakowych w regularnych odstępach z dość dużą dokładnością. Zwykle rozrzut długości odcinków wzmacniakowych zawiera się w granicach 50 = 200 m. W przypadku, gdy warunki terenowe wymagają skrócenia odcinka, wówczas uzupełnia się go do nominalnej długości liniami sztucznymi /wydłużającymi/. Tak więc podstawowa korekcja zniekształceń tłumieniowych toru jest zapewniona w samych wzmacniakach. Jednak z natury rzeczy dokładność odtworzenia tłumienności toru jest ograniczona zarówno ze względu na dokładność aproksymacji, jak i rozrzuty produkcyjne. Przeciętnie uzyskiwana dokładność odwzorowania charakterystyki tłumienności poprzedzającego odcinka toru jest rzędu  $\pm 0,01$  do  $\pm 0,05$  Np, przy czym część tego błędu może mieć charakter systematyczny, tzn. sumujący się systematycznie.

Błędy o charakterze systematycznym wiążą się zwykle z zakresami częstotliwości, w których występują trudności z uzyskaniem dokładnej aproksymacji charakterystyki

toru lub 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 produkcyjnej. Dzięki temu, że zniekształcenia te nie zmieniają się w czasie, można je usunąć za pomocą dodatkowego korektora stałego po przeprowadzeniu wstępnych pomiarów uruchamianego traktu liniowego. Korektory takie nazywane korektorami błędów systematycznych, umieszcza się na każdej OSW. Są one trzecim z kolei ogniwnem, po wzmacniaczach i liniach wydłużających, kompensującym niezmienną w czasie składową tłumienności toru.

### 3.2. Samoczynna kompensacja zniekształceń zmieniających się w czasie

Ponieważ charakterystyka traktu liniowego posiada pewną składową zmienną w czasie, wzmacniaki muszą więc być wyposażone także w urządzenia do kompensacji tego typu zniekształceń, niezależnie od stałych układów korekcyjnych. Jak już wspomniano, istnieją dwie główne przyczyny zmienności charakterystyk w czasie: zależność tłumienności toru od temperatury i zmienność parametrów urządzeń na skutek starzenia się i na skutek zmian temperatury.

Wprowadzenie techniki tranzystorowej do urządzeń traktów liniowych wyeliminowało prawie całkowicie drugi z wymienionych czynników. Należy jednak wspomnieć w tym miejscu, że w starszych urządzeniach z lampami elektro- nowymi stosowane były skomplikowane urządzenia automa-

tycznej regulacji wzmocnienia z wykorzystaniem kilku prądów pilotowych w celu zabezpieczenia się przed zmianami parametrów spowodowanymi starzeniem się lamp. Dodatkowo automatyczna regulacja skomplikowana była faktem wydzielania się znacznych ilości ciepła w stacjach wzmacniakowych /również i nieobsługiwanych/, co powodowało nie-  
współbieżność zmian temperatury urządzeń i toru kablowego.

We współczesnych systemach współosiowych stosuje się zwykle dwustopniową automatyczną regulację wzmocnienia: termiczną i za pomocą prądu pilotowego. Zgodnie z ogólną zasadą maksymalnego uproszczenia i potaniaenia urządzeń instalowanych w NSW, w większości stacji nieobsługiwanych stosuje się proste układy, które zmieniają wzmocnienie wzmacniacza w zależności od temperatury. W starszych urządzeniach odpowiedni czujnik temperaturowy zakopywany był w ziemi w sąsiedztwie stacji, co jednak wymagało stosowania dość złożonych obwodów pośredniczących między czujnikiem a samym wzmacniaczem. W nowszych rozwiązaniach czujnik temperaturowy umieszczany jest bezpośrednio we wzmacniaczu. We współczesnych systemach nieobsługiwane stacje wzmacniakowe wykonywane są jako stacje podziemne i dzięki temu, że we wzmacniakach tranzystorowych wydzielane są minimalne ilości ciepła, można przez odpowiednie zaprojektowanie stacji uzyskać temperatury wewnątrz wzmacniaka zbliżone do temperatury panującej w kablu. Osiąga się to zakopując żeliwne pojemniki ze wzmacniakami bezpośrednio w ziemi lub izolując cieplnie pokrywy betonowych studzienek, w których znajdują się pojemniki.

Uzyskana w ten sposób samoczynna regulacja termiczna ma jednak ograniczoną dokładność, przy czym należy wyraźnie rozróżnić dwa, a nawet trzy rodzaje uchybów. W zasadzie charakterystyka wzmacniacza wraz ze zmianami temperatury powinna przesuwac się dla każdej częstotliwości proporcjonalnie do współczynnika termicznej zmiany tłumienności toru /około 2% na 1°C/. Otóż termiczny współczynnik zmiany wzmacnienia jest zwykle nieco mniejszy niż 2%, po drugie może on się nieco zmieniać w funkcji częstotliwości, po trzecie charakterystyka wzmacniacza, ujmując ją statycznie, może mieć w funkcji częstotliwości pewne odchyłki w porównaniu z charakterystyką toru, o czym była już mowa w poprzednim punkcie.

Najistotniejszy, a zarazem i najłatwiejszy do usunięcia jest uchyb wymieniony jako pierwszy. Powoduje on powstawanie systematycznego błędu regulacji, który musi być skompensowany układami automatycznej regulacji poziomu za pomocą prądu pilotowego /ARPP/. Sposoby kompensacji pozostałych dwóch błędów będą omówione w następnym punkcie. Częstość stosowania wzmacniaków sterowanych prądem pilotowym zależy od dokładności wykonania termicznej regulacji wzmacnienia. Występują przy tym dwa przeciwstawne czynniki: z jednej strony układy automatycznej regulacji poziomu są skomplikowane i drogie, i z tego względu należałoby je stosować jak najrzadziej, a z drugiej strony zakres ich regulacji jest ograniczony do kilkunastu procent nepera zarówno ze względów technicznych, jak i z uwagi na niedopuszczalność kumulowania się zbyt dużych błędów.

Ten ostatni wzgląd przeważa i dla zapewnienia dostatecznie dobrego stosunku sygnału do szumu stacje z automatyczną regulacją poziomu umieszcza się co kilka odcinków wzmacniakowych /w starszych systemach w co drugiej stacji wzmacniakowej, w nowszych w co dziesiątej/.

Układy automatycznej regulacji poziomu pozwalają na odtworzenie i utrzymywanie nominalnego poziomu z dokładnością do kilku setnych nepera /np.  $\pm 0,03$  Np/ dla częstotliwości prądu pilotowego, która znajduje się nieco powyżej górnego krańca użytecznego pasma częstotliwości, tzn. w zakresie, gdzie termiczne zmiany tłumienności toru są największe. W zasadzie można przyjąć, że błędy pozostałe po automatycznej regulacji poziomu nie sumują się na dłuższych odcinkach, co wynika z zasady odtwarzania poziomu nominalnego na każdej stacji z ARPP. Tak więc układ automatycznej regulacji poziomu jest podstawowym ogniwem regulacji traktu liniowego, decydującym o dokładności utrzymania stałego poziomu. Jednakże, ponieważ jego działanie ogranicza się do sąsiedztwa częstotliwości prądu pilotowego, konieczne jest stosowanie dodatkowego korektora dokładnego, który pozwalałby wyrównać charakterystykę traktu w całym pasmie częstotliwości.

### 3.3. Układy korekcyjne o charakterystykach zmieniających okresowo

Oba omówione w poprzednim punkcie rodzaje samoczynnej regulacji nie mają decydującego wpływu na pofalowania charakterystyki traktu, jeśli występują one na in-

nych częstotliwościach, aniżeli częstotliwość prądu pilotowego, co dość dobrze można zaobserwować na rys. 2f i g - str.107. Można tę sprawę ująć w inny sposób, a mianowicie prawidłowe działanie automatycznej regulacji poziomu jest możliwe dopiero po wyrównaniu charakterystyki przenoszenia w funkcji częstotliwości.

Zafalowania są spowodowane przypadkowymi błędami charakterystyk wzmacniaków, niepełną współbieżnością temperaturowych zmian charakterystyk wzmacniaków i toru / o czym była już mowa w poprzednim punkcie/, rozrzutami dopasowania oporowego wzmacniaków do toru, niewielkimi zmianami spowodowanymi starzeniem się elementów i wahaniami napięć zasilających itp. W sumie wszystkie wymienione czynniki powodują przypadkowe i zmieniające się powoli w czasie pofalowania charakterystyki przenoszenia traktu liniowego. Zniekształceń tych nie można usunąć urządzeniami dotychczas wymienionymi ze względu na przypadkowe ich rozmieszczenie w pasmie częstotliwości, a także przypadkowe amplitudy i kształty. Do ich kompensacji konieczne są urządzenia stosunkowo skomplikowane, o dużej swobodzie realizowania dowolnych krzywych i w zasadzie regulowane ręcznie. Urządzenia te, nazywane regulowanymi korektorami dokładnymi, służą wraz z urządzeniami automatycznej regulacji poziomu do ostatecznego, dokładnego wyrównywania charakterystyki przenoszenia traktu liniowego.

#### 4. KOREKTORY BŁĘDÓW SYSTEMATYCZNYCH

Jak już wspomniano wcześniej, korektory błędów systematycznych służą do kompensowania zniekształceń tłumieniowych, które są wynikiem systematycznie powtarzających się odchylek wzmocnienia w poszczególnych wzmacniakach. Zniekształcenia te są często przewidywane już w czasie projektowania, jako np. z góry zakładany błąd aproksymacji /osiągnięcie większej dokładności byłoby np. nieracjonalne z ekonomicznego punktu widzenia/, bądź też są określane dla danej partii wzmacniaczy po zainstalowaniu ich w torze.

Systematyczny charakter błędów powoduje występowanie w pewnych zakresach częstotliwości zniekształceń, polegających na zmianie nachylenia, wybrzuszeniu lub wklęśnięciu charakterystyki przenoszenia. Wstępne skompensowanie tego rodzaju zniekształceń systematycznych znacznie ułatwia skonstruowanie regulowanych korektorów dokładnych - zmniejsza zakres ich regulacji, zmniejsza zapotrzebowanie na ilość i rodzaje realizowanych krzywych, a także umożliwia ograniczenie się do rodziny krzywych symetrycznych względem osi poziomej.

Podział całego zakresu korekcji na odpowiednie części pomiędzy poszczególne układy korekcyjne jest w dużej mierze zagadnieniem ekonomicznym. Jest sprawą do rozważenia, co jest w określonych 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 rozstawionych wzdłuż traktu liniowego. Rozwiązania praktyczne są zwykle kompromisem, pozwalającym na stosunkowo rzadkie stosowanie korektorów błędów systematycznych, przy wykorzystaniu 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 rozszerzyć zakres regulacji korektorów dokładnych tak, aby można było skompensować zarówno błędy przypadkowe, jak i systematyczne. Jednak takie rozbudowanie regulowanego korektora dokładnego byłoby rozwiązaniem bardzo kosztownym, zważywszy, że sporą część zniekształceń można usunąć stosunkowo prostymi układami, nastawianymi jednorazowo w czasie uruchamiania urządzeń traktu liniowego.

Korektory błędów systematycznych są zwykle budowane jako bierne korektory czwórnikowe, np. Bodego lub Oswalda. Mogą być one regulowane w pewnym zakresie w celu umożliwienia dostrojenia ich charakterystyk w czasie uruchamiania, lub też mogą być projektowane na podstawie charakterystyk otrzymanych po zainstalowaniu wzmacniaków w trakcie liniowym. Zakres działania korektorów systematycznych nie przekracza zwykle kilku dziesiątych nepera.

Dla przykładu można przeprowadzić obliczenie niezbędnego zakresu regulacji korektorów błędów systematycznych dla odcinka OSW - OSW telefonii TN 960 pokazanego na



rys. 1 /str. 107/. Zakładając, 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 łatwo obliczyć, że na odcinku OSW - OSW, zawierającym 16 wzmacniaków, systematyczny błąd korekcji wyniesie  $\pm 0,32 N_p$  - oprócz tego powstanie także pewien, trudny do dokładnego obliczenia, błąd przypadkowy.

Zakres działania korektora musi być ustalony z pewnym zapasem - zwykle przyjmuje się około  $\pm 0,4$  do  $\pm 0,5 N_p$ . Również tego rzędu jest tłumienność wstępna /dla płaskiej charakterystyki/ wprowadzana przez korektor.

Zadania korektorów błędów systematycznych można ograniczyć do kompensowania stosunkowo nieskomplikowanych krzywych tłumienności, jak zmiana nachylenia, wybrzuszenie, wklęsnięcie. Zniekształcenia te rozciągają się na całe pasmo częstotliwości i mają dość znaczną amplitudę. Charakterystyka traktu liniowego posiada oprócz tego również pofalowania o bardziej złożonej strukturze, jednak ich amplituda jest znacznie mniejsza i z tego względu mogą one być pozostawione do skompensowania za pomocą korektora dokładnego. Próba realizacji charakterystyk tłumienności o bardziej złożonych kształtach za pomocą korektorów czwórnikowych, np. typu Bodego, prowadziłaby do konieczności stosowania kilku czwórników połączonych łańcuchowo, dając w efekcie dużą tłumienność podstawową /wstępną/.

Przykłady kilku typowych charakterystyk traktów liniowych przed i po zastosowaniu korektorów błędów systematycznych, pokazane są na rys. 3, 4 i 5 - str. 108 i 109.

## 5. REGULOWANE KOREKTORY DOKŁADNE

### 5.1. Zagadnienia ogólne

Zadania regulowanych korektorów dokładnych sprowadzają się do kompensowania resztkowych zniekształceń, których nie można usunąć za pomocą innych, wcześniej omówionych, urządzeń do korekcji i regulacji. Powracając jeszcze raz do przykładu z rys. 1 można ustalić, że w najniekorzystniejszym przypadku dodawani się zniekształceń przypadkowych, pochodzących od wszystkich wzmacniaków na odcinku OSW - OSW, sumaryczne zniekształcenia przypadkowe wyniosą  $\pm 0,32 N_p$ . Wystąpienie takiej sytuacji w praktyce jest bardzo 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 w rozdz. 3.3 oraz błędy pozostałe po korekcji systematycznej. W praktyce zakres regulacji korektorów dokładnych wynosi  $\pm 0,3$  do  $\pm 0,5 N_p$ , a ich tłumienność podstawowa /dla płaskiej charakterystyki/ waha się od kilku do kilkunastu neperów w zależności od typu korektora.

Niewielkie zniekształcenia, pochodzące od poszczególnych NSW, dodają się na odcinku OSW - OSW i są kompensowane na OSW. Biorąc obecnie pod rozwagę trakt liniowy, zawierający kilka lub kilkanaście odcinków OSW-OSW, można stwierdzić, że występuje tu również niebezpieczeństwo sumowania się zniekształceń. Aby tego uniknąć, ko-

rekcja 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 z dokładnością  $\pm 0,02$  do  $\pm 0,03$  Np. Tego samego rzędu dokładność musi zapewniać również korektor dokładny, aby odchyłka od poziomu nominalnego była jednakowa w całym pasmie.

Pozostające jeszcze pefalowania charakterystyki przenoszenia są już tego samego rzędu /a nawet mogą być mniejsze/ co zniekształcenia wnoszone przez pojedynczy wzmacniak, a w związku z tym mogą być uwzględnione przy sumowaniu zniekształceń na następnym odcinku OSW - OSW. Tak więc dokładność regulacji korektora dokładnego musi być rzędu setnych części nepera.

W ten sposób określone zadania można realizować różnymi metodami. Tak też i w praktyce poszczególni producenci w różnych systemach stosują różne rozwiązania. Najczęściej określone rozwiązanie jest uzależnione w pewien sposób od okresu, w którym powstał dany system, a tym samym jest związane z tendencjami technicznymi, które wówczas aktualnie panowały.

Spróbujmy jeszcze określić, jakie podstawowe cechy konstrukcyjne i eksploatacyjne powinien posiadać regulowany korektor dokładny. Przede wszystkim powinno to być urządzenie niezawodne, nie wprowadzające dodatkowych zniekształceń i możliwie proste w produkcji i w obsłudze. Te podstawowe warunki prowadzą w konsekwencji do bardziej szczegółowych wymagań konstrukcyjnych:

1. Powinno się dążyć do ograniczenia do minimum liczby elementów zawartych w korektorze zarówno ze względu na koszt, jak i niezawodność pracy.

2. Pasożytnicza tłumienność wprowadzana przez korektor powinna być możliwie jak najmniejsza, ponieważ do jej kompensacji, jak wiadomo, potrzebne są dodatkowe wzmacniacze, komplikujące i podrażające urządzenie.

3. W korektorze nie powinno się stosować zespołów czynnych ze względu na niezawodność pracy, wprowadzanie dodatkowych zniekształceń nieliniarnych i szumów, zmian charakterystyki w funkcji czasu, temperatury i napięć zasilających. Wzmacniacze stosowane do kompensacji tłumienności korektora powinny być typowe /tzn. takie, jakie stosowane są w trakcie liniowym/.

4. Regulacja poszczególnych ogniw korektora powinna się odbywać za pomocą jednego elementu, w miarę możliwości za pomocą potencjometru. Powinno się unikać stosowania jako elementów regulacyjnych wyrobów o specjalnej konstrukcji, jak np. indukcyjności strojonych, kondensatorów lub potencjometrów o specjalnej charakterystyce itp. Powinno się unikać przełączników i niskooporowych potencjometrów ze względu na niezawodność pracy.

W dalszym ciągu artykułu będą omówione zasadnicze rodzaje korektorów dokładnych ze zwróceniem szczególnej uwagi na ich podstawowe walory techniczne i eksploatacyjne.

## 5.2. Korektory rezonansowe

Korektory rezonansowe należą do najprostszych rozwiązań w zakresie regulowanych korektorów dokładnych. Zasada działania korektora rezonansowego zilustrowana jest na rys. 6 - str.109. W pojedynczym stopniu wzmacniacza tranzystorowego w układzie wspólnego emitera umieszczony jest szeregowy obwód rezonansowy. W celu uzyskania wybruszenia charakterystyki przenoszenia obwód dołącza się równolegle do części oporu znajdującego się w emiterze, natomiast dla uzyskania wklęsnięcia charakterystyki - do części oporu umieszczonego w kolektorze. Obwód rezonansowy ma regulowaną częstotliwość, szerokość i amplitudę krzywej rezonansowej. Dzięki dużej oporności wejściowej układu można, bez wprowadzania dodatkowego tłumienia, łączyć ze sobą łańcuchowo kilka niezależnych od siebie korektorów /w praktyce do czterech/. Pozwala to na korygowanie kilku zafalowań charakterystyki przenoszenia o amplitudach do około  $\pm 0,4$  Np. Poszczególne krzywe rezonansowe mogą być przesuwane w zakresie całego przenoszzonego pasma częstotliwości.

Ze względu na niewielką ilość zafalowań, które mogą być skompensowane za pomocą korektorów rezonansowych, są one stosowane jedynie w systemie telefonii 300-krotnej. Zastosowanie ich w systemach o większej krotności, o szerszym pasmie, wymagałoby znacznego zwiększenia liczby stopni, co nie byłoby racjonalne ze względu na szумы, dodatkowe zniekształcenia nieliniarne, zależność od napięć zasilających i od temperatury. Do dalszych wad

korektorów rezonansowych należy również konieczność stosowania co najmniej czterech niezależnych pokręteł regulacyjnych /w tym jednego przełącznika/, co nie wpływa dodatnio na pewność pracy, a utrudnia także obsługę. Należy przy tym pamiętać, że zawsze występuje pewna współzależność pomiędzy częstotliwością rezonansową a szerokością i amplitudą krzywej rezonansowej.

### 5.3. Korektory o działaniu lokalnym

#### 5.3.1. Zasady działania

W przeciwieństwie do korektorów rezonansowych, w których krzywe były przesuwane w całym pasmie częstotliwości, w korektorach o działaniu lokalnym jest stosowana pewna liczba krzywych tłumienności /zwykle kilkanaście/ regulowanych co do amplitudy i znaku, umieszczonych jednak na stałe w określonych punktach na skali częstotliwości. Pasma liniowe systemu dzieli się na pewną liczbę podzakresów i w zasadzie każda z krzywych korekcyjnych działa przede wszystkim w swoim podzakresie, z tym uzupełnieniem, że poszczególne charakterystyki częściowo zachodzą również na sąsiednie podzakresy, jak to jest przykładowo pokazane na rys. 7 - str.109. Regulując charakterystyki podzakresów co do wielkości i znaku można odwzorować z pewną dokładnością szeroki wachlarz krzywych o przypadkowym ukształtowaniu, jeśli tylko ich amplitudy nie będą przekraczały zakresu regulacji poszczególnych krzywych częst-

kowych. Graficzny przykład takiej aproksymacji zilustrowany jest na rys. 8 - str. 108.

Dokładność możliwego do zrealizowania przybliżenia zależy oczywiście od liczby zastosowanych podzakresów i od sposobu rozmieszczenia ich znamionowych częstotliwości wewnątrz pasma korygowanego. Oba te czynniki można by teoretycznie wyznaczyć, znając klasę krzywych /ograniczoną/, które mają być skorygowane. Rozwiązanie tego zadania byłoby jednak bardzo skomplikowane i żmudne. W praktyce najdogodniej jest przyjąć, jako częstotliwości znamionowe podzakresów częstotliwości prądów pilotowych lub pomiarowych danego systemu nośnego. Prądy pomiarowe i pilotowe umieszczane są zawsze w przerwach pomiędzy grupami kanałów telefonicznych i dzięki temu możliwe jest przeprowadzanie pomiarów charakterystyki przenoszenia traktu liniowego /mierzonej punktowo/, a również i przeprowadzanie okresowych regulacji korektorów dokładnych, bez przerywania transmisji. Na rys. 9 - str. 110, dla przykładu, pokazane jest rozmieszczenie częstotliwości prądów pomiarowych dla rodziny systemów 300-, 960- i 2700-krotnych, zgodnie z zaleceniami CCITT.

Urządzenia korekcji dokładnej z zastosowaniem korektorów o działaniu lokalnym są używane głównie w amerykańskich systemach współosiowych, opracowanych przez koncern Bella. Występują one również w nieco innej postaci, we francuskim systemie 12 MHz. Wspólne dla obu rozwiązań jest wykorzystywanie prądów pilotowych i pomiarowych jako częstotliwości znamionowych podzakresów - jednak o ile w rozwiązaniu francuskim stosuje się często-

tliwości pomiarowe według zaleceń CCITT, to w rozwiązaniu amerykańskim stosowane są odmienne częstotliwości /stosowane wyłącznie w systemach amerykańskich/.

### 5.3.2. Rozwiązania amerykańskie

Historycznie rzecz biorąc, korektory o działaniu lokalnym były stosowane jako pierwsze korektory dokładne. W ten sposób była rozwiązana korekcja w pierwszym amerykańskim systemie współosiowym L-1. Były to bierne korektory regulowane, oparte o układy korekcyjne typu Bodego. Dla uzyskania dostatecznie dużej dokładności korekcji konieczne było stosowanie dwustopniowej korekcji dokładnej; w zwykłych stacjach wzmacniakowych obsługiwanych stosowane były tzw. korektory typu A, a w stacjach wzmacniakowych z przełączaniem traktu liniowego na trakt rezerwowy stosowane były korektory typu A i typu B. Korektory typu A pozwalały wyrównać charakterystykę traktu liniowego z dokładnością  $\pm 0,015$  Np, a korektory typu B  $\pm 0,03$  Np.

Na rysunku 10 - str. 110 pokazane są charakterystyki obu typów korektorów, a na rys. 11 - str. 110 ich schematy blokowe.

Poważną wadą omawianych korektorów jest duża tłumienność, która pociąga za sobą konieczność stosowania dodatkowych wzmacniaczy. Każdy ze wspomnianych korektorów wprowadza tłumienność 3,6 Np, przy uzyskiwanym zakresie regulacji  $\pm 0,69$  Np.

W pierwszym rozwiązaniu rozmieszczenie częstotliwo-



ści znamionowych podzakresów nie było jeszcze skoordynowane z rozmieszczeniem częstotliwości pilotowych i pomiarowych i dlatego nie było możliwe przeprowadzanie pomiarów i korekcji bez przerywania transmisji.

Warto zauważyć, że w następnym, opracowanym systemie L-2 koncern Bella zaniechał stosowania korektorów o działaniu lokalnym i wprowadził korektory kosinusowe - będą one omówione w następnym rozdziale.

W najnowszym systemie L-4, o krotności 3600, opracowanym przez koncern Bella i wprowadzonym do eksploatacji w 1967 r., ponownie zostały zastosowane korektory lokalne. Powodem, dla którego koncern Bella powrócił do swoich dawnych koncepcji korekcji sprzed lat osiemnastu, była nie tyle niedoskonałość korektorów kosinusowych, ale raczej dążenie do wyeliminowania ręcznej obsługi korektorów dokładnych, przy czym, jak to można wnioskować z przytoczonych niżej schematów, nie zwracano szczególnej uwagi na stopień skomplikowania urządzeń, jak i również na koszty. Korektory dokładne lepiej nadają się do zdalnego sterowania, ponieważ można je jednoznacznie ustawiać kierując się wskazaniem dla kilku ustalonych częstotliwości pomiarowych.

Ponadto, bogate doświadczenia produkcyjne i eksploatacyjne zgromadzone na podstawie obserwacji poprzednich systemów L-1 i L-3 pozwoliły na dość precyzyjne określenie liczby i kształtów krzywych, niezbędnych do przeprowadzenia korekcji dokładnej.

Podobnie jak w systemie L-1, tak i w systemie L-4 korekcja dokładna jest dwustopniowa. Podstawowym korekto-

rem dokładnym jest korektor typu A, umieszczany na co 24 nieobsługiwanej stacji wzmacniakowej /tzn. w odstępach co ok. 80 km/. Zawiera on sześć niezależnych obwodów korekcyjnych, z których każdy działa w otoczeniu swojej częstotliwości znamionowej, co ilustruje rys.12 - str. 111. Schemat blokowy korektora typu A pokazany jest na rys. 13 - str. 111. Jak widać, cztery układy korekcyjne są układami czynnymi, a dwa biernymi. Zakres regulacji wynosi  $\pm 0,46$  Np, a najmniejszy skok regulacji  $0,035$  Np. Termistory poszczególnych obwodów korekcyjnych są sterowane za pomocą układów logicznych i pamięciowych, które z kolei otrzymują zdalne polecenia ze stacji obsługiwanej. Układ korektora jest ponadto wyposażony w zespół generatorów pomiarowych, również uruchamianych zdalnie, za pomocą których operator na stacji obsługiwanej może pomierzyć charakterystykę regulowanego odcinka zarówno przed, jak i za korektorem.

Na stacjach obsługiwanych, które są rozmieszczone co ok. 240 km /co 72 stacja/, stosowany jest jeszcze jeden stopień korekcji, tzn. stosuje się dwa korektory dokładne: typu A i dodatkowo typu B. Zadaniem korektora typu B jest ostateczne wyrównanie charakterystyki z dostatecznie dużą dokładnością tak, aby było możliwe przełączenie traktu liniowego na rezerwowy. Zakres regulacji jak i najmniejszy skok są takie same, jak dla korektora typu A, natomiast liczba obwodów korekcyjnych wynosi 10, przy czym częstotliwości znamionowe tych obwodów nie pokrywają się z częstotliwościami stosowanymi w korektorze typu A. Dzięki takiemu rozwiązaniu korektor typu

B może uzupełniać działanie prostszych /ale częściej stosowanych/ korektorów A. Charakterystyki realizowane za pomocą korektora B, pokazaną są na rys. 14 - str.111. Na zakończenie warto dodać, że stosowanie tak skomplikowanego systemu korekcji jest niewątpliwie spowodowane bardzo szerokim pasmem częstotliwości /0,28-20,5 MHz/ wykorzystywanym w systemie L-4, dużą gęstością rozmieszczenia stacji wzmacniakowych /co 3,2 km/ oraz dużą odległością pomiędzy stacjami obsługiwanymi, co wynika ze specyficznych warunków transkontynentalnych magistral kablowych.

### 5.3.3. Rozwiązanie francuskie

We francuskim systemie 12 MHz /lampowym/, opracowanym w 1962 r., zostały również zastosowane korektory lokalne. Korektory te są także stosowane we wszystkich później opracowanych we Francji nośnych systemach współosiowych. Ogólnie biorąc zasada kompensowania zniekształceń w pasmie korygowanym jest taka sama, jak w rozwiązaniach amerykańskich, różnica polega na dość regularnym podziale pasma na podzakresy, przy czym jako częstotliwości znamionowe podzakresów przyjęto częstotliwości pomiarowe wg CCITT /patrz rys. 9 - str.110/. Pasma częstotliwości 60 kHz - 12,435 kHz zostało podzielone na 20 podzakresów ograniczonych przez 21 częstotliwości. Ponieważ sposób rozmieszczenia znamionowych częstotliwości podzakresów ma wpływ na dokładność korekcji, zastosowano rozmieszczenie bardziej regularne, aniżeli wynika to

bezpośrednio z rozmieszczenia częstotliwości pomiarowych w pasmie liniowym. Stosunek pomiędzy dwoma sąsiednimi częstotliwościami wynosi dla dolnej części pasma 1,567, następnie równomiernie maleje wraz ze wzrostem częstotliwości i wynosi dla najwyższej części pasma 1,153. Uzyskane w ten sposób częstotliwości różnią się w stosunku do nominalnych częstotliwości pomiarowych wg CCITT, jednak nie więcej jak o 5%, co pozwala na wykorzystywanie częstotliwości pomiarowych do regulacji i ustawiania ogniów korekcyjnych. Zestawienie częstotliwości pomiarowych i częstotliwości znamionowych podzakresów podane jest w tabeli.

W omawianym korektorze lokalnym ogniwa korekcyjne poszczególnych podzakresów zostały rozwiązane w interesujący i stosunkowo oszczędny sposób. Podstawowym układem wyjściowym jest układ Bode-Darlingtona w zmodyfikowanej wersji opracowanej przez J. Oswalda. Schemat zasadniczy stosowanego ogniwa pokazany jest na rys. 15 - str.112. Jest to czwórnik o strukturze T zbocznikowane, którego dualne /przeciwstawne/ impedancje gałęzi wzdłużnej i poprzecznej są impedancjami wejściowymi układu pomocniczego. Układ ten, pokazany na rys. 16 - str.112, zbudowany jest z dwóch oporności przeciwstawnych  $kR_0$  i  $R_0/k$ , które są elementami regulacyjnymi i dwóch stałych impedancji dualnych  $Z$  i  $R_0^2/Z$ . Impedancje te decydują o charakterze otrzymywanych krzywych tłumienności. Na początku można rozważyć najprostszy przypadek, gdy są one reaktancjami. Jeśli oznaczyć przez  $\varphi$  następujący stosunek:

$$\frac{kR_0 - R_0}{kR_0 + R_0} = \frac{k - I}{k + I} = \vartheta \quad /1/$$

a przez B argument reaktancji  $/\text{ctg} B = jZ/R_0/$  oraz przez  $a_0$  stałą tłumienność wstępną, to wówczas tłumienność korektora można określić wzorem:

$$a = a_0 + 2 \varphi / \text{tgh } a_0 / 2 / \cos 2B \quad /2/$$

Ze wzoru widać, że tłumienność korektora można regulować zmieniając  $\varphi$ , a kształt charakterystyki można modelować na drodze wyboru odpowiedniego B.

Korektory tego rodzaju są stosowane w rozwiązaniu francuskim jako uzupełnienie właściwego korektora o działaniu lokalnym; służą one do wstępnej korekcji zniekształceń tłumieniowych, rozciągających się na całe pasmo częstotliwości, jak np. zmiana nachylenia krzywej, wybrzuszenie lub wklęsnięcie. Zasada działania ogniw wstępnej korekcji oraz zastosowane w takich przypadkach reaktancje pokazane są na rys. 17 a i b - str. 112.

Właściwe korektory o działaniu lokalnym zbudowane są w oparciu o tę samą zasadę, jednak w takim przypadku jako impedancje  $Z$  i  $R_0^2/Z$  służą oporności wejściowe filtrów zamkniętych opornościami  $R_0$  /rys. 17c - str. 112/.

Zmiany tłumienności  $a - a_0 = \Delta a$  są określone wzorem:

$$\text{th } \Delta a = \frac{2K e^{-A_r}}{I + K^2 e^{-2Ar}} \cos B_r \quad /3/$$

T a b e l a 1

Częstotliwość pomiarowa	Częstotliwości znamionowe podzakresów		
	Gr. wtórne 1 - 16	n	$f_o$
60	1	60	
96,14	2	94	1,567
144,14	3	141	1,500
204,14	4	207	1,468
308	5	296	1,430
415,86	6	412	1,392
560	7	564	1,369
808	8	767	1,360
1056	9	1025	1,336
1304	10	1360	1,314
1800	11	1760	1,294
2296	12	2240	1,273
2792	13	2820	1,259
3536	14	3510	1,245
4287	15	4350	1,239
5608	16	5350	1,230
6928	17	6550	1,224
8248	18	7930	1,211
9792	19	9450	1,192
11112	20	11100	1,175
12435	21	12800	1,153

gdzie  $K$  jest proporcjonalne do  $\text{th } a_0/2$ , a  $A_r$  i  $B_r$  są tłumiennością i przesuwnością zespolonego współczynnika odbicia filtrów  $F$  i  $F'$ .

Zmiany tłumienności  $a - a_0$  pozostają praktycznie stałe, jeśli  $A_r$  jest dostatecznie duże, co ma miejsce w pasmie przepuszczania filtrów; natomiast w pasmie zaporowym  $a - a_0$  zmienia się zgodnie z  $\cos B_r$  /amplituda tych zmian może być regulowana za pomocą  $K$ /. Aby ograniczyć działanie korektora do wąskiego pasma częstotliwości, należy stosować filtry pasmowo-zaporowe.

Stosuje się jeszcze jedną odmianę korektorów Oswalda, polegającą na połączeniu dwóch korektorów w jednym czwórniku  $T$  zbocznikowane /rys. 15c/. Czwórnik korekcyjny jest wyposażony w takim przypadku w dwa układy pomocnicze. Jest to możliwe dzięki temu, że impedancje wejściowe układu pomocniczego /jeśli jest to wariant pokazany na rys. 17c/ poza jego pasmem działania są praktycznie stałe i są rezystancjami. Z tego względu mogą one być traktowane jako oporność  $r$ , będąca elementem struktury  $T$ . Oczywiście warunkiem poprawnej pracy jest takie zaprojektowanie układów pomocniczych, aby ich impedancje wejściowe poza pasmem działania były równe  $r$  i aby ich częstotliwości znamionowe były oddalone od siebie dostatecznie daleko, tak aby oba układy nie wpływały na siebie. W praktyce zastosowanie korektorów podwójnych ogranicza się do częstotliwości niższych od 4 MHz, przy czym parami grupowane są korektory o znamionowych częstotliwościach szeroko rozstawionych /1-8, 2-9, ... 7-14/.

W praktycznym rozwiązaniu korektor lokalny francuskiego systemu 12 MHz składa się z 7 korektorów podwójnych /zgrupowanych jak wspomniano wyżej/, 7 korektorów pojedynczych /od 15 do 21 - numeracja wg tabeli 1/, korektora nachylenia, korektora wybrzuszenia i tłumika regulowanego.

Wstępna tłumienność /dla płaskiej charakterystyki przenoszenia/ korektorów podwójnych wynosi 0,27 Np, korektorów pojedynczych 0,25 Np.

Korektor nachylenia ma stałą tłumienność dla częstotliwości 4287 kHz wynoszącą 0,25 Np, a różnica tłumienności dla częstotliwości 60 kHz i 12 435 kHz może osiągać 0,4 Np /z możliwością realizacji zarówno dodatniego, jak i ujemnego nachylenia/.

Korektor wybrzuszenia ma stałą tłumienność, również 0,25 Np, dla częstotliwości 308 kHz i 4287 kHz, natomiast różnica tłumienności dla częstotliwości 1150 kHz /średnia geometryczna 308 kHz i 4287 kHz/ i dla obu skrajnych częstotliwości 60 kHz i 12 435 kHz może wynosić 0,4 Np /wybrzuszenie dla 1150 kHz lub wklęśnięcie/.

Tłumik regulowany ma zakres działania  $\pm$  0,20 Np.

Całkowita tłumienność korektora wynosi:  $7 \times 0,27 + 7 \times 0,25 + 0,2 + 2 \times 0,25 = 4,34$  Np.

Korektor podzielony jest na dwie części, z każdą z nich współpracuje wzmacniacz o wzmacnieniu 2,6 Np. Pewien nadmiar wzmacnienia jest potrzebny do skompensowania tłumienności, która w praktyce jest nieco większa, niż to wynika z teoretycznego obliczenia.



Maksymalna amplituda krzywych tłumienności poszczególnych korektorów wynosi  $0,4 N_p / \text{tzn.} \pm 0,2 N_p /$  - trzeba przy tym zauważyć, że przy stosowaniu korekcji lokalnej maksymalny zakres korygowanych zniekształceń jest równy maksymalnej amplitudzie pojedynczej krzywej.

Na rysunku 18 - str. 113 pokazany jest przykład korekcji charakterystyki traktu liniowego. Na rysunku pokazane są trzy krzywe: 1 - przed korekcją korektorem dokładnym; 2 - po wstępnej korekcji korektorem nachylenia i 3 - po korekcji dokładnym korektorem lokalnym.

Na zakończenie warto przeprowadzić obliczenie ilości zastosowanych elementów. Dla wytworzenia jednej krzywej lokalnej potrzebne są dwa filtry, z których każdy zawiera po dwie cewki i dwa kondensatory. W systemie 12 MHz stosowanych jest 21 krzywych, a dla systemu 4 MHz /960 kanałów/ 16 krzywych - stąd można już łatwo obliczyć liczbę cewek i kondensatorów. W obliczeniu należy jeszcze uwzględnić korektory wstępne: nachylenia i krzywizny - zawierające odpowiednio po jednym kondensatorze i jednej cewce oraz po dwa kondensatory i dwie cewki. Liczba transformatorów odpowiada liczbie czwórników korekcyjnych wchodzących w skład korektora, a liczba elementów regulacyjnych /sprzężone potencjometry regulowane przeciwnie / odpowiada liczbie krzywych /włączając krzywe korektorów wstępnych/. Zestawienie liczby elementów dla regulowanego korektora dokładnego dla systemów 12 i 4 MHz podane jest w tabeli 2.

T a b e l a 2

System	Cewki	Konden- satory	Transfor- matory	Potencjo- metry
12 MHz	87	87	16	23
4 MHz	67	67	11	18

#### 5.4. Korektory kosinusowe

Korektory rezonansowe i korektory o działaniu lokalnym co do najbardziej ogólnie pojętej zasady działania są zbliżone do korektorów od dawna znanych i stosowanych w systemach symetrycznych, natomiast korektory kosinusowe zostały opracowane specjalnie pod kątem widzenia specyficznych potrzeb szerokopasmowych systemów nośnych zarówno telefonicznych, jak i telewizyjnych.

Zasada działania korektorów kosinusowych została zaczerpnięta z dobrze znanej teorii szeregów Fouriera. Jak wiadomo, dowolną funkcję ciągłą można aproksymować w przedziale  $0 - \pi$  za pomocą szeregu Fouriera złożonego z kosinusów. Jeśli przyjmie się, że korygowane pasmo częstotliwości odpowiada przedziałowi  $0 - \pi$ , to wówczas kosinusy szeregu będą kosinusami zależnymi od częstotliwości.

W przypadku korekcji dokładnej mamy właśnie do czynienia z funkcją ciągłą, określoną w pewnym przedziale, przy czym wykres tej funkcji ma kształt dowolny, trudny do przewidzenia /można jedynie przewidzieć maksymalne

odchylenia wartości funkcji od wartości średniej/.

Tak więc celowość zastosowania zasady aproksymacji za pomocą szeregu Fouriera dla korekcji dokładnej była zupełnie oczywista, chodziło jedynie o znalezienie odpowiednich rozwiązań technicznych, które by pozwoliły zrealizować ją w możliwie najoszczędniejszy sposób.

Zasady działania korektorów kosinusowych i ich odmiiany - korektorów harmoniczných były znane od dawna [12,24], jednak w systemach teletransmisyjnych znalazły zastosowanie mniej więcej 15 lat temu i na przestrzeni tych 15 lat przeżyły one znaczną ewolucję, która w dalszym ciągu artykułu będzie pokrótce omówiona.

Korektory kosinusowe, jak również i korektory harmoniczne, posiadają szereg istotnych wspólnych zalet, z których najważniejsze to:

1. Możliwość korygowania dowolnej krzywej.

2. Rozkład krzywej korygowanej na składowe harmoniczne wykazuje zwykle prawidłowość polegającą na szybkim maleniu amplitudy harmoniczných wraz ze wzrostem ich numeru porządkowego - fakt ten pozwala na wykorzystywanie do aproksymacji szeregu Fouriera skróconego do kilkunastu wyrazów.

3. Jeśli jest potrzeba dokładniejsza korekcja, to można wówczas dołożyć do istniejącego już korektora następne kilka członów /realizujących następne kolejne harmoniczne/ bez naruszenia dotychczasowej struktury /i także nastawień/, co wynika z ortogonalności szeregu Fouriera.

4. 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 posiadają korektory lokalne, zwłaszcza, jeśli mają być projektowane oszczędnie.

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

6. Z przyjętej zasady aproksymacji wynika kryterium błędu korekcji - można ją oceniać wg najmniejszego błędu kwadratowego, a nie wg 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 na ogół wolne od tej wady.

#### 5.4.1. Korektory kosinusowe z czwórnikami Bodego

W tym typie korektorów wykorzystuje się powszechnie znane zjawisko falowania impedancji wejściowej linii długiej w przypadku, gdy jej drugi koniec zamknięty jest impedancją niedopasowaną. Amplituda tych zafalowań jest zależna od stopnia niedopasowania /a także od tłumienności linii/, a okres oscylacji od podwójnego czasu prze-

lotu echa przez linię. Rozpatrując oporność 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  $2\tau = \frac{1}{f_g}$ , 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, którego jedną gałąź /lub dwie gałęzie/ stanowi impedancja wejściowa linii o zmiennym stopniu niedopasowania na drugim jej końcu, to przebieg tłumienności tego czwornika będzie oscylował w podobny sposób jak impedancja wejściowa linii. Ponieważ dla wytworzenia oscylacji o różnym okresie istotna jest jedynie opóźność linii, można zastosować bezstratną linię opóźniającą, co dodatkowo eliminuje wpływ tłumienności na amplitudę oscylacji. Najprostszy przykład tego typu czwornika pokazany jest na rys. 19 - str. 113. W przypadku gdy linia opóźniająca  $W$  jest zamknięta na impedancję dopasowania, tłumienność układu jest stała i wynosi  $A_0$ , natomiast w przypadku, gdy  $W \neq R$ , wówczas tłumienność wtrąceniowa czwornika waha się w granicach 0 do  $2A_0$ . Jeśli układ ma wytwarzać przebiegi o kształcie kosinusoidalnym, to przesuwność linii powinna się zmieniać od 0 do  $\pi/2$  w roboczym pasmie częstotliwości /dla

uzyskania jednej kosinusoidy/. Dla  $n$ -tego ogniwa przesuwność powinna się zmieniać od 0 do  $n\pi/2$ . Amplituda wytwarzanych przebiegów może być określona następującym przybliżonym wzorem:

$$A \cong \ln a + 2 \frac{k-1}{k+1} \cdot \frac{a-1}{a+1} \cos 2B$$

Przybliżenie jest dostatecznie dobre dla małych amplitud; przy większych amplitudach przebiegi różnią się kształtem od sinusoidy.

Oporność falowa czwórnik pokazanego na rys. 19 - str. 113 nie jest stała, można jednak zbudować układ o podobnej zasadzie działania, złożony z podwójnej ilości elementów /a więc i dwóch linii opóźniających/ posiadający stałą oporność falową - układ taki jest pokazany na rys. 20 - str. 113.

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

$$a = A_0 + A_1 \cos 2B + A_2 \cos 2 \cdot 2B + A_3 \cos 3 \cdot 2B \dots /4/$$

gdzie  $A_0$  jest sumą stałych tłumienności wszystkich ogniw

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

Współczynniki  $A_1$ ,  $A_2$  ... są regulowane za pomocą oporności zamykających przesuwniki fazowe. Oczywiście każdy z członów szeregu odpowiada jednemu czwórnikowi /rys. 21 = str.114/.

Tego typu korektory dla celów teletransmisyjnych zostały zastosowane po raz pierwszy w amerykańskim systemie I-3. System ten posiadał pasmo liniowe 0,3 - 8,5 MHz, pozwalające przesyłać 1860 kanałów telefonicznych lub 600 kanałów + kanał telewizyjny o szerokości 4,2 MHz.

Korektor kosinusowy tego systemu zbudowany był z czwórników Bodego o stałej oporności falowej /rys. 20 = str.113/ z przesuwnikami fazowymi drugiego stopnia. Warto zauważyć, że wytwarzane przebiegi są kosinusami przesuwności, która z kolei jest funkcją częstotliwości. Jeśli przesuwniki są tak zbudowane, że ich przesuwność jest proporcjonalna do częstotliwości w interesującym nas pasmie częstotliwości, to wówczas wytwarzane przez korektor charakterystyki tłumienności są zgodne z przebiegami funkcji  $\cos$ , których argumentami jest częstotliwość. Dzięki temu, że kosinusy nie są bezpośrednimi funkcjami częstotliwości, można poprzez zmianę zależności przesuwności fazowej przesuwników zmieniać kształt charakterystyk korektora przy liniowej skali częstotliwości lub inaczej mówiąc deformować skalę częstotliwości, przyjmując kształt funkcji  $\cos$  za odniesienie. Tego rodzaju deformacja skali częstotliwości pozwala na uprzywilejowanie pewnego zakresu częstotliwości przez zagęszczenie dla tego zakresu charakterystyk korektora i tym samym zwiększenie możliwości korekcji. W systemie

L-3 przyjęto zależność przesuwności fazowej od częstotliwości nieco odbiegającą od liniowej w kierunku uprzywilejowania górnej części pasma, w której przesyłana jest telewizja.

Schemat zasadniczy zastosowanych czwórników regulacyjnych jest pokazany na rys. 22 - str.114. Dla harmonicznej zerowej pominięty jest przesuwnik fazowy - jest to ogniwo wstępnej płaskiej regulacji tłumienności /regulowany tłumik T zbocznikowane/. Dla n-tej harmonicznej, obie gałęzie czwórnika, poprzeczna i wzdłużna, wyposażone są w n przesuwników fazowych. W obu gałęziach zastosowane są identyczne przesuwniki o oporności falowej  $75 \Omega$ . Każdy z przesuwników /lub łańcucha przesuwników/ zamknięty jest na oporność regulowaną  $k \cdot 75 /75 \Omega/$ . Regulowane oporności zamykające muszą być ze sobą sprzężone i zmiany ich oporności powinny być dokładnie przeciwstawne. Dzięki stałej oporności falowej poszczególne czwórniki mogą być łączone łańcuchowo, bez obawy wzajemnego oddziaływania.

Stała tłumienność wnoszona przez każde z ogniw, przy przyjętej oporności falowej wynoszącej  $75 \Omega$  wynosi  $0,46 Np$ . Maksymalna zmiana tłumienności realizowana w pojedynczym ogniwie wynosi  $\pm 0,32 Np$ . Jak wynika z badań rozrzutu charakterystyk wzmacniaków oraz charakterystyk przenoszenia traktu liniowego, tak duże zakresy regulacji potrzebne są tylko dla pierwszych trzech harmonicznych. W przybliżeniu można powiedzieć, że współczynniki kolejnych wyrazów szeregu maleją proporcjonalnie do ich numerów porządkowych. To spostrzeżenie jest



istotne, ponieważ zmniejszenie zakresu regulacji pozwala na zmniejszenie tłumienności stałej wnoszonej przez poszczególne ogniwa. Zmiana zakresu regulacji w omawianym korektorze jest uzyskana przez wtrącenie tłumików pomiędzy przesuwniki fazowe, a układ T zbocznikowane. Zakres regulacji dla harmonicznych 4, 5 i 6 wynosi  $+ 0,17 N_p$ , dla harmonicznych 7, 8 i 9 -  $0,115 N_p$ , a dla wszystkich pozostałych /aż do 24 harmonicznej/  $0,056 N_p$ . Zakres regulacji ogniwa zerowego /tłumika regulowanego/ wynosi tylko  $0,115 N_p$ , ponieważ płaska regulacja charakterystyki przenoszenia jest możliwa za pomocą regulacji wzmocnienia.

Przykładowo, na rys. 23 - str. 114 pokazane są charakterystyki otrzymane za pomocą trzech pierwszych ogniw. Liczba ogniw zastosowana do korekcji traktu liniowego zależy od rodzaju przesyłanych sygnałów. Jeśli trakt wykorzystywany jest do przesyłania sygnałów telewizyjnych, stosuje się wówczas 24 ogniwa, a jeśli tylko do przesyłania telefonii, wystarcza 14 ogniw.

Dla skompensowania tłumienności wnoszonej przez korektor złożony z 24 ogniw stosuje się 4 wzmacniacze nadawcze /o płaskiej charakterystyce wzmocnienia/, o wzmocnieniu  $3,5 N_p$  każdy. W przypadku korektora złożonego z 14 ogniw stosuje się 2 wzmacniacze.

W korektorze omawianego typu liczba użytych elementów 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:

$$K = \frac{n/n+1/.N}{2}$$

/5/

gdzie  $n$  - liczba ogniw,  $N$  - liczba elementów L /lub C/ w pierwszym ogniwie. W systemie L-3 stosuje się przesuwniki drugiego stopnia zbudowane z dwóch cewek i dwóch kondensatorów - w pierwszym ogniwie są dwa takie przesuwniki. Znając te dane można obliczyć liczbę elementów dla obu wariantów; zestawienie takie podane jest w tabeli 3.

T a b e l a 3

System	Liczba ogniw	Cewki	Kondensatory
L-3	24	1200	1200
	14	420	420
	12	312	312
K-1920	24	600	600
	12	156	156

U w a g a. Podane w tabeli liczby elementów dotyczą jedynie elementów zasadniczych bez uwzględnienia elementów wewnętrznej korekcji, które występują w ogniwach wyższych rzędów.

Podobny co do zasady działania korektor został zastosowany w radzieckim systemie K-1920, posiadającym również pasmo liniowe o szerokości 8,5 MHz. W korektorze

tym, w celu zmniejszenia liczby elementów, zastosowano czwórniki Bodego z przesuwnikami wyłącznie w gałęzi poprzecznej /rys. 24 - str.115. Jak już wspomniano, rozwiązanie takie nie zapewnia stałej oporności falowej, jednak odkształcenia charakterystyk, wynikające z nieodpasowania poszczególnych ogniów, mają również charakter kosinusoidalny, można więc było je zaniedbać. Zestawienie liczby elementów radzieckiego korektora podane jest w drugiej części tabeli 3. Jak widać, liczby te są dwukrotnie mniejsze w porównaniu z odpowiednimi liczbami odnoszącymi się do korektora systemu L-3.

Jednak uproszczenie układu czwórnika pociąga za sobą zwiększenie tłumienności stałej wnoszonej przez ogniwa. I tak początkowe tłumienie stałe pierwszych trzech harmonicznnych wynosi po 0,65 Np, a następnych harmonicznnych po 0,5 Np.

Całkowita tłumienność korektora, składającego się z 24 ogniów, wynosi 12,9 Np i jest kompensowana czterema wzmacniaczami nadawczymi o wzmocnieniu 3,4+0,3 Np każdy. Zakresy regulacji poszczególnych harmonicznnych korektora są następujące:

pierwszych trzech	+ 0,30 Np
od czwartej do szóstej	+ 0,17 Np
od siódmej do dwunastej	+ 0,13 Np
od trzynastej do osiemnastej	+ 0,10 Np
pozostałe	+ 0,07 Np.

Pełny zestaw korektora złożony z 24 ogniów stosuje się w przypadku transmisji sygnałów telewizyjnych, na-

tomiast gdy trakt liniowy wykorzystywany jest wyłącznie do przesyłania telefonii, używa się tylko 12 ogniw wraz z dwoma wzmacniaczami.

#### 5.4.2. Korektory harmoniczne

Korektory harmoniczne, podobnie jak i korektory opisane w poprzednim punkcie, pozwalają otrzymać charakterystykę tłumienności opisaną szeregiem Fouriera złożonym z kosinusów. Oprócz tego umożliwiają także, przy odpowiednim zaprojektowaniu i wykonaniu, korekcję niekształceń 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 oporność falową, jak to jest pokazane na rys. 25 - str. 115, układów regulacyjnych i układu sumującego. Jeden z odczepów jest wyróżniony jako główny, tzn. odprowadzający sygnał podstawowy. 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 od 0 do  $f_g$ .

Napięcie otrzymywane na wyjściu układu sumującego można zapisać w następujący sposób:

$$U_{wy} = U_{we} e^{i\tau_0} (A_{-n} e^{-in\tau\omega} + A_{-n+1} e^{-i(n-1)\tau\omega} + \dots +$$

$$+ A_{-1} e^{-i\tau\omega} + \dots + A_n e^{in\tau\omega}) \quad /6/$$

lub

$$K(\omega)_1 = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = e^{i\tau_0} \sum_{k=-n}^{k=n} A_k e^{ik\tau\omega} \quad /7/$$

Stosując zapis trygonometryczny otrzymujemy:

$$K(\omega)_1 = A_0 + \sum_{k=1}^{k=n} (A_k + A_{-k}) \cos k\tau\omega +$$

$$+ i \sum_{k=1}^n (A_k - A_{-k}) \sin k\tau\omega \quad /8/$$

gdzie:

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

Warto zauważyć, że jeśli  $A_k = A_{-k}$ , czyli jeśli napięcia pobierane z odczepów są sobie równe co do wielkości i znaku, wówczas część urojona wyrażenia /8/ równa jest zero. Korektor harmoniczny wprowadza w takim przypadku zmiany tłumienności bez naruszania zależności fazowych. Jeśli natomiast napięcia pobierane z od-

czepów są parami równe co do wielkości, ale mają przeciwnie znaki,  $A_k = -A_{-k}$ , to wtedy część rzeczywista wyrażenia staje się zerem, a korektor pozwala przede wszystkim na korekcję zniekształceń fazowych.

Przyjmując umownie, że  $U_{we} = 1$ , można zobrazować dwa zasadnicze warianty pracy korektora harmonicznego za pomocą wykresów wektorowych podanych na rys. 26 - str. 115. Na rys 26a do sygnału głównego dodają się dwa echa /para ech/ o jednakowych amplitudach i tej samej polaryzacji, powodując zmianę wielkości napięcia wyjściowego bez zmiany fazy. Na rys. 26b echa mają przeciwną polaryzację, a ich suma z sygnałem podstawowym daje napięcie wyjściowe o zmienionej fazie przy nieznacznej zmianie amplitudy. W przypadku wykorzystywania ech o zgodnej polaryzacji charakterystyka tłumienności korektora wyraża się wzorem:

$$K(\omega)_2 = A_0 + \sum_{k=1}^n 2A_k \cos kT\omega = A(\omega)_2 \quad /9/$$

Przydatność tego wariantu pracy korektora do korekcji zniekształceń tłumieniowych jest zupełnie oczywista, jak i również oczywista jest możliwość realizacji szeregu Fouriera zgodnie ze wzorem /9/.

Drugi wariant jest nieco bardziej złożony. Tamowność korektora określona jest wyrażeniem:

$$K(\omega)_2 = A_0 + i \sum_{k=1}^n 2A_k \sin kT\omega \quad /10/$$

Z tego ogólnego wyrażenia można obliczyć wzory na tłumienność i fazę:

$$A(\omega)_3 = \sqrt{A_0^2 + \left( \sum_{k=1}^n 2A_k \sin k\tau\omega \right)^2} \quad /11/$$

i

$$\varphi(\omega)_3 = \arctg \sum_{k=1}^n 2A_k \sin k\tau\omega \quad /12/$$

Wzory te upraszczają się, jeśli spełniona jest nierówność:

$$\left| \frac{1}{A_0} \sum_{k=1}^n 2A_k \sin k\tau\omega \right| \leq 0,25 - 0,30 \quad /13/$$

co oznacza, że suma ech musi być znacznie mniejsza od sygnału podstawowego.

Wówczas można napisać:

$$A(\omega)_3 \cong A_0 \quad /14/$$

$$\varphi(\omega)_3 \cong \frac{1}{A_0} \sum_{k=1}^n 2A_k \sin \tau\omega k \quad /15/$$

Tak więc przy spełnieniu założenia /13/ korektor pozwala realizować szereg Fouriera złożony z sinusów i mo-

że korygować resztkowe przypadkowe zniekształcenia fazowe przy stałej tłumienności.

Istnieje jeszcze trzeci wariant pracy korektora bardzo często stosowany w praktyce. Załóżmy mianowicie, że wykorzystuje się tylko połówkę linii opóźniającej, tzn.  $A_{-k} = 0$  /lub  $A_k = 0$ /. Wtedy tłumienność korektora wyrazi się wzorem:

$$K(\omega)_d = A_0 + \sum_{k=1}^n A_k (\cos kT\omega + i \sin kT\omega) \quad /16/$$

i odpowiednio wzory na tłumienność i przesunięcie fazowe będą miały postać:

$$A(\omega)_d = \sqrt{\left(A_0 + \sum_{k=1}^n A_k \cos kT\omega\right)^2 + \left(\sum_{k=1}^n A_k \sin kT\omega\right)^2} \quad /17/$$

i

$$\varphi(\omega)_d = \arctg \frac{\sum_{k=1}^n A_k \sin kT\omega}{A_0 + \sum_{k=1}^n A_k \cos kT\omega} \quad /18/$$

Wzory te upraszczają się, gdy echa są znacznie mniejsze od sygnału podstawowego, a ściślej, gdy spełnione są warunki:

$$\left| \frac{1}{A_0} \sum_{k=1}^n A_k \cos kT\omega \right| \leq 0,25 - 0,30 \quad /19/$$



$$\left| \frac{I}{A_0} \sum_{k=1}^n A_k \sin k\tau\omega \right| \leq 0,25 - 0,30 \quad /20/$$

Wtedy wzory /17/ i /18/ przybierają przybliżoną postać:

$$A(\omega)_4 = A_0 + \sum_{k=1}^n A_k \cos k\tau\omega \quad /21/$$

$$\varphi(\omega)_4 = \frac{I}{A_0} \sum_{k=1}^n A_k \sin k\tau\omega \quad /22/$$

Tak więc uproszczony korektor harmoniczny pozwala na uzyskanie przebiegów kosinusowych jedynie przy odpowiednim stosunku amplitud ech do sygnału podstawowego; zastrzeżenie to nie jest specjalnie uciążliwe w praktyce. Pamiętać jednak należy o dodatkowych zniekształceniach fazowych wprowadzanych przez korektor w takim reżymie pracy - z tego względu korektor harmoniczny z pojedynczymi echami może być stosowany tylko w systemach nośnych, w których nie przewiduje się przesyłania sygnałów telewizyjnych.

Tak więc podsumowując omówione wyżej właściwości korektora harmonicznego pozwalają na zastosowanie go w kilku różnych wariantach:

a/ do korekcji zniekształceń fazowych np. w traktach wizyjnych,

b/ do korekcji zniekształceń tłumieniowych bez wprowadzania zniekształceń fazowych np. w systemach, w których przesyłane są sygnały telewizyjne,

c/ do korekcji zniekształceń tłumieniowych przy zastosowaniu uproszczonego oszczędnego wykonania dla systemów niewrażliwych na dodatkowe zniekształcenia fazowe /wyłącznie telefoniczne/.

Porównując korektory harmoniczne z korektorami kosinusowymi o ogniwach 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 tłumiennością przejścia dla pierwszych odczepów /pierwszych harmonicznych o największej amplitudzie/ i koniecznością utrzymania określonego odstępu poziomu pomiędzy sygnałami z pierwszych odczepów i sygnałem podstawowym; jest ona mniejsza niż dla korektorów kosinusowych i nie przekracza zwykle 3 Np.

#### 5.4.3. Korektory harmoniczne do korekcji fazy

Powstanie i początkowy rozwój korektorów harmonicznych wiąże się zasadniczo z rozwojem telewizji. Pierwotnie były one stosowane dla korygowania charakterystyk fazowych łączy wizyjnych. Do korekcji fazy stosuje się oczywiście wariant określony wzorem /10/, tzn. korektor z wykorzystaniem par echa o przeciwnej polary-

zacji. Znany jest szereg rozwiązań technicznych tego rodzaju korektorów. Jako linie opóźniające stosowane były początkowo odcinki torów współosiowych, linie sztuczne o specjalnej konstrukcji o elementach półskupionych, filtry dolnoprzepustowe i przesuwniki fazowe wszechprzepustowe. Dla przykładu zostanie opisany korektor stosowany w trakcie wizyjnym systemu K 1920.

Blokowy schemat tego korektora jest analogiczny do pokazanego na rys. 25 - str. 115. Linia opóźniająca zbudowana jest z ogniw filtra dolnoprzepustowego typu T - zbocznikowane. Każda sekcja linii, dla zrealizowania opóźności  $T = \frac{1}{2f_g}$ , składa się z trzech ogniw filtra, co przy 20 sekcjach linii opóźniającej daje pokaźną liczbę 60 ogniw.

Przy konstruowaniu korektorów harmonicznym jednym z najpoważniejszych problemów jest zbudowanie układów odgałęziających. Występują tutaj dwa przeciwstawne warunki:

- linia opóźniająca nie powinna być obciążana ze względu na zniekształcenia wywołane naruszeniem jednorodności falowej linii oraz ze względu na tłumienność wprowadzaną przez odczepy,

- napięcia pobierane z odczepów powinny być możliwie duże dla uzyskania dostatecznie dużego zakresu regulacji harmonicznym.

Typowym rozwiązaniem, stosowanym w systemach telefoniczno-telewizyjnym, są układy odgałęziające w postaci

mostka pojemnościowego, złożonego z dwóch kondensatorów różnicowych. Schemat takiego mostka pokazany jest na rys. 27 - str. 116. Napięcie podawane do układu sumującego jest proporcjonalne do stopnia odstrojenia mostka od stanu równowagi. Każdy z mostków wprowadza do linii opóźniającej pewną dodatkową pojemność, w przybliżeniu niezależną od stanu nastawienia mostka. Przy odpowiednim wyborze schematu ogniw linii tę dodatkową pojemność można uwzględnić przy projektowaniu jako uzupełnienie pojemności układowej, zapewniając w ten sposób jednorodność linii. Metoda ta ma jednak zasadniczą wadę, ponieważ nie pozwala na odgałęzianie większych porcji energii i w związku z tym wymaga stosowania w układzie korektora dodatkowych wzmacniaczy.

Uproszczony schemat korektora pokazany jest na rys. 28 - str. 116. Napięcia odgałęzione za pomocą mostków pojemnościowych podawane są na różnicowy wzmacniacz sumacyjny pracujący na lampie L-1. Napięcie sygnału podstawowego pobierane z odczepu  $C_0$  wzmacniane jest odrębnym wzmacniaczem /L-2/, którego wzmacnienie jest regulowane opornikiem katodowym, co pozwala na niezależną regulację amplitudy sygnału podstawowego.

Korektor harmoniczny można regulować zarówno na podstawie charakterystyk fazowo-częstotliwościowych, jak i czasowych. W praktyce dla celów telewizyjnych wykorzystuje się charakterystyki czasowe, tzn. korektory reguluje się na podstawie obserwacji kształtu impulsowych sygnałów kontrolnych, przy czym dla określonych sygnałów stosowane są odpowiednie wzorcowe charakterystyki przebiegu napięcia w funkcji czasu.

#### 5.4.4. Korektory harmoniczne do korekcji tłumienności

Szereg zalet wymienionych już w rozdz. 5.4.2 spowodował, że korektory harmoniczne znalazły zastosowanie również w systemach wyłącznie telefonicznych dla korygowania zniekształceń tłumieniowych. Główną zaletą korektorów harmonicznych w porównaniu z klasycznymi korektorami kosinusowymi jest znaczna oszczędność elementów linii opóźniających przy jednoczesnym zachowaniu dużej swobody formowania dowolnych charakterystyk. Rozwiązania stosowane do korekcji tłumienności są nastawione na jak najdalej posuniętą oszczędność. Tak więc z tego względu z reguły stosowane są układy uproszczone, wykorzystujące pojedyncze echa, a więc linię opóźniającą o połowę krótszą w porównaniu z rozwiązaniem klasycznym. Jak wykazała praktyka, do budowy linii opóźniających najbardziej odpowiednie są wszechprzepustowe przesuwniki fazowe drugiego stopnia, pozwalające realizować za pomocą 2 elementów L i 2 elementów C jedną sekcję linii. Ponieważ do korekcji traktów liniowych systemów przeznaczonych wyłącznie do przesyłania telefonii w zupełności wystarcza kilkanaście harmonicznych /10-12/, więc w rezultacie korektory tego typu są bardzo oszczędne i zawierają najmniejszą ilość elementów w porównaniu ze wszystkimi dotychczas omówionymi. Jeśli jeszcze dodać, że korektory tego typu wprowadzają tłumienność na ogół mniejszą niż  $3 N_p$  /łatwą do skompensowania pojedynczym wzmacniaczem nadawczym/ oraz, że w układach odgałęziających i regulacyjnych stosowane są wyłącznie elementy

oporowe, to łatwo można dojść do wniosku, że są one najkorzystniejszym rozwiązaniem problemu korekcji dokładnej.

Jak już wspomniano w rozdz. 5.4.1, pierwsze korektory kosinusowe miały linie opóźniające o jednakowych charakterystykach opóźności. W konkretnym przypadku systemu L-1 charakterystyka opóźności pozwalała na niewielkie zagęszczenie przebiegów kosinusowych w pobliżu górnej częstotliwości granicznej, co było spowodowane koniecznością lepszego skorygowania zakresu, w którym była przesyłana telewizja. Wieloletnie doświadczenia eksploatacyjne wielu krajów pokazały, że nawet w przypadku systemów wyłącznie telefonicznych celowe jest różnicowanie zdolności korekcyjnych dla różnych zakresów częstotliwości. Z tego względu współczesne korektory harmoniczne zawierają zwykle linie opóźniające o dwóch lub trzech rodzajach charakterystyk. Statystyczne badania zniekształceń, występujących w traktach współosiowych, wykazują zagęszczanie się zniekształceń na obu krańcach pasma - wysoki tłumienności na krańcach pasma mają największe amplitudy i nachylenie, a oba te czynniki decydująco wpływają na stopień trudności zrealizowania korekcji.

Jako jeden z wariantów rozwiązania tego problemu można wymienić bliźniaczy korektor harmoniczny, składający się z dwóch linii opóźniających /rys. 29 - str.115 / o odmiennych charakterystykach opóźności. Opóźność pierwszej z nich w zakresie małych i średnich częstotliwości jest niewielka i prawie stała, natomiast silnie wzrasta

w zakresie górnej części pasma /krzywa B 1 na rys. 30 - str. 117/, co prowadzi do zagęszczenia przebiegów kosinusowych w miarę zbliżania się do górnego krańca pasma /krzywe a i b na rys. 31 - str. 117/. Opóźność drugiej linii zachowuje się w sposób odwrotny - silnie wzrasta w zakresie małych częstotliwości, później pozostaje prawie stała, co jest pokazane na rys. 30 /krzywa B2/.

Stopień zwiększenia możliwości korekcyjnych w pobliżu krańców pasma może być różny w zależności od rodzaju zniekształceń, występujących w określonej sieci /lub raczej związanych z określonymi urządzeniami/ i ich rozkładem. W przypadkach, gdy w momencie projektowania korektora brak jest dostatecznej ilości danych o rozkładzie zniekształceń, konieczne jest wówczas opracowanie korektora bardziej uniwersalnego, wyposażonego w trzy rodzaje linii opóźniających. Podstawowym członem takiego korektora jest linia opóźniająca o liniowej charakterystyce opóźności, pozwalająca realizować przebiegi kosinusowe równomiernie rozłożone w całym pasmie. Ponadto korektor zawiera dwie linie o charakterystykach jak omówiono wyżej, ale już o mniejszej ilości odczepów, ponieważ odgrywają one rolę pomocniczą.

Przykładem korektora uniwersalnego może być korektor stosowany w radzieckim systemie K 300, którego uproszczony schemat pokazany jest na rys. 32 - str. 118. Linia opóźniająca o prostoliniowym przebiegu opóźności zawiera sześć sekcji, linia wytwarzająca harmoniczne do korygowania dolnego krańca częstotliwości zawiera

cztery ogniwa, a linia wytwarzająca harmoniczne dla górnego krańca - dwa ogniwa. Charakterystyki poszczególnych typów ogniw przedstawione są na rys. 33 - str. 118.

Układ sumujący wykonany jest dwustopniowo. Pierwszy stopień to sumowanie oporowo-transformatorowe, drugi transformatorowe. W pierwszym stopniu sumowane są napięcia pobierane z trzech odczepów, regulowane za pomocą potencjometrów dołączonych równolegle do transformatora różnicowego. Cporności potencjometrów są dostatecznie duże w porównaniu z impedancją falową linii opóźniającej, dzięki temu w niewielkim stopniu psują jej jednorodność.

Zastosowanie transformatora różnicowego pozwala na płynną regulację z zerową pozycją pośrodku. W drugim stopniu sumowania, do napięć harmonicznych dodaje się napięcie sygnału podstawowego. Jego wielkość ustalana jest za pomocą tłumika T. Maksymalny zakres zmian amplitudy poszczególnych harmonicznych zależy bezpośrednio od wielkości napięcia pobranego z odczepu i następnie od stosunku napięcia danej harmonicznej do napięcia sygnału podstawowego. Ta druga zależność jest wprost proporcjonalna. Oznacza to, że dla uzyskania dużych amplitud zmian tłumienności względnych należy albo dysponować dużymi napięciami z poszczególnych odczepów lub odpowiednio stłumić sygnał podstawowy.

O tłumienności podstawowej korektora decyduje wielkość, którą zostaje stłumiony sygnał podstawowy. W optymalnym przypadku, przy dostatecznie małej tłumienności harmonicznych, sygnał podstawowy mógłby przechodzić bez



tłumienia. W praktyce, ze względu na konieczność wykonywania odczepów w sposób możliwie najmniej naruszający warunki dopasowania falowego linii opóźniającej, tłumienność sygnałów poszczególnych harmonicznnych jest dość znaczna. W omawianym korektorze najmniejsza realizowana tłumienność harmonicznnej wynosi 3,5 Np i stosownie do tej wielkości musi być dobrana tłumienność sygnału podstawowego. Amplitudę harmonicznnej można obliczyć ze wzoru:

$$P_{hn} = \ln /1 \pm e^{-a_n}/ \quad /23/$$

gdzie  $a_n$  - różnica tłumienności  $n$ -tej harmonicznnej i sygnału podstawowego.

Zależność ta jest zilustrowana wykresem na rys. 34 - str. 119.

Przy założeniu, że maksymalny zakres regulacji harmonicznnych powinien wynosić 0,35 Np łatwo można ustalić, że tłumienność sygnału podstawowego powinna wynosić 2,25 Np. Wielkość tę ustala się ze względu na pierwsze harmoniczne o największym zakresie regulacji; zakres regulacji pozostałych harmonicznnych można łatwo zmniejszyć, zwiększając dzielniki napięcia przy potencjometrach. Wielkość zakresu regulacji harmonicznnych jest ograniczona od góry, ponieważ, jak wiadomo z rozdz. 5.4.2, stosunek sygnałów opóźnionych do sygnału podstawowego nie powinien przekraczać 0,25 do 0,30 /1,4 Np do 1,2 Np/, jeśli otrzymane krzywe mają być z dostatecznie dobrym przybliżeniem kosinusoidami.

Na zakończenie warto przytoczyć zestawienie elementów zastosowanych w korektorze systemu K 300, podane w tabeli 4.

T a b e l a 4

System	Liczba ogniw	Konden- satory	Cewki	Transfor- matory	Potencjo- metry
TN 300	12	36	24	13	12

## 6. WNIOSKI

Przeprowadzony w niniejszym artykule przegląd regulowanych korektorów dokładnych wyraźnie wskazuje na dwa kierunki technicznej realizacji tych samych w zasadzie zadań. Jeden z tych kierunków to korektory o działaniu lokalnym, drugi to korektory kosinusowe lub harmoniczne. Porównanie podanych w artykule schematów i tabel łatwo pozwala stwierdzić, że korektory harmoniczne w uproszczonej wersji /rozd. 5.4.4/ są rozwiązaniem najbardziej oszczędnym zarówno co do ilości zastosowanych elementów, jak i ze względu na wprowadzaną tłumienność.

Korektory o działaniu lokalnym, przy mniej więcej takiej samej liczbie realizowanych krzywych /co nie jest zbyt precyzyjnym porównaniem ze względu na odmienną zasadę korygowania/ zawierają około dwukrotnie większą liczbę elementów podstawowych, takich jak cewki i kondensatory, oraz wprowadzają około dwukrotnie większą tłumienność. Pomimo tego znajdują one dość szerokie za-

stosowanie ze względu na prostotę i jednoznaczność regulacji i wynikającą stąd możliwość automatyzacji obsługi. Istotną wadą korektorów lokalnych jest mniejsza zdolność korekcyjna w porównaniu z korektorami, których zasada działania oparta jest na analizie Fouriera. Poprawne zaprojektowanie korektora lokalnego jest możliwe jedynie na podstawie dostatecznie bogatego materiału statystycznego, dotyczącego rozkładu zniekształceń w traktach liniowych określonego systemu.

Od tej wady wolne są korektory harmoniczne, pozwalające realizować dowolne krzywe, dzięki czemu mogą one znaleźć zastosowanie w tych przypadkach, gdy brak jest bardziej sprecyzowanych informacji o parametrach projektowanego traktu liniowego. Jako główną wadę korektorów tego typu wskazuje się na trudności w nastawianiu prawidłowych amplitud poszczególnych harmonicznym. Zastrzeżenia te pochodzą na ogół sprzed kilkunastu lat; obecnie przy zastosowaniu oscyloskopowych mierników poziomu stopnie trudności nastawienia korektora harmonicznego i korektora lokalnego są w zasadzie porównywalne. Znane są również rozwiązania urządzeń do automatycznej regulacji korektorów harmonicznym /Telefunken/.

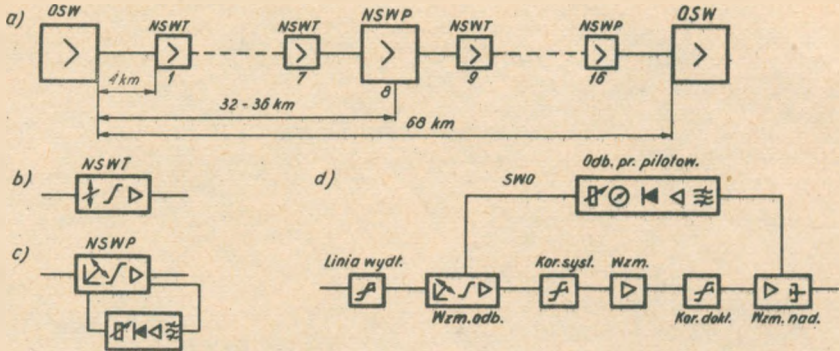
Reasumując wydaje się, że w pracach prowadzonych w kraju nad urządzeniami traktów liniowych dla torów współosiowych należy rozważyć możliwość zastosowania obu rodzajów korektorów. Jednak w pierwszym okresie prac, biorąc pod uwagę brak doświadczeń zarówno produkcyjnych jak i eksploatacyjnych w zakresie systemów współosiowych byłoby bardziej celowe opracowanie uniwersalnego korektora harmonicznego.

## WYKAZ LITERATURY

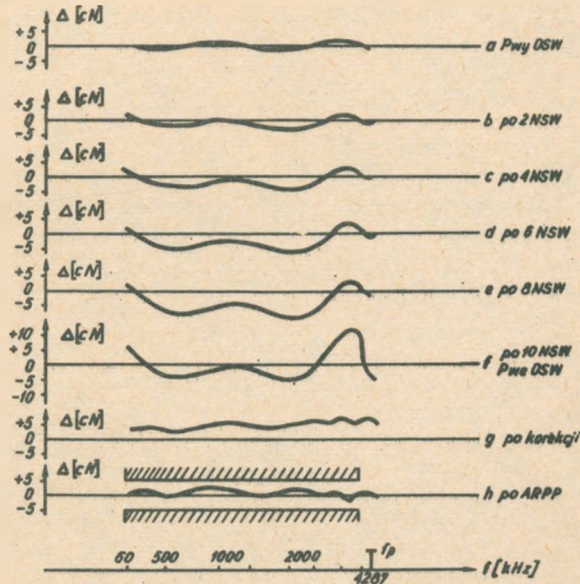
1. Baskett R.E.J.: Multichannel telephone equipment of standard telephones and cables for small-diameter coaxial cable. *Electrical Communication*, 1966, t.41, nr 3, s. 298-312.
2. Becker L., Barber D.R.: Planning of telephone systems using small-diameter coaxial cable. *Electrical Communication*, 1966, t. 41, nr 3, s. 266-277.
3. Blackmore R.W., Brener G.: Equalization and Regulation. *ATE Journal* 1961, t. 17, nr 2, s. 47-65.
4. Bode H.W.: Variable equalizers. *The Bell System Technical Journal*, 1938, t. 17, s. 229-244.
5. Bode H.W.: Opis patentowy USA - Attenuation Equalizers nr 2096 027 z dnia 19.10.1937.
6. Darlinton S.: Opis patentowy USA - Attenuation equalizers nr 215; 743 z dnia 11.4.1939.
7. Gfeller P.: Multichannel telephone equipment of standard telephone et radio for small-diameter coaxial cable. *Electrical Communication*, 1966, t. 41, nr 3, s. 313-319.
8. Gould K.E.: Equalization of coaxial lines. *Transactions of AIEE*, 1949, t. 18, nr 2, s. 1187-1192.
9. Gutsche H.: Ein Echoentzerrer zur Entzerrung von Fernsehsignalen im Videofrequenzbereich. *Nachrichtentechnische Zeitschrift*, 1964, t.16, nr 6, s. 280-282.

10. Honoki M., Shigei Y., Tabata H., Ishida M., Matsumoto Y.: New coaxial cable system /CP-4M Tr System/ for practical use. Review of The Electrical Communication Laboratory, 1965, t. 13, nr 5-6, s.317-336.
11. Jeschko A.: Kleinkoaxialkabelanlagen 1,3 MHz. Hasler Mitteilungen 1966, t. 25, nr 3, s. 53-68.
12. Kalman H.E.: Transversal filters. Proceedings of IRE, 1940, t. 28, s. 302-310.
13. Katchlege R.W., Finch T.R.: The L3 coaxial system equalization and regulation. The Bell System Technical Journal, 1953, t. 32, nr -, s. 833-878.
14. Klinger H., Mieg G., Fischer F.C.: Ausrüstung und Erprobung einer Trägerfrequenzstrecke für Fernsprechanäle mit Temperaturgesteuerten Zwischenverstärker. Telefunken Zeitung, 1966, t. 39, nr 2, s. 265-276.
15. Linke J.M.: Some aspects of echo waveform correction and synthesis. Conference Reports, 1963, ser.5, s. 213-222.
16. Lundry W.R.: Attenuation and delay equalizers for coaxial lines. Transactions of AIEE, 1949, t. 18, cz. 2, s. 1174-1179.
17. Mulcahy J.W., Frawley W.P., Maurer R.E., Kelcourse F.C.: The L4 equalizing and fault-locating system. The Bell Laboratories Record, 1967, t. 15, nr 7, s. 231-236.
18. Praca zbiorowa - Sistiema wysokoczystotnego telefonowania K 1920. Swiazizdat, Moskwa 1962.

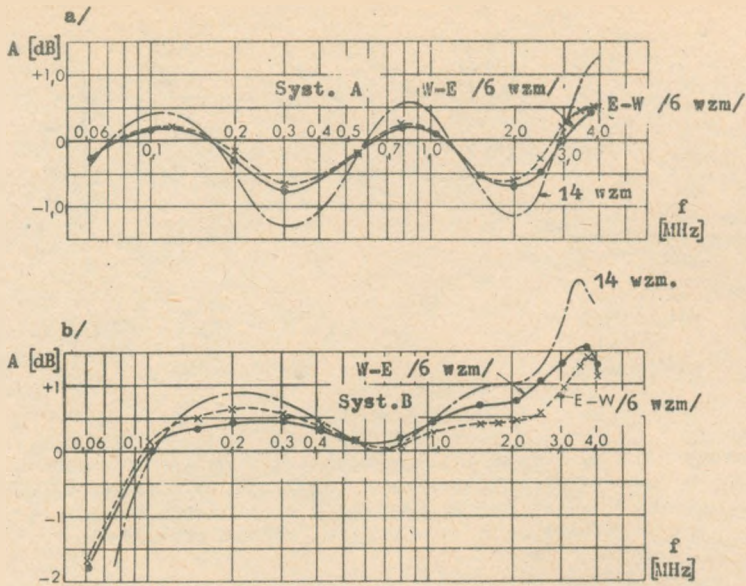
19. Oswald J.: Sur un nouveau type de correcteur variable. Cables of Transmission, 1957, t. 11, nr 3, s. 218-236.
20. Oswald J.: Perfectionnements aux correcteurs réglables. Opis patentowy RF nr III6227.
21. Oswald J., Chalhoub C.: L'egalisation. Cables et Transmission, 1962, t. 16, nr 3, s. 189-199.
22. Scheible F.: Multichannel telephone equipment of standard elektrik Lorenz for small-diameter coaxial cables. Electrical Communication, 1966, t. 41, nr 3, s. 278-297.
23. Sperry R.V., Surenian D.: A transversal equalizers for television circuits. The Bell System Technical Journal, 1960, t. 39, nr 2, s. 405-422.
24. Wheeler H.A.: Interpretation of amplitude and phase distortion in terms of paired echoes. Proceedings of IRE, 1939, t. 27, s. 359-385.



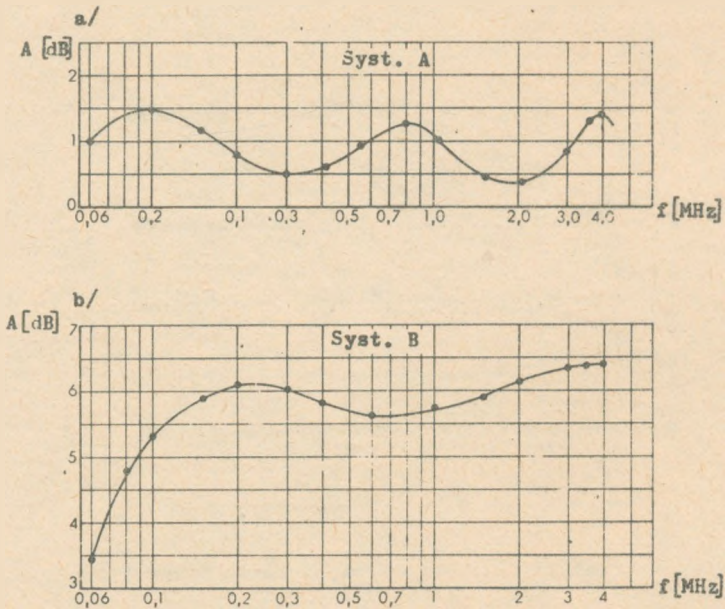
Rys. 1. Schemat blokowy traktu liniowego systemu TN 960: a/ schemat blokowy odcinka traktu liniowego pomiędzy dwiema stacjami obsługiwanymi, b/ stacja nieobsługiwana z regulacją termiczną, c/ stacja nieobsługiwana z automatyczną regulacją wzmacnienia za pomocą prądu pilotowego, d/ obsługiwana stacja przelotowa



Rys. 2. Charakterystyki tłumieniowo-częstotliwościowe w różnych punktach odcinka OSW - OSW

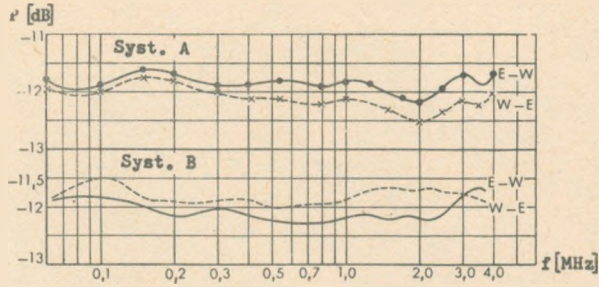


Rys. 3. Charakterystyki zniekształceń systematycznych w dwóch różnych liniach systemu TN 960

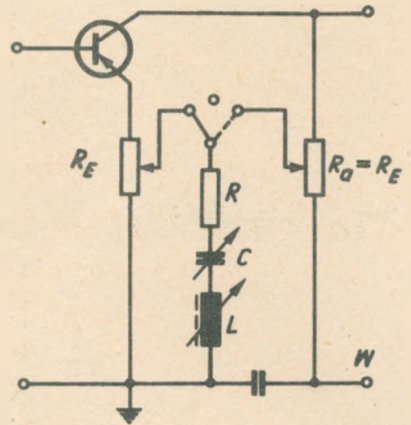


Rys. 4. Charakterystyki korektorów błędów systematycznych dla przypadków pokazanych na rys. 3.

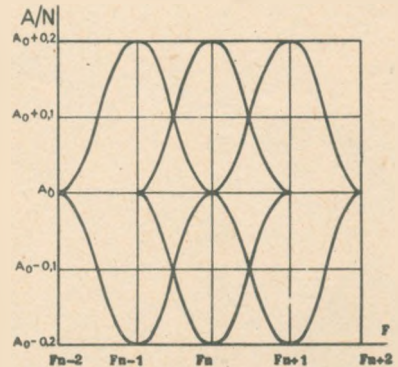




Rys. 5. Charakterystyki traktów liniowych z rys. 3 po korekcji błędów systematycznych



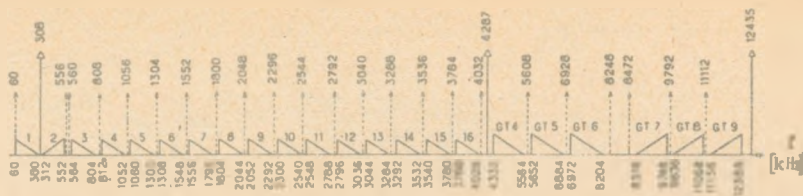
Rys. 6. Uproszczony schemat korektora rezonansowego



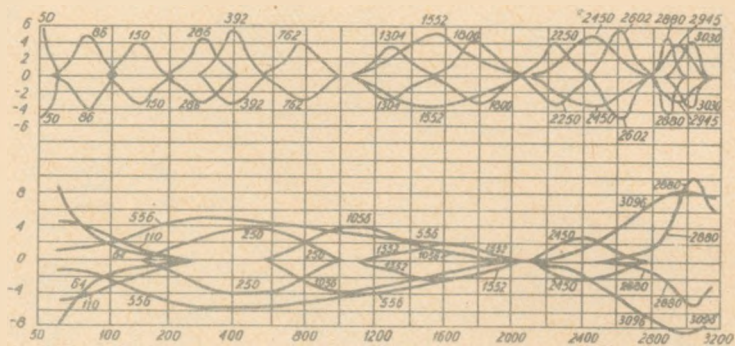
Rys. 7. Rozmieszczenie charakterystyk korektorów o działaniu lokalnym



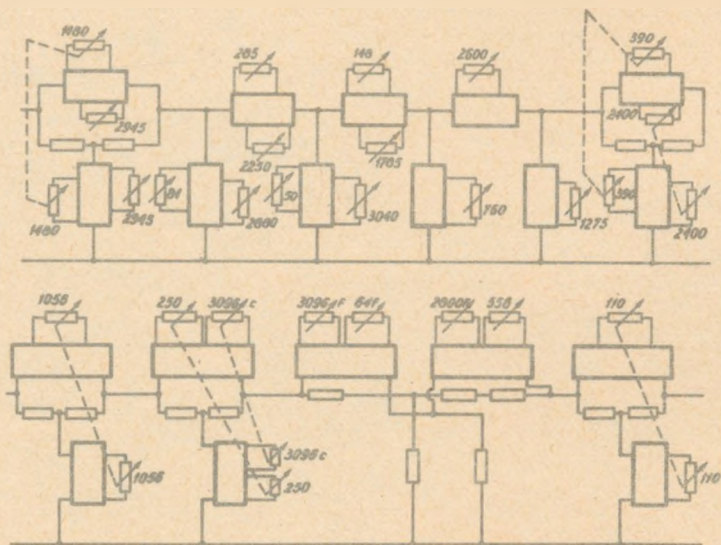
Rys. 8. Zasada działania korektora lokalnego



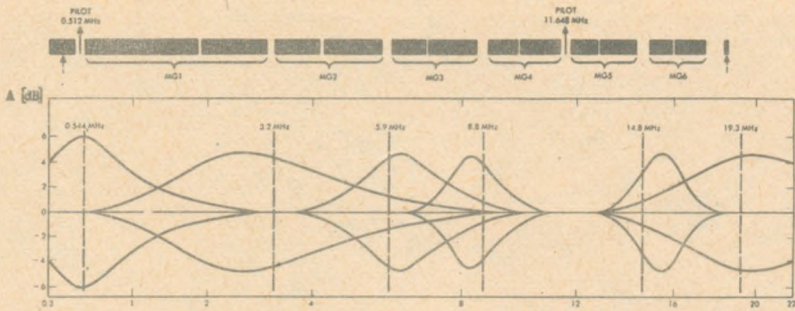
Rys. 9. Rozmieszczenie grup wtórnych i częstotliwości pomiarowych w systemie 12 MHz wg. zaleceń CCITT



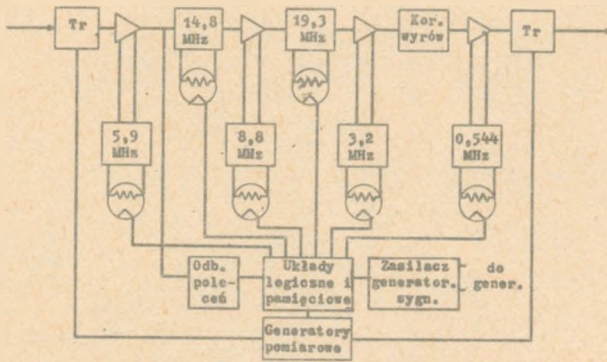
Rys. 10. Charakterystyki korektorów lokalnych stosowanych w systemie L 1



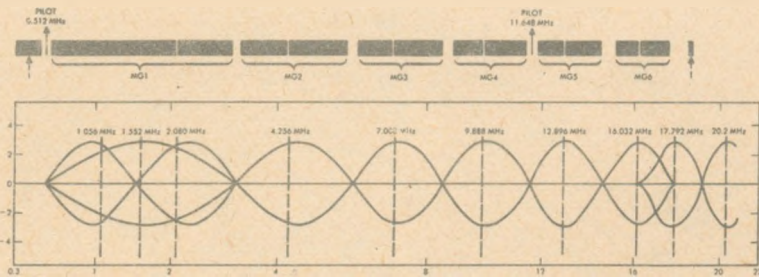
Rys. 11. Schematy blokowe korektorów lokalnych stosowanych w systemie L 1



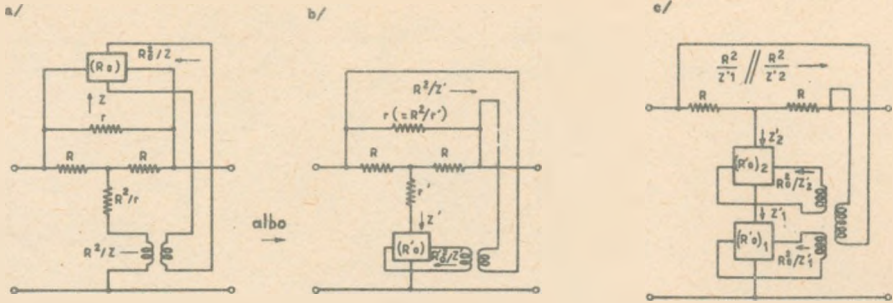
Rys. 12. Charakterystyki korektora lokalnego typu A, stosowanego w systemie L 4



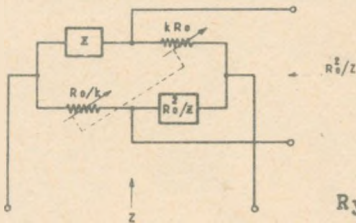
Rys. 13. Schemat blokowy korektora typu A



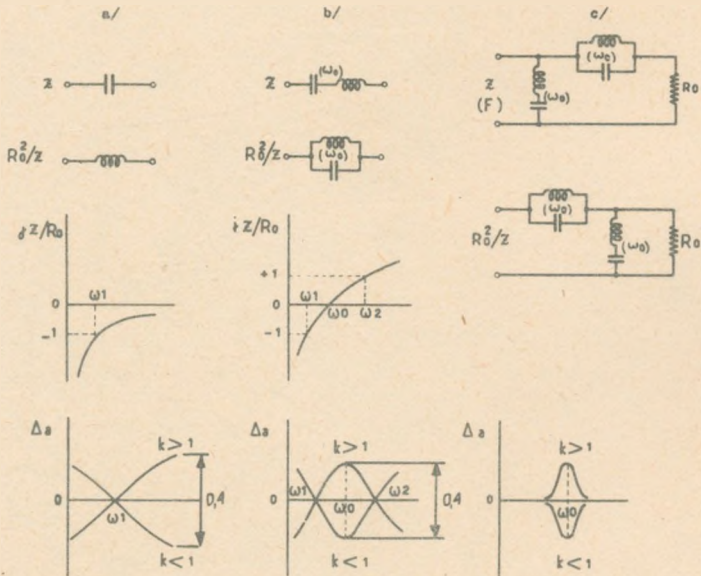
Rys. 14. Charakterystyki korektora lokalnego typu B, stosowanego w systemie L 4



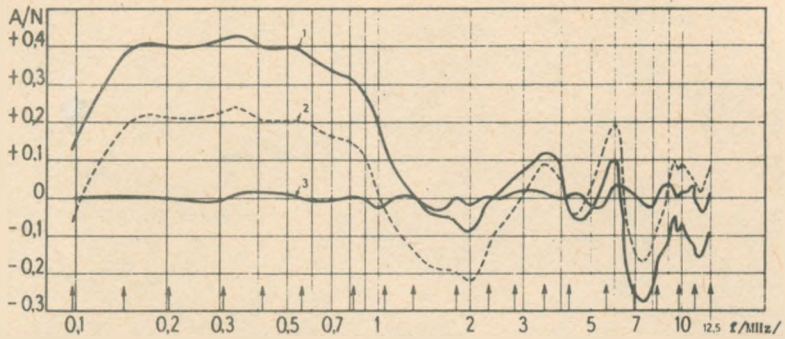
Rys. 15. Schematy zasadnicze korektorów lokalnych Oswalda



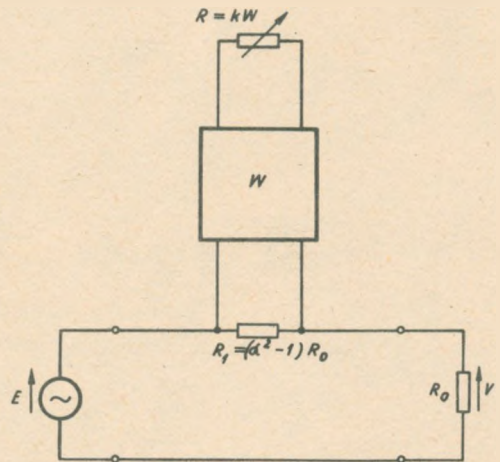
Rys. 16. Schemat układu pomocniczego



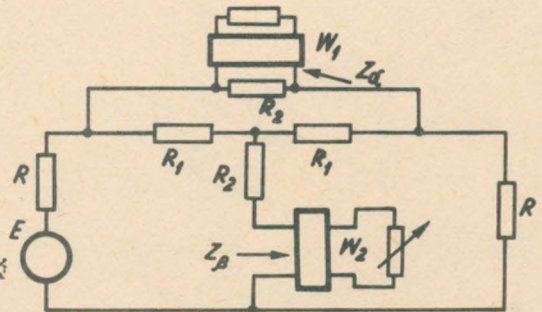
Rys. 17. Struktury i charakterystyki układów formujących przebieg tłumienności: a/ korektor nachylenia, b/ korektor wybruszenia, c/ pojedynczy korektor lokalny



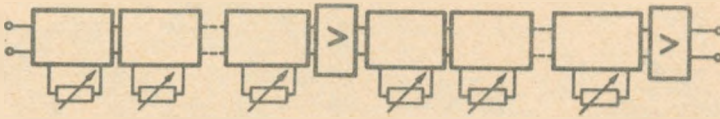
Rys. 18. Przykład zastosowania korektorów lokalnych do korekcji traktu liniowego systemu 12 MHz



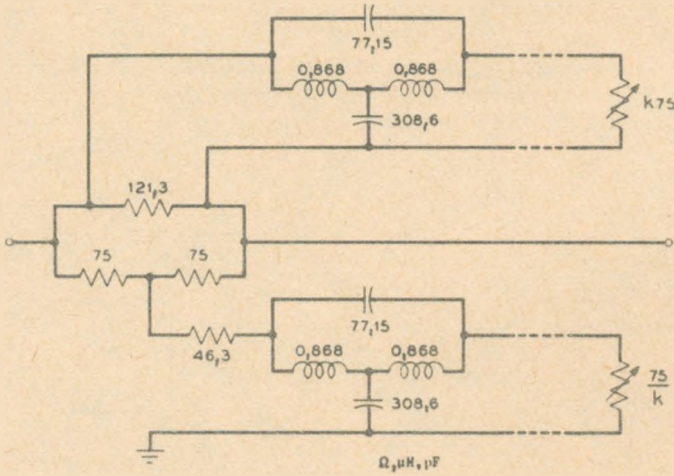
Rys. 19. Zasada działania korektora Bodego



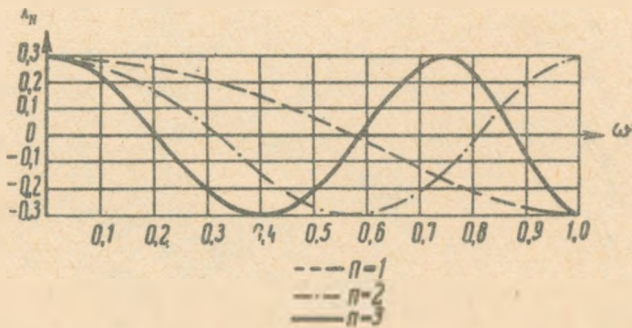
Rys. 20. Korektor Bodego o stałej oporności falowej



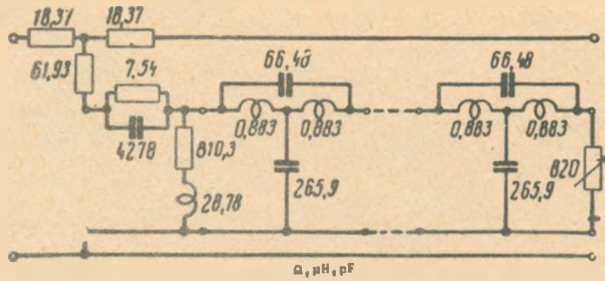
Rys. 21. Regulowany korektor dokładny, zbudowany w oparciu o czwórniki Bodego



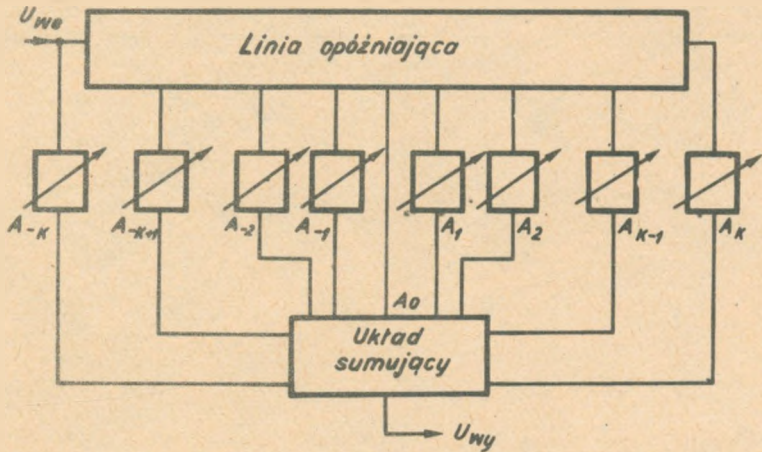
Rys. 22. Pojedyncze ogniwo korektora kosinusowego systemu L 3



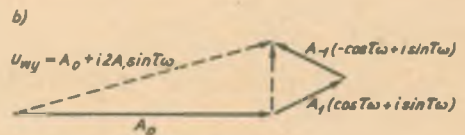
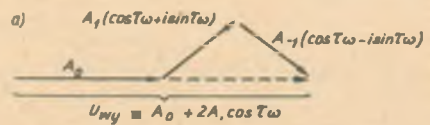
Rys. 23. Charakterystyki pierwszych trzech ogniw korektora kosinusowego



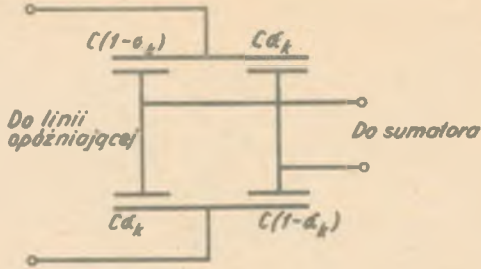
Rys. 24. Pojedyncze ogniwo korektora kosinusowego systemu K 1920



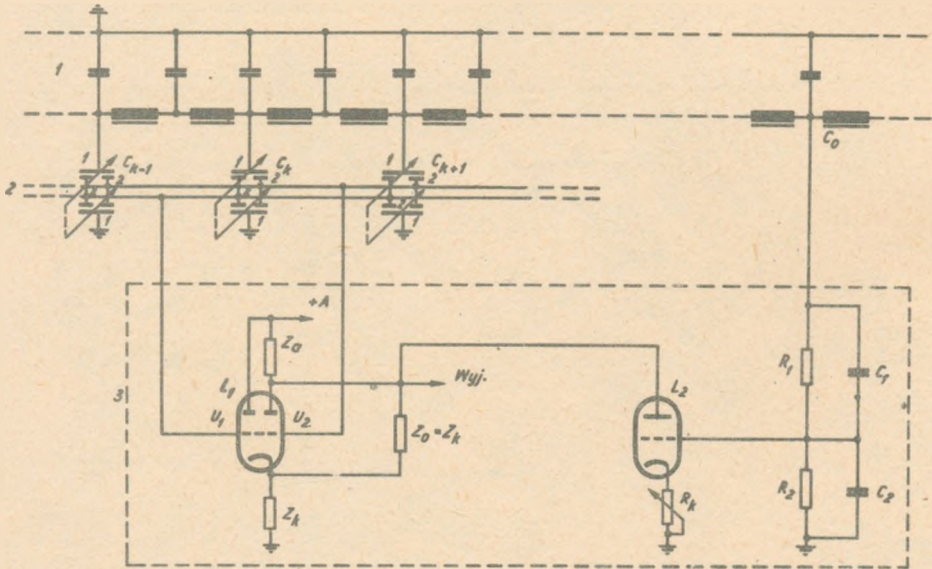
Rys. 25. Uproszczony schemat blokowy korektora harmonicznego



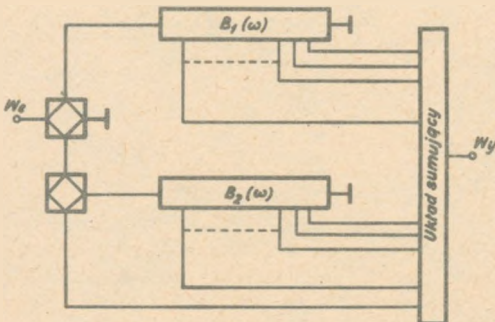
Rys. 26. Wykres wektorowy sumowania się napięć w korektorze harmonicznym



Rys. 27. Odgłębiający mostek pojemnościowy

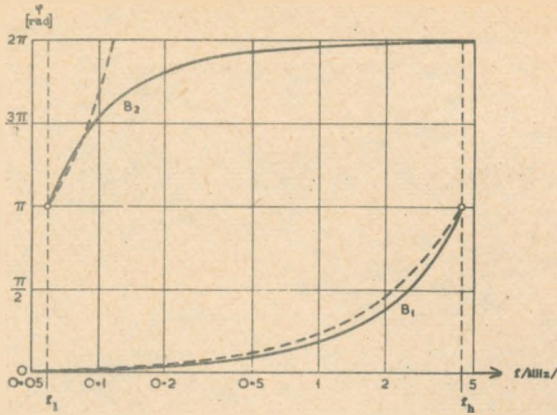


Rys. 28. Uproszczony schemat korektora fazowego

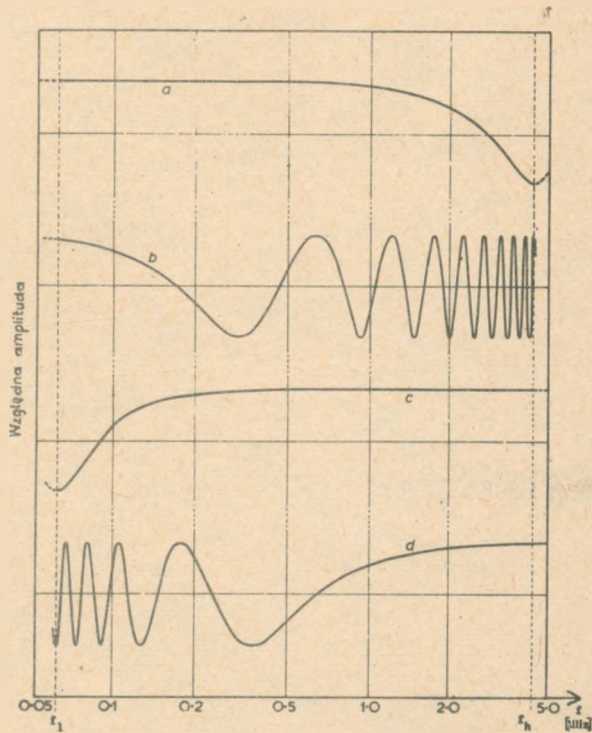


Rys. 29. Schemat blokowy bliźniaczego korektora harmonicznego

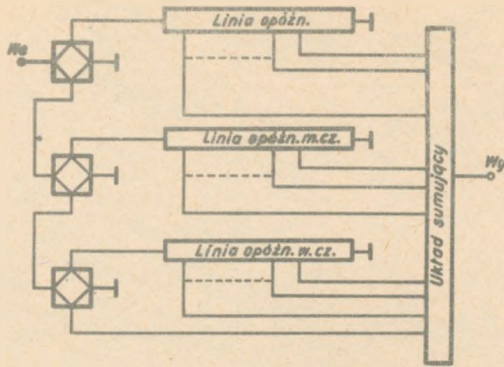




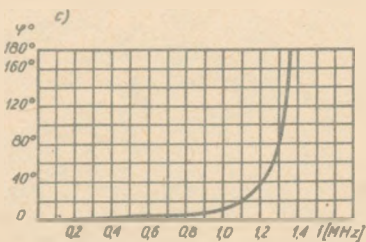
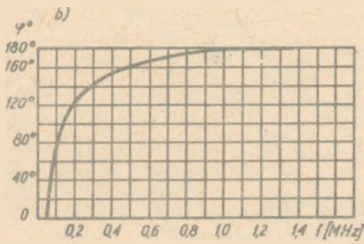
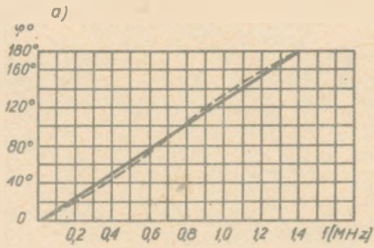
Rys. 30. Charakterystyki linii opóźniających korektora bliźniaczego



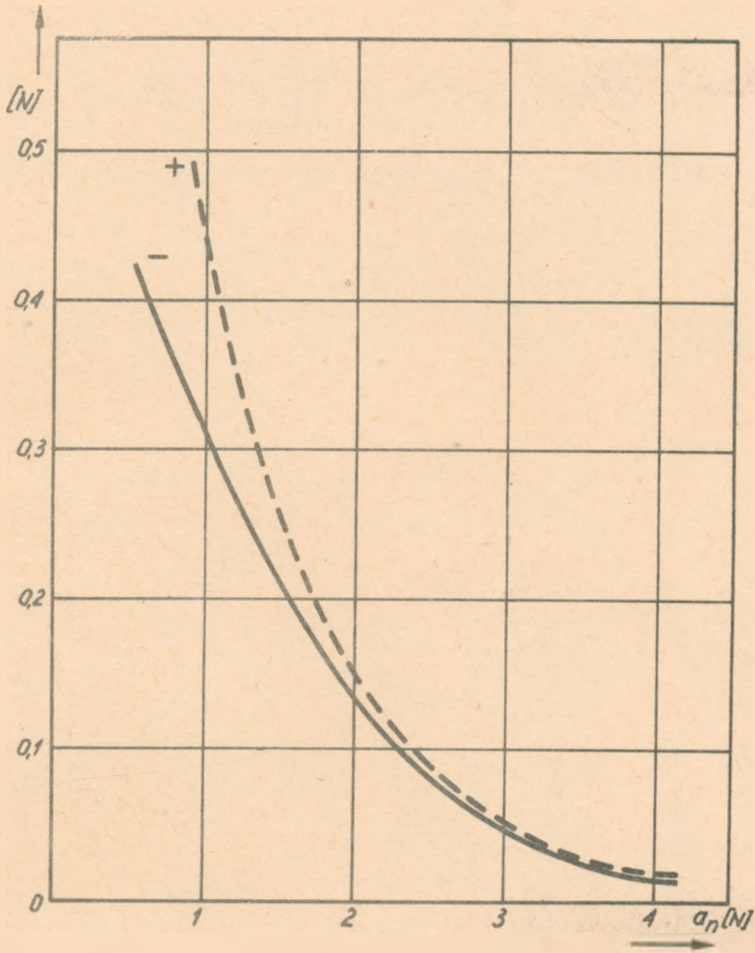
Rys. 31. Charakterystyki tłumienności korektora bliźniaczego: a/ pierwsze ogniwo dla korekcji górnej części pasma, b/ dwunaste ogniwo dla korekcji górnej części pasma, c/ pierwsze ogniwo dla korekcji dolnej części pasma, d/ ósme ogniwo dla korekcji dolnej części pasma



Rys. 32. Uproszczony schemat uniwersalnego korektora systemu K 300



Rys. 33. Charakterystyki linii opóźniających korektora uniwersalnego



rys. 34. Zakres regulacji harmonicznych w funkcji różnicy tłumienności harmonicznych i sygnału podstawowego

