

1 9 6 2
Nr 8 (11)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA — MIEDZESZYN

PRZEGLĄD
ZAGADNIEŃ
ŁĄCZNOŚCI





MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRZEGLĄD
ZAGADNIEŃ
ŁĄCZNOŚCI

ROK 2

WARSZAWA 1962

NR 8(11)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Ośrodek Informacji Techniczno-Ekonomicznej

Kolegium Redakcyjne:

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

Członkowie

inż. Edmund Janowski, doc. Stefan Jasiński,
mgr Kazimierz Kotowski, mgr inż. Adam Moniuszko,
mgr inż. Józef Możejko

Sekretarz Redakcji - Irena Kulko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Ośrodek

Informacji Techniczno-Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

Na prawach rękopisu - do użytku służbowego

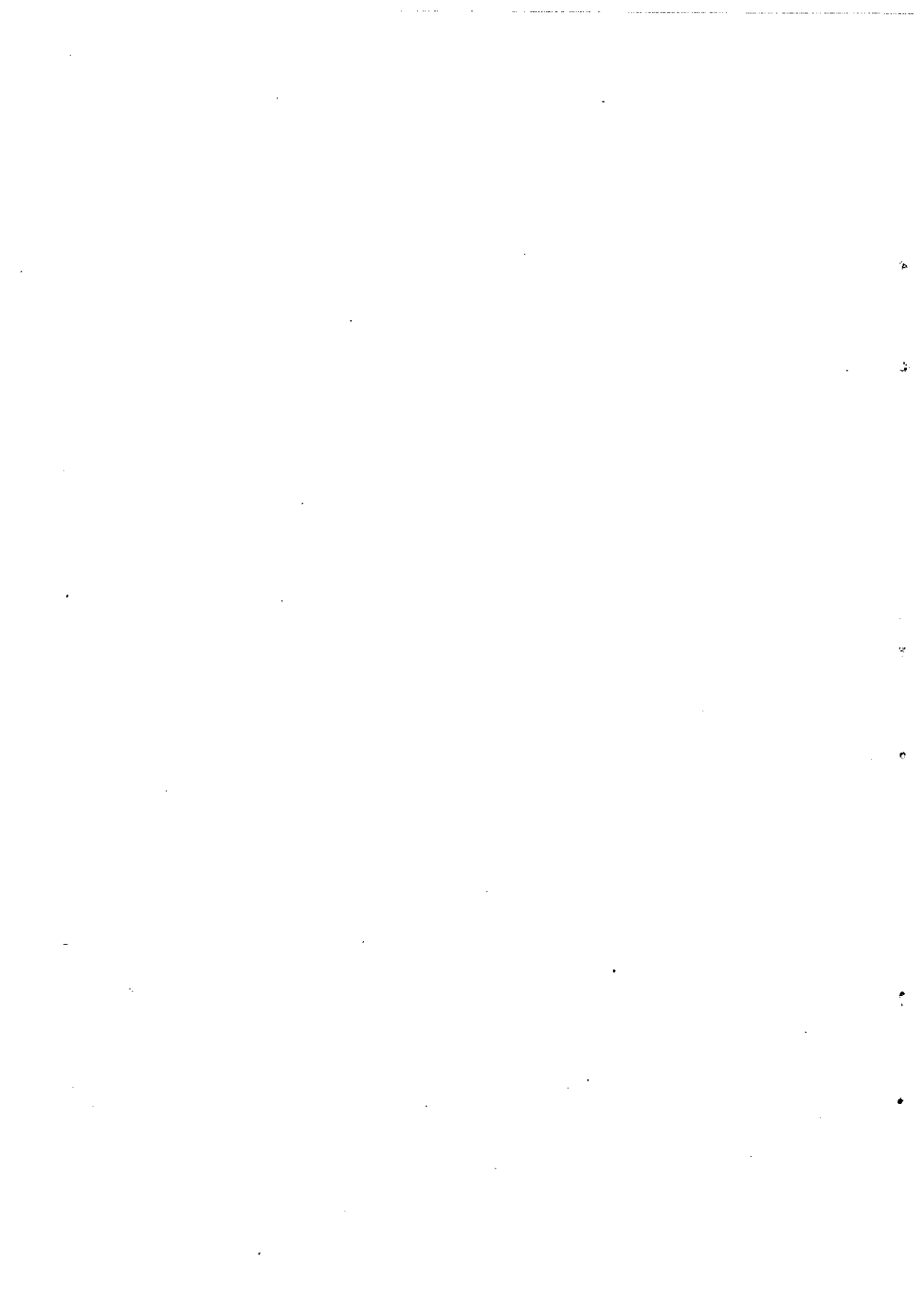
Dział Wydawniczy OKW Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 650. Druk ukończono
w listopadzie 1962 r.

PRZEGLĄD
ZAGADNIEŃ ŁĄCZNOŚCI

Tranzystorowe
urządzenia teletransmisyjne

SPIS TREŚCI

	Str.
1. J. Daniel Christensen i Sv.E. Andersen - Tranzystorowe urządzenia telefonii nośnej zainstalowane przez Copenhagen Telephone Company. Urządzenia końcowe i liniowe - Opracowała A. Miłek	1
2. C. Norsgaard Jensen - Wybór par kabla aku- stycznego i kompensacje przesłuchu - Opra- cowała A. Miłek	10
3. J. Aubert, J. Brune, M. Sabine - Liniowe urządzenia tranzystorowe dla systemów tele- fonii 12-krotnej, typu 12+12 - Opracował J. Babski	19



TRANZYSTOROWE URZĄDZENIA TELEFONII NOŚNEJ
ZAINSTALOWANE PRZEZ COPENHAGEN TELEPHONE COMPANY^{1/}

1. URZĄDZENIE KOŃCOWE I LINIOWE^{2/}

J. Daniel Christensen i Sv.E. Andersen. Transistorized carrier equipment installed by Copenhagen Telephone Company. Philips Telecom. Review, Vd.22, nr 3, May 1961, str. 108-116.

1.1. Wstęp

Opisane w tym artykule urządzenie zainstalowane w Danii w 1960 r. przez Copenhagen Telephone Company/KTAS/ na trasie pomiędzy Hillerød, Helsingør, Graested i Gilleleje jest urządzeniem pracującym w systemie jednotorowym, dwunastokanałowym na zdepupinizowanych lub niepupinizowanych parach kabla wykorzystywanego do telefonii naturalnej. Jest to system nośny typu STR 202 [1,2], którego opis zamieszczony jest w Przeglądzie Zagadnień Łączności Nr 4/7/.

W chwili obecnej system STR 202 pracuje jako uzupełnienie dla 48-kanałowego systemu nośnego typu STR 7 [3, 4], który jest w eksploatacji Duńskiej Administracji Telefonów.

1/ Dwa pierwsze artykuły stanowią tematyczną całość.

2/ Na podstawie oryginału opracowała A. Mitek.

1.2. Wybór urządzeń nośnych

W Danii po II Wojnie Światowej duże zapotrzebowanie na nową sieć telefoniczną doprowadziło do zainstalowania urządzeń telefonii wielokrotnej dalekiego zasięgu pomiędzy wszystkimi większymi miastami, tj. pomiędzy głównymi centralami. Sieć ta została zrealizowana w latach 1953-1955. W następnych latach wzrosło zapotrzebowanie na łącza nośne wiążące centrale główne z centralami satelitowymi. Dlatego postanowiono zdepupinizować niektóre pary w istniejących kablach pupinizowanych, dzięki czemu można było odłożyć na szereg lat budowę nowych kabli. W przyszłości, ze względów ekonomicznych, należy zawsze dbać o to, aby w nowych kablach pupinizowanych znajdowała się pewna liczba par niepupinizowanych, na których można będzie uruchomić łącza nośne.

Ze względów oszczędnościowych postanowiono instalować zarówno urządzenia końcowe jak i przelotowe w istniejących pomieszczeniach oraz zasilać je z istniejących w centralach źródeł mocy.

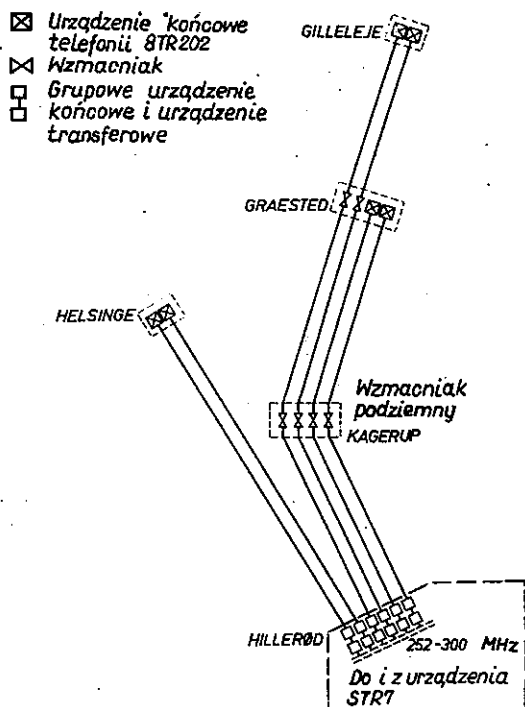
Spełnienie tych wymagań za pomocą urządzeń nośnych lampowych było trudnym zadaniem, dlatego Copenhagen Telephone Company /KTAS/ interesowało się urządzeniem kompletnie tranzystorowanym, które miałoby wymiary pozwalające na instalację jego w pomieszczeniach o wysokości 2,3 m. Omawiane poniżej urządzenie - w pełni tranzystorowane - posiada zwartą budowę. Jeden stojak zawiera urządzenia modulacyjne dla dwóch zestrojów dwunastokanałowych włącznie z generatorami fal nośnych, panelem

pomiarowym i zasilaczem urządzenia, pobierającym moc z baterii centrali. Urządzenie zasilające wysyła także energię poprzez kabel do podziemnych stacji przelotowych.

Wobec określonej liczby par, wybranych z kabla akustycznego, jakie mogły być użyte w systemach nośnych, oraz ze względu na zakres częstotliwości, do którego te pary mogły być wykorzystane, system 12+12 został uznany za standartowy do pracy na kablach akustycznych. Na wybór tego systemu wpłynęła również duża jego elastyczność. Wzmacniaki są przystosowane do krótkich odcinków wzmacniakowych; maksymalna wzmocność wzmacniaków wynosi 3,4 N /29 dB/. 27 takich wzmacniaków zainstalowano tytułem próby w 1958 roku na trasie Koge-Kopenhaga.

1.3. Instalacja urządzeń

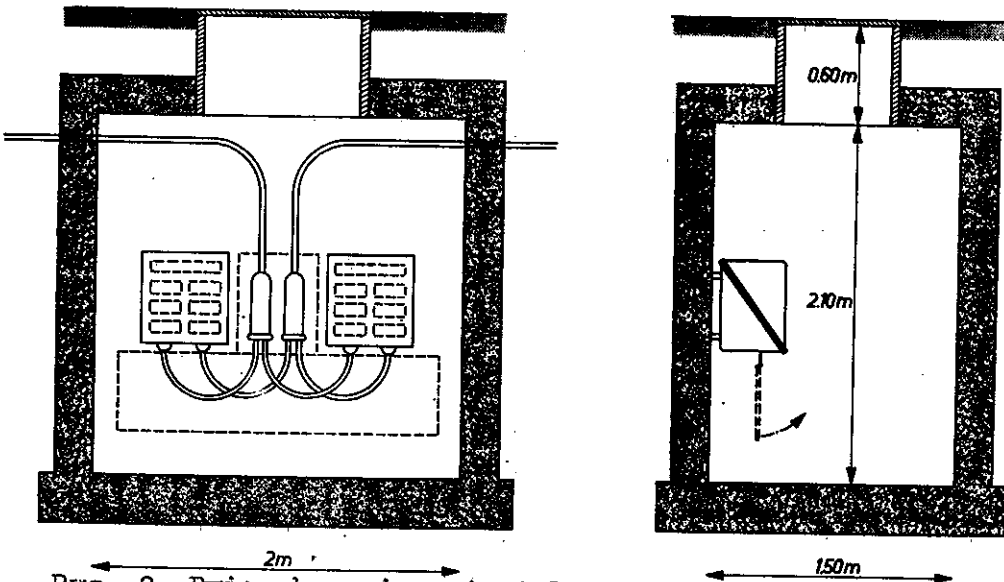
Sieć kablowa, na której zostały zainstalowane omawiane urządzenia nośne, jest widoczna na rys. 1. Dawniej zainstalowane kable Hillerød - Helsingør /14,5 km/ i Graested - Gilleleje /9,3 km/ zawierają 100 par o średnicy żył 1,2 mm. Nowy kabel łączący Hillerød - Graested /17,8 km/ zawiera 50 czwórek gwiazdowych pupinizowanych oraz 6 czwórek nośnych o średnicy żył 0,8 mm. Jak pokazano na rys. 1, w każdej z trzech satelitowych central znajdują się po dwa urządzenia końcowe telefonii /12 + 12/-krotnej. Cztery podziemne wzmacniaki zainstalowano w Kagerup, natomiast w Graested zainstalowano dwa wzmacniaki przelotowe.



Rys. 1. Systemy telefonii nośnej w sieci wielocentralowej Hillerød

Całkowite wyposażenie służące do współpracy sześciu grup podstawowych z systemem STR jest zainstalowane w Hillerød na stojaku o wysokości 2,73 m. W Kagerup znajdują się dwie skrzynie wzmacniakowe, z których każda pomieścić może po sześć wzmacniaków, a zatem można będzie uwielokrotnić 12 par przeznaczonych do systemu nośnego. Obecnie pracują cztery wzmacniaki.

Na rysunku 2 jest pokazany sposób instalacji w podziemnej studziencie dwóch skrzyń ze wzmacniakami. Do każdej skrzyni prowadzą po dwa miejscowe kable rozdzielcze.

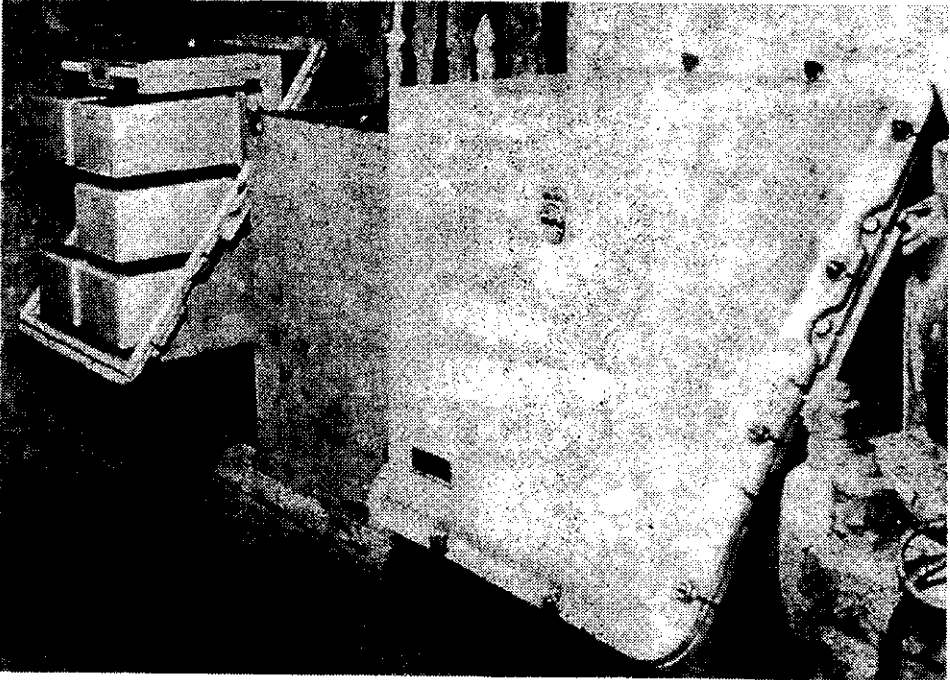


Rys. 2. Dwie skrzynie zainstalowane w studni betonowej, zawierające każda po 6 wzmacniaków

Pod skrzyniami umieszczona jest półka na zawiasach, na której można ustawiać aparaturę pomiarową.

Studzienka wraz ze skrzyniami wzmacniakowymi jest przedstawiona na rysunku 3.

Wszystkie wzmacniaki są zasilane z Hilleród. Zasilacz jest zainstalowany nastojaku urządzeń transferowych. Dozór wzmacniaków przelotowych jest również dokonywany w Hilleród. W tym celu każdy wzmacniak przelotowy jest wyposażony w generator, wysyłający do stacji dozorującej ciągły sygnał o częstotliwości, leżącej powyżej pasma 60 ± 108 kHz, która jest charakterystyczna dla danego punktu wzmacniakowego. Z tego względu Hilleród jako stacja dozorująca musi być przystosowana do odbioru pasma 60 ± 108 kHz.

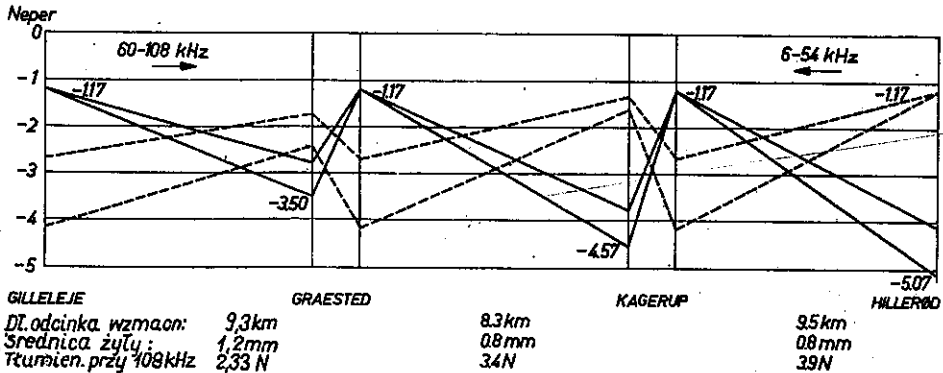


Rys. 3. Dwie skrzynie ze wzmacniakami, zainstalowane w studni w Kagerup. Skrzynia z lewej strony ma zdjęte wieko

1.4. Wykres poziomów

Największa tłumienność toru pomiędzy dwoma wzmacniakami przelotowymi w tym systemie wynosi 3,4 N. Większe tłumienności można dopuścić pomiędzy wzmacniakiem przelotowym i stacją końcową lub pomiędzy dwoma stacjami końcowymi, ponieważ urządzenie końcowe jest przystosowane do odbioru niższego poziomu wejściowego. Względny poziom nadawczy w końcowym urządzeniu jak i we wzmacniakach przelotowych wynosi -1,17 N /-10,2 dB/.

Na rysunku 4 zamieszczono wykres poziomów na trasie Hillerød - Gilleleje.



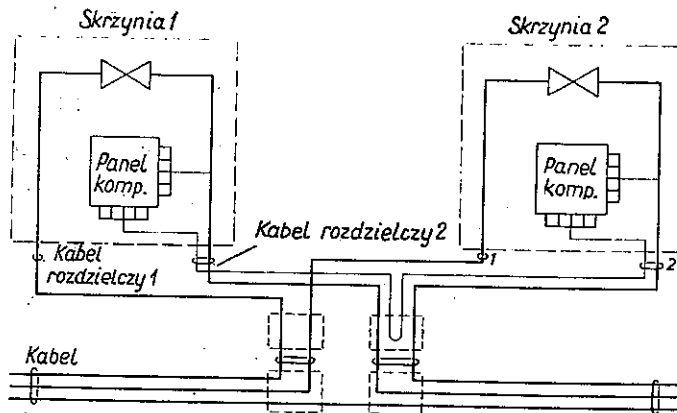
Rys. 4. Wykres poziomów na trasie Hillerød-Gilleleje

Zakładając maksymalną tłumienność odcinka pomiędzy Graested i Kagerup, można otrzymać najwyższy poziom wejściowy w Hillerød. Z wykresu poziomów wyraźnie wynika, że pasmo 60 + 108 kHz jest zupełnie skorygowane na każdej stacji przelotowej. Ponieważ do korekcji pasma 6 + 54 kHz i 60 + 108 kHz użyto tego samego korektora, nie-
 możliwa więc była zupełna korekcja pasma 6 + 54 kHz. Pełną korekcję tego pasma dokonano na stacjach końcowych.

1.5. Układy kompensujące sprzężenia przesłuchowe

Każdy zespół wzmacniaków przelotowych posiada listwę z końcówkami dla elementów kompensujących przesłuch. Schemat elektryczny urządzenia pozwala na włączenie układu kompensującego na wejście lub wyjście wzmacniacza dla pasma 60 + 108 kHz.

W przypadku dokonywania kompensacji sprzężeń na wejściu wzmacniacza można bezpośrednio odczytywać wyniki na układzie pomiarowym. Ponieważ poziomy wejściowe nie są zbyt niskie, włączenie więc kompensatorów na wejście dla pasma 60 - 108 kHz nie jest groźne ze względu na wzrost poziomu szumów. Pomimo umieszczenia wzmacniaków w dwóch oddzielnych zamkniętych skrzyniach, istnieje możliwość wzajemnej symetryzacji wszystkich dwunastu par, wchodzących do punktu wzmacniakowego. Do tego celu wykorzystano kable rozdzielcze, zawierające więcej niż 6 par /w obecnej konstrukcji zastosowano kabel rozdzielczy o 12 czwórkach/. Dzięki temu skrzynie mogą być nawzajem łączone tak, jak to pokazano na rys. 5. Pary od



Rys. 5. Połączenia pomiędzy panelami kompensacyjnymi dwóch skrzyń ze wzmacniakami przelotowymi.

1 do 6 są symetryzowane wzajemnie w panelu skrzyni 1, natomiast pary od 7 do 12 są symetryzowane w panelu

skrzyni 2. Symetryzacja par 1 + 6 z parami 7 + 12 możliwa jest za pomocą specjalnie przewidzianych do tego celu żył w kablu rozdzielczym.

1.6. Zasilanie wzmacniaków

Przepisy bezpieczeństwa w Danii wymagają, aby maksymalne napięcie zasilania zdalnego nie przewyższało 65 V pomiędzy przewodami lub pomiędzy każdym przewodem a ziemią. Dzięki małemu poborowi mocy przez wzmacniak /15 mA przy około 15 V /wzmacniaki w Kagerup i Graested mogą być zasilane kablem z Hillerød. Wartość napięcia zasilania zdalnego wysyłanego na tor kablowy w Hillerød wynosi tylko 58 V.

WYKAZ LITERATURY

1. L.H. Kuijsten and F.A. Vitha. Transistorized Carrier Telephone Equipment. /1/ Terminal Equipment, Philips Telec. Rev. 21, 168, 1960.
2. C.P.L. van Doveren and J.F.Lansu. Transistorized Carrier Telephone Equipment. /2/ Repeater Equipment, Philips Telec. Rev. 21, 183, 1960.
3. G.H. Bast, D.Goedhart and J.F. Schouten. A 48-channel Carrier Telephone System. Communication News XI, 22 and 91, 1950.
4. J. Daniel Christensen and A. Hillestrom. Der etableres 48 kanal baerefrekvensnet over hele Danmark. Teleteknik V, 283, 1954.

2. WYBÓR PAR KABLA AKUSTYCZNEGO I KOMPENSACJE PRZEŚŁUCHU

C. Hørsgaard Jensen. Transistorized carrier equipment installed by Copenhagen Telephone Company. Philips Telecom. Review, Vol. 22, nr 3 May 1961, str. 117 + 123.

2.1. Wstęp

Tematem tej części artykułu będzie przedstawienie zagadnień związanych z kablem. Zostaną omówione pomiary, jakie należało wykonać przy depupinizacji i symetryzacji pewnej liczby par kabla akustycznego. Z punktu widzenia toru nie ma różnicy, czy urządzenie końcowe jest lampowe, czy też tranzystorowe. Niemniej jednak, zastosowanie tranzystorowych wzmacniaków przelotowych przyczyniło się w znacznej mierze do rozwiązania niektórych problemów kablowych.

2.2. Wybór par w kablu akustycznym

Istniejące do dyspozycji kable pupinizowane zawierają około 100 par o średnicy żył 1,2 mm. Odcinki fabrykacyjne rozważanych kabli łączone są ze sobą w sposób przypadkowy. Liczbę łączy uzyskanych w omawianych kablach podwojono dzięki zdepupinizowaniu 10 par i zastosowaniu na nich nośnego systemu 12-kanalowego.

Ponieważ sposób łączenia ze sobą odcinków fabrykacyjnych był znany, wybór par do depupinizacji nie przed-

stawiał żadnych kłopotów. Wstępne pomiary nie były konieczne. Należało przestrzegać dwóch zasadniczych warunków w celu uzyskania możliwości jak najprostszej symetryzacji torów w kablu. Po pierwsze żadna jedna para wybrana do pracy w systemie nośnym nie może przylegać do drugiej takiej pary na żadnym odcinku fabrykacyjnym. Warunek ten musi być koniecznie spełniony; inaczej wystąpią duże sprzężenia pojemnościowe. Po drugie, pary o tej samej długości skrętu muszą być oddzielone od siebie przez co najmniej trzy pupinizowane pary, tak aby nie wystąpiły duże sprzężenia magnetyczne.

2.3. Nowy kabel do telefonii naturalnej

Nowy kabel do telefonii naturalnej składa się z pięćdziesięciu pupinizowanych czwórek i sześciu czwórek nośnych, które są symetrycznie i jak najdalej od siebie ułożone w zewnętrznej warstwie kabla. Każda czwórka nośna posiada swój odrębny skok skrętu. Odcinki fabrykacyjne są łączone pomiędzy sobą przez krzyżowanie żył i par w czwórce^{1/} w złączach nieparzystych, w celu zredukowania przesłuchu. W złączach parzystych łączy się ze sobą czwórki, zajmujące różne położenie w profilu kabla^{2/}, w celu eliminowania systematycznych różnic oporności, szybkości fazowej i tłumienności torów.

^{1/}Woryginale - duplex joints.

^{2/}Woryginale - mixed joints.

2.4. Kompensacja sprzeczń przesłuchowych

Podczas symetryzacji torów muszą być wzięte pod uwagę trzy różne rodzaje przesłuchu, a mianowicie - przesłuch zbliżny, przesłuch zdalny oraz przesłuch przez tory trzecie. Metodą opisaną poniżej symetryzowano nie tylko pary depupinizowane, lecz także czwórki nośne nowego typu kabla.

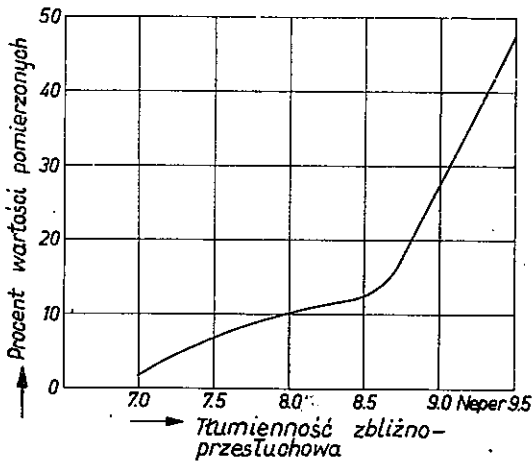
2.5. Przesłuch zbliżny

Ponieważ wszystkie wybrane pary nośne są wykorzystywane do transmisji w tym samym kierunku, bezpośredni przesłuch zbliżny nie jest istotny. Jednak w przypadku małej tłumienności zbliżnopresłuchowej może on być groźny, gdyż na skutek odbić powstanie pośredni przesłuch zdalny.

Z tego powodu nie zgodzono się na przyjęcie tłumienności zbliżnopresłuchowej mniejszej niż $6,7 \div 7,0$ N /CCITT zaleca 6,5 N/. Nieomal wszystkie kombinacje wybranych par w istniejącym kablu spełniły te warunki bez symetryzacji.

Jednak w przypadku czwórkowego kabla z wiązkami czwórkowymi konieczne było otwarcie złączy w pobliżu jednej ze stacji wzmacniakowych. Należało bowiem zmniejszyć przesłuch zbliżny, poprzez skrzyżowanie jednej z par w pewnej czwórce.

Rysunek 6 przedstawia krzywą rozkładu tłumienności zbliżnopresłuchowej przy 108 kHz w jednym odcinku wzmacniakowym kabla z wiązkami czwórkowymi. Krzywa



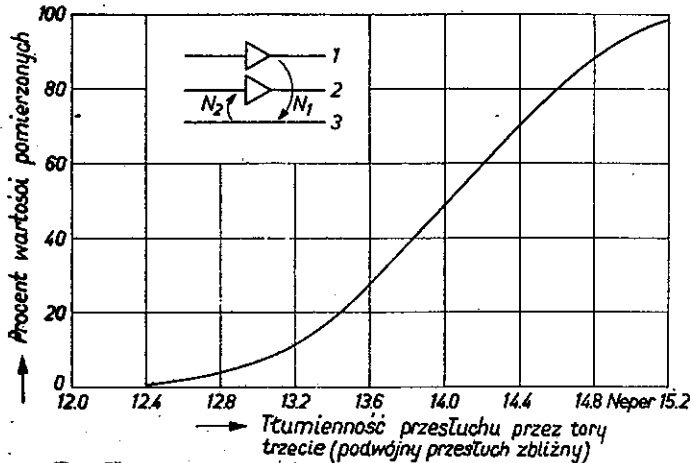
Rys. 6. Krzywa rozkładu tłumienności zblizno-przesłuchowej przy 108 kHz w kablu Hilleröd - Kagerup

składa się z dwóch części; na część płaską krzywej składają się wartości przesłuchu pomiędzy parami tej samej czwórki, na część zaś stromą krzywej składają się wartości przesłuchu dla innych kombinacji pomiędzy parami.

2.6. Przesłuch przez tory trzecie

Specjalną uwagę w punktach wzmacniakowych należy poświęcić tłumienności przesłuchowej przez tory trzecie /podwójny przesłuch zblizny/ /rys. 7/, ponieważ nie zastosowano w nim przemiany pasm.

Przesłuch przez tory trzecie można ograniczyć włączając w obwody akustyczne filtry zaporowe, lecz jest to bardzo kosztowne, jeżeli w kablu jest dużo pupinizowanych par. Dzięki zastosowaniu wzmacniaków tranzystorowych o małej wzmocności można uniknąć filtrów zaporowych



Rys. 7. Krzywa rozkładu tłumienności przesłuchu przez torze trzecie przy 108 kHz w kablu Hille-rød - Graested

wych w torach akustycznych. Najwyższa wartość wzmacnienia wzmacniaka jest określona przez wymaganą wartość odstepu sygnału od szumów i przez wartość tłumienności przesłuchu przez torze trzecie. Na przykład, jeżeli najniższa wartość tłumienności przesłuchowej przez torze trzecie wynosi 12 N, a wymagany odstep sygnału od szumów ma wynosić 8 N, wówczas dopuszczalna wartość wzmacnienia wynosi 4 N. Wartość tej wzmacnienia jest mała w porównaniu ze wzmacnieniem wzmacniaków lampowych wynoszącą 7 N, jednak przy wzmacnieniu 7 N niezbędna jest przemiana pasm na stacji przelotowej.

Rysunek 7 przedstawia krzywą rozkładu tłumienności przesłuchu przez torze trzecie przy 108 kHz zmierzonych w podziemnej stacji wzmacniakowej, znajdującej się pomię-

dzy Hillerød i Graested, w której najmniejsza wartość wynosi 12,4 N.

Specjalną uwagę należy poświęcić zależności przesłuchu przez tory trzecie od częstotliwości. Mogą być pewne pewne częstotliwości, przy których występuje silne oddziaływanie sprzężeń. Dlatego niezbędne jest dokonywanie pomiaru w całym zakresie częstotliwości, a nie tylko dla najwyższych częstotliwości.

2.7. Przesłuch zdalny

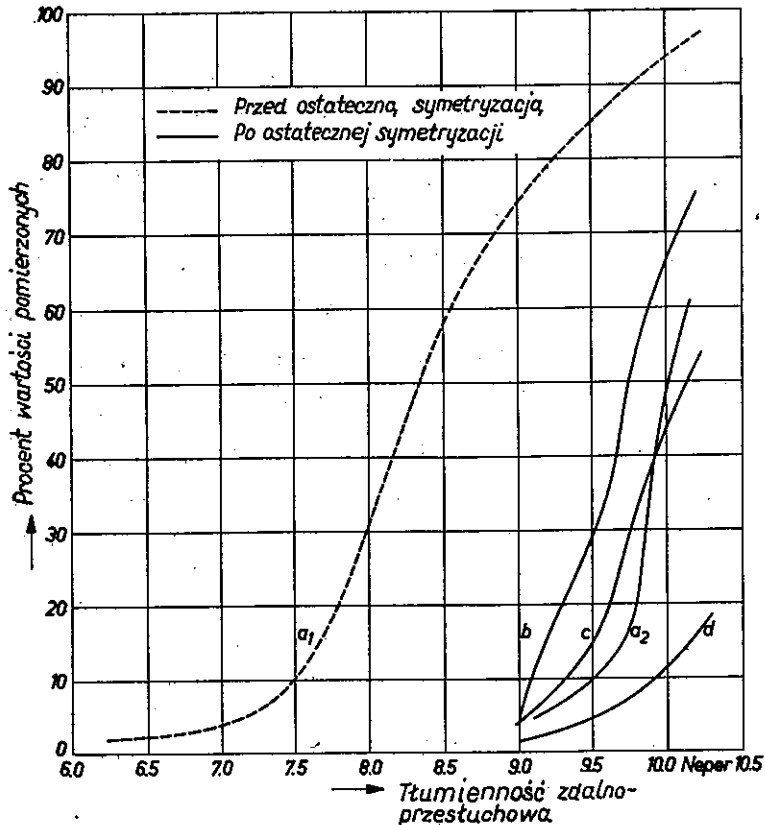
Kompensacja przesłuchu zdalnego jest najważniejszym i najbardziej pracochłonnym fragmentem prac symetryzacyjnych. Konieczne było zwiększenie tłumienności przesłuchu o ok. 25 dB /ok. 3 N/.

Symetryzacji dokonywano w dwóch etapach. W pierwszym etapie podzielono odcinek wzmacniakowy na cztery w przybliżeniu równe części. Pary lub czwórki, które ze sobą połączono, były zgodne z pierwotnym schematem połączeń, podczas gdy wybór żył w parach lub czwórkach był tak dokonywany, aby uzyskać możliwie małe wartości sprzężeń zdalnoprzesłuchowych dla wszystkich kombinacji par pomiędzy sobą, ze szczególnym uwzględnieniem składowej przewodnościowej /rzeczywistej/ i sprzężeń asymetrycznych /powodujących efekt zamiany torów - przyp. red/.

Drugi etap stanowił ostateczną symetryzację za pomocą panela kompensacyjnego. W urządzeniu końcowym taki panel może być wyposażony w trymery dla wszystkich kombinacji par. Regulacja trymerów jest tak dokonywana, aby uzyskać najmniejszy przesłuch zdalny. W stacjach podziem-

nych panel kompensacyjny posiada dla wszystkich par końcówki, do których mogą być dołączone kondensatory wyrównujące.

Jeżeli składowe przewodnościowe przesłuchu zdalnego nie są dostatecznie małe po pierwszym etapie symetryzacji, wówczas należy stosować w panelu kompensacyjnym szeregowo lub równoległe połączone pojemności o oporności



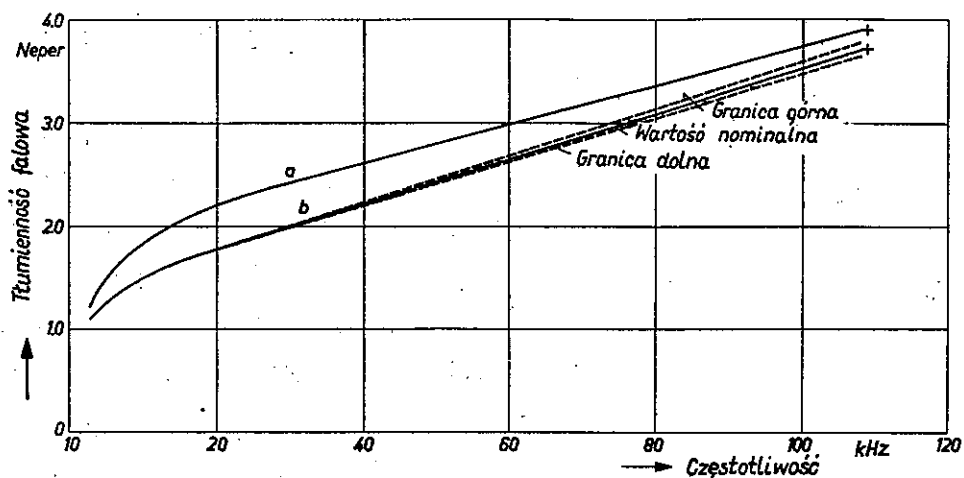
Rys. 8. Krzywa rozkładu tłumienności zdalno-przesłuchowej przy 108 kHz. Krzywa a₁ i a₂ - kabel Hillerørd-Helsing; krzywa b - kabel Graested-Gilleleje; krzywa c - kabel Graested-Kagerup; krzywa d - kabel Hillerørd-Kagerup

Na rysunku 8 przedstawiono krzywą rozkładu tłumienności przesłuchu zdalnego przy 108 kHz przed i po symetryzacji dla jednego z odcinków wzmacniakowych o parach zdepupinizowanych. Dzięki selekcji par przeznaczonych do depupinizacji, najniższa wartość tłumienności zdalno-przesłuchowej jest duża i wynosi 9 N. Jeżeli dopuszczalne są niższe wartości, wówczas można nieselekcjonować par przy depupinizacji. Znając jednak schemat łączenia par zawsze się opłaca selekcjonować pary, gdyż upraszcza to proces symetryzacji i uzyskuje się lepsze wyniki.

2.8. Oporności i tłumienności falowe

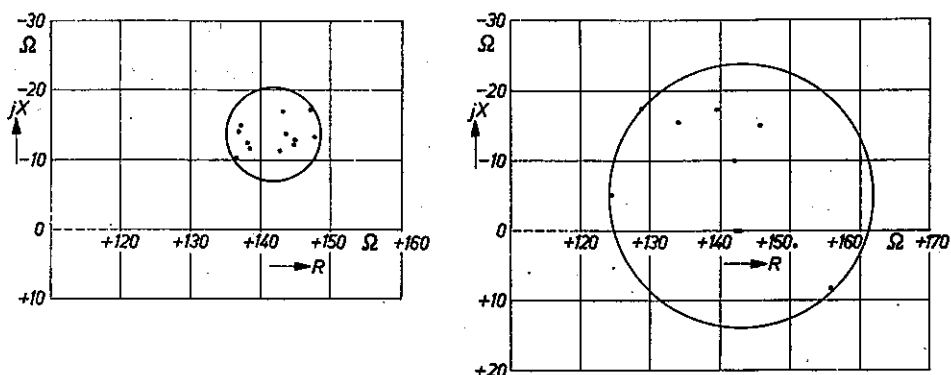
Na rysunku 9 przedstawiono tłumienność falową w funkcji częstotliwości, dla dwu odcinków wzmacniakowych, starego i nowego typu kabla.

Rysunek 10 przedstawia oporność falową przy częstotliwości 108 kHz na płaszczyźnie zmiennej zespolonej. Z krzywych tych widać, że odchyłki od wartości średnich oporności falowych są większe w przypadku kabla depupinizowanego, niż w przypadku kabla nowego, w którym zastosowano przemieszczanie czwórek w profilu kabla w parzystych złączach odcinków fabrykacyjnych.



Rys. 9. Tłumienność falowa w funkcji częstotliwości

Krzywa a - odcinek Hillerød-Kagerup, tłumienność przy 108 kHz: 3,91 N; długość kabla 9536,8 m; temperatura: +17°C. Krzywa b - odcinek Hillerød-Helsingør, tłumienność przy 108 kHz: 3,74 N, długość kabla 14921,1m; temperatura: +8°C



Rys. 10. Oporność falowa przy 108 kHz, zmierzona w Hillerød

Po lewej - kabel Hillerød-Kagerup; maksymalna odchyłka: 6,1%; tłumienność niedopasowania: 3,4 N. Po prawej - kabel Hillerød-Helsingør; maksymalna odchyłka: 13%; tłumienność niedopasowania: 2,7 N.

LINIOWE URZĄDZENIA TRANZYSTOROWE
DLA SYSTEMÓW TELEFONII 12-KROTNEJ, TYPU 12+12^{1/}

J. Aubert, J. Brune, M. Sabine. Equipements de ligne transistorisés pour systemes telephoniques a 12 voies, type 12+12. Cables & Transmission, Nr 1/ 1961 r., str. 51-71.

1. WPEŁYW DŁUGOŚCI ODCINKA WZMACNIAKOWEGO
NA KONSTRUKCJĘ URZĄDZEŃ

1.1. Rozważania ogólne

Na ogół koszt łącza jest tym mniejszy, im mniej jest urządzeń i im dłuższe są odcinki wzmacniakowe, jednak zwiększenie długości odcinka wzmacniakowego może spowodować komplikację urządzeń i wówczas koszt tych urządzeń może przekroczyć oszczędności uzyskane w wyniku zmniejszenia ilości stacji wzmacniakowych. Dla połączeń o krótkich odcinkach wzmacniakowych odstęp sygnału od szumu jest większy niż dla długich odcinków wzmacniakowych. Zastosowanie tranzystorów, ze względu na ich trwałość i mały pobór energii pozwoliło budować trakty liniowe o małych odległościach między stacjami wzmacniakowymi. Wybór długości odcinka wzmacniakowego wiąże się z poziomem szumów i przesłuchów występujących na linii i we wzmacniakach.

^{1/} Na podstawie oryginału opracował K. Babski.

1.2. Szumy wprowadzane przez wzmacniacze

Całkowity poziom mocy szumu F na końcu linii będący wynikiem szumu termicznego na wejściu każdego wzmacniacza, przy stałym poziomie wyjściowym określony jest wzorem:

$$F = \frac{1}{2} \ln n + \frac{\alpha L}{n}$$

gdzie

n - ilość wzmacniaczy

α - tłumienność jednostkowa $[\frac{N}{\text{km}}]$

L - całkowita długość łącza.

Poziom szumu modulacji skrośnej na wyjściu każdego wzmacniacza, przy stałym poziomie wejściowym wynosi:

$\frac{1}{2} \ln n + 2 \frac{\alpha L}{n}$ - dla modulacji skrośnej drugiego rzędu,

$\ln n + 3 \frac{\alpha L}{n}$ - dla modulacji skrośnej trzeciego rzędu.

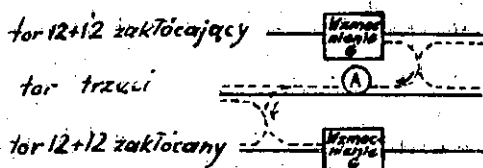
Zwiększenie ilości wzmacniaków pozwala przy stałym poziomie szumu stosować elementy wzmacniające o wyższym poziomie szumu tłowego, pozwala również zmniejszyć wymagania co do ich linearności. Wzory powyższe są słuszne w przypadkach, gdy tłumienność odcinka wzmacniakowego jest większa od 0,5 N.

1.3. Przeskuby charakterystyczne dla systemów typu 12+12

1.3.1. Przeskuby przez tory trzecie

Systemy $n+n$ są przeważnie stosowane na torach kabli mieszanych, zawierających również tory, jakimi przesyła-

ne są inne pasma częstotliwości, dla których stacje wzmacniakowe nie pokrywają się ze stacjami wzmacniakowymi typu 12+12. Przez te tory powstają sprzężenia, których praktycznie nie można skompensować w całym pasmie częstotliwości.



Rys. 1. Sprzężenia przez tory trzecie

Zgodnie z oznaczeniami przyjętymi na rysunku 1 :

V - wzmacność wzmacniacza, A - tłumienie, jakiemu podlega prąd zakłócający między wyjściem wzmacniacza jednego systemu a wejściem wzmacniacza drugiego systemu. Odstęp przesłuchowy na wyjściu wzmacniacza drugiego systemu wynosi $A-V$; wymagane jest, aby ten odstęp przesłuchowy wynosił co najmniej 8 N.

$$V \leq A - 8$$

Przy 120 kHz nominalna wartość A mierzona w miejscu skrzyni pupinizacyjnej jest rzędu 12 N i to ogranicza wartość V do 4 N.

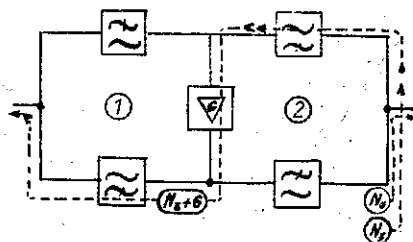
W przypadku wzmacniaczy lampowych wzmacność 4 N jest za mała w porównaniu z kosztami budowy stacji /najważniejszy problem to zasilanie stacji nieobsługiwanych/. W praktyce przyjęto wzmacność wzmacniaczy lampowych około 7 N, wówczas przesłuch przez tory trzecie musi być

eliminowany. Tę kompensację przesłuchu uzyskuje się metodą stosowania cewek odsprzęgających lub metodą zamiany pasm częstotliwości w każdym punkcie wzmacniającej.

W przypadku zastosowania tranzystorów odpada konieczność obsługi i w wyniku małego poboru energii upraszcza się zasilanie. Zmniejszenie wzmacnienia prowadzi do uproszczenia urządzeń i poza tym pozwala uwolnić się od cewek odsprzęgających i zamiany pasm częstotliwości. Wykorzystanie pasma do 168 kHz w kablach typu okręgowego /0,9 mm i pojemności jednostkowej 38,5 nF/km/ prowadzi do rozmieszczenia stacji wzmacniakowych w odległości 4 odcinków pupinizacyjnych co odpowiada tłumienności 3,4 N.

1.3.2. Przesłuch niezrozumiały spowodowany nielinearnością filtrów kierunkowych

Nielinearność filtrów zwrotnicy powoduje przesłuch niezrozumiały, podobny w skutkach do przesłuchu zbliżonego, który zależy od poziomu wyjściowego i od wzmacnienia wzmacniacza.



Rys. 2. Źródła przesłuchu zbliżonego we wzmacniaku przelotowym

Przyjmujemy oznaczenia jak na rys. 2.

N_0 - poziom znamionowy na wyjściu wzmacniacza,

V - wzmacnienie wzmacniacza przy częstotliwości $3f$

N_1 - poziom mocy szczytowej prawdopodobnej podczas 1% czasu /o częstotliwości f /.

Na wyjściu wzmacniacza pojawi się częstotliwość $3f$ o poziomie $N_3 + V$, a odstęp zbliżnoprzęsłuchowy w przypadku przeciążenia wyniesie:

$$E_p = N_0 - N_3 - V = -N_1 - N_0 + N_1 - N_3 - V$$

Zakładając, że $E_p \geq 8 N$

i oznaczając $N_1 - N_0 = \Delta N$

otrzymamy $N_1 - N_3 > 8 + \Delta N + V$.

Dla systemów lampowych

$$N_0 = 0,5 N, \quad N_1 = 0,5 N + \Delta N, \quad V = 6,5 N$$

$$N_1 - N_3 > 14,5 + \Delta N$$

W przypadku stosowania wzmacniaków tranzystorowych:

$$N_0 = -1,1 N; \quad N_1 = -1,1 + \Delta N/N, \quad V = 3,5 N$$

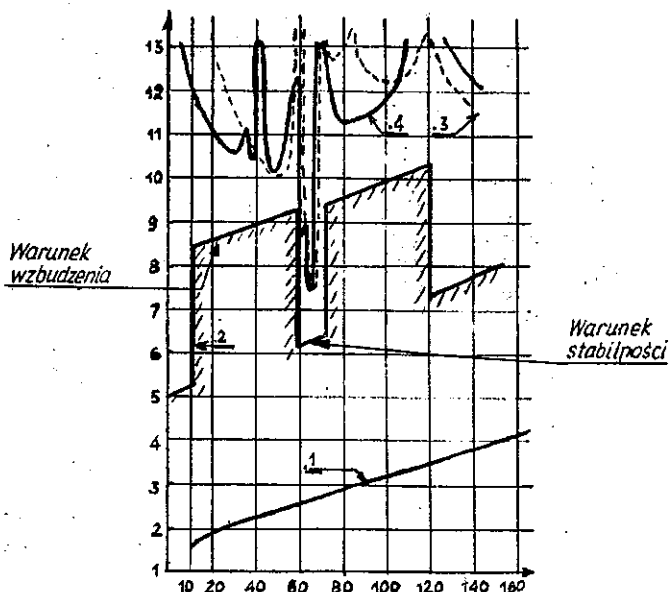
$$N_1 - N_3 > 11,5 + \Delta N/N$$

1.4. Stabilność i zniekształcenia wzmacniacza

Wzmacniak przelotowy TN z jednym wspólnym wzmacniaczem dla obu kierunków transmisji /rys. 2/ składa się z dwu pętli sprzężenia zwrotnego. Napięcie sprzężenia

zwrotnego wprowadzone przez każdą z pętli wiążących wejście z wyjściem wzmacniacza nie przekracza -5% wartości napięcia normalnie przyłożonego na wejście. Aby spełnić ten warunek, suma tłumienności zespołów tworzących jedną lub drugą pętlę powinna być większa co najmniej o $3N$ od wzmocności wzmacniacza.

Dla tłumienności odcinków wzmacniakowych rzędu $6-7 N$ założono, że charakterystyka wzmocności wzmacniaka przelotowego w funkcji częstotliwości ma falowania nie większe niż $0,02 N$, w przypadku gdy tłumienność ta jest mniejsza /większa liczba wzmacniaków/ np. $3,5 N$, to ma-



Rys. 3. Tłumienność całkowita w pętlach sprzężenia zwrotnego wzmacniacza przelotowego dla systemu z $3,5 N$ odcinkiem wzmacniakowym

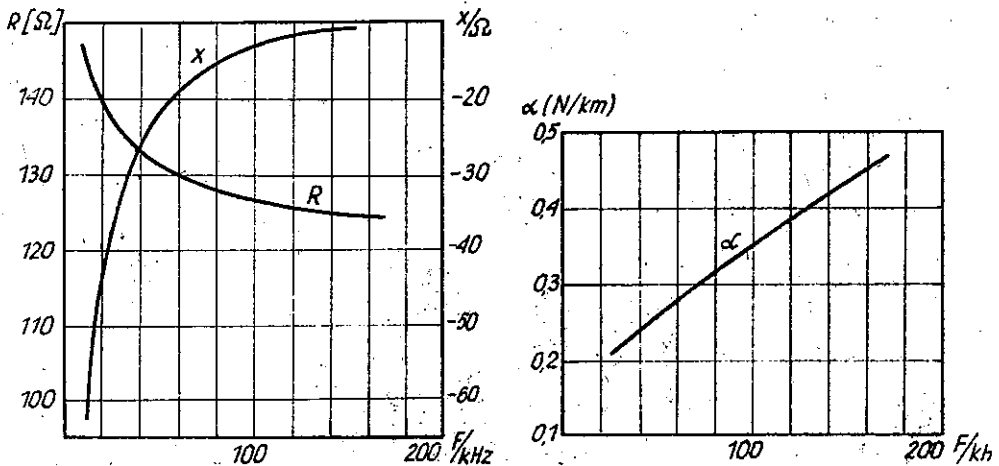
1. Tłumienność odcinka wzmacniakowego: $3,5 N$ przy 120 kHz tor o żyłach miedzianych o średnicy $0,9 \text{ mm}$, pojemności $38,5 \text{ nF/km}$ i długości $9,15 \text{ km}$.
2. Tłumienności wynikające z warunków wzbudzenia.
- 3 i 4. Zmierzone krzywe odpowiadające niskim poziomom w pasmach $72-120 \text{ kHz}$ i $12-60 \text{ kHz}$.

ksymalne falowania nie mogą być większe niż 0,01 N. To wymaga, aby tłumienność obu pętli łączących wejście z wyjściem wzmacniacza była większa co najmniej o 6 N od wzmocności wzmacniacza w pasmie przesyłanym.

2. CHARAKTERYSTYKI ELEKTRYCZNE PROPONOWANEGO ROZWIĄZANIA

2.1. Ogólne charakterystyki przenoszenia

Rozważmy tor symetryczny czwórki DM o średnicy 0,9 mm Cu i pojemności 38,5 nF/km. Charakterystyki torów podane są na rys. 4.



Rys. 4. Parametry rozpatrywanego toru

Zastosowano pasma częstotliwości 12 + 60 kHz i 72 + 120 kHz, dla tego systemu długość odcinka wzmacniakowego przyjęto 5 x 1830 m, tak aby wzmacniaki systemu

12+12 mogły wypaść w tym samym miejscu co skrzynie pupinizacyjne dla torów pupinizowanych tego kabla. Przy częstotliwości 120 kHz, tłumienność odcinka wzmacniakowego wynosi:

$$A = 9,15 \times 0,381 = 3,46 \text{ N}$$

a więc wzmocność wzmacniacza musi wynieść około 3,5 N. Dla systemu 12+12 o odstępach między kanałami 6 kHz w paśmie 12 + 84 kHz, i 96 + 168 kHz odcinki wzmacniakowe składają się z 4 odcinków pupinizacyjnych, a tłumienność odcinka przy 168 kHz wynosi $7,32 \times 0,47 = 3,38 \text{ N}$.

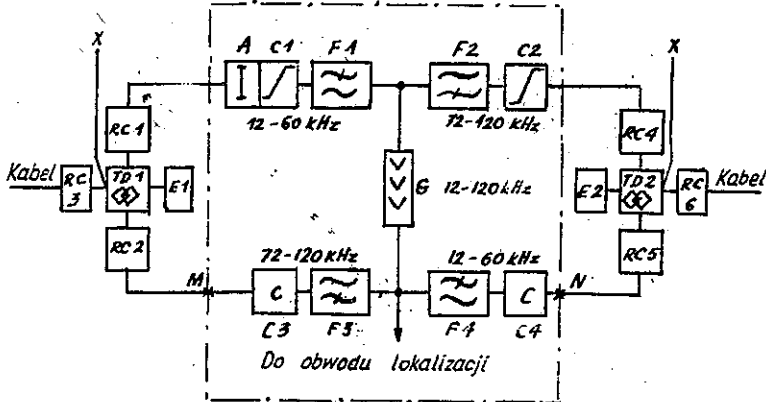
2.2. Urządzenie wzmacniające stacji przelotowej zdalnie zasilanej

Urządzenie zawiera rozgałęźniki torowe uzupełnione układami RC, filtry zwrotnicy z korektorami oporności, wzmacniacz wspólny dla obu kierunków transmisji i korektory tłumienności.

Odbicia w punktach wejścia linii do urządzeń poprzez przesłuch zbliżny wywołują przesłuch zdalny, który trudno jest skompensować.

W systemie 12+12 w odstępach 6 kHz współczynnik odbicia jest mniejszy niż 8% przy największej częstotliwości. Oporność wejściowa urządzenia widziana przez rozgałęźnik składa się z układów oporowo-pojemnościowych RC zamkniętych opornościami, które w rzeczywistości są opornościami korektorów tłumieniowych i filtrów zwrotnicowych.

Tłumik A i układ C₁ uzupełniają tłumienność toru, tak że prądy przesyłane w paśmie 12 - 60 kHz dochodzą do



Rys. 5. Uproszczonego schemat urządzenia wzmacniającego przelotowego

TD - transformator rozgałęźnikowy; E - równoważnik; RC1 do 6 - układy dopasowujące oporność wzmacniacza do toru; F₁ do F₄ - filtry; G - wzmacniacz o wzmocnieniu G; A - tłumik; C₁, C₂ - korektory tłumienności o stałej oporności, C₃, C₄ - korektory oporności filtrów.

Warunki wzmocnienia i tłumienia:

$$A + C_1 + \alpha_{fL} + 2\alpha_{TD} = G, \quad C_2 + \alpha_{fL} + 2\alpha_{TD} = G;$$

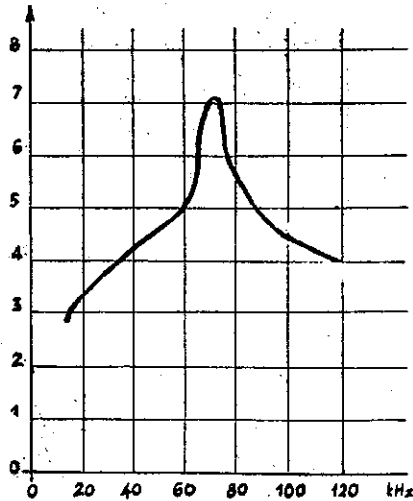
gdzie α_{fL} - tłumienność odcinka wzmacniakowego przy częstotliwości f

α_{TD} - tłumienność między zaciskami przyległymi rozgałęźników

x - środki transformatorów liniowych do utworzenia toru pochodnego do zdalnego zasilania.

wzmacniacza ze względnym poziomem mocy -5,6 N. Układ C₂ uzupełnia tłumienność linii, tak że prądy w pasmie 72 - 120 kHz dochodzą do wzmacniacza też o poziomie mocy -5,6 N. Filtry kierują prądy przychodzące o niskim

poziomie na wejście wzmacniacza w pasmie 12 - 60 kHz i w pasmie 72 - 120 kHz. Inne filtry kierują prądy o wysokim poziomie z wyjścia wzmacniacza w linię. Rysunek 3 przedstawia warunek na tłumienność, jaki ma spełniać pętla sprzężenia wyjścia z wejściem wzmacniacza; krzywe doświadczalne na tym rysunku przedstawiają pomiary dróg sprzężeń przerywanych w punktach M i N /rys. 5/.



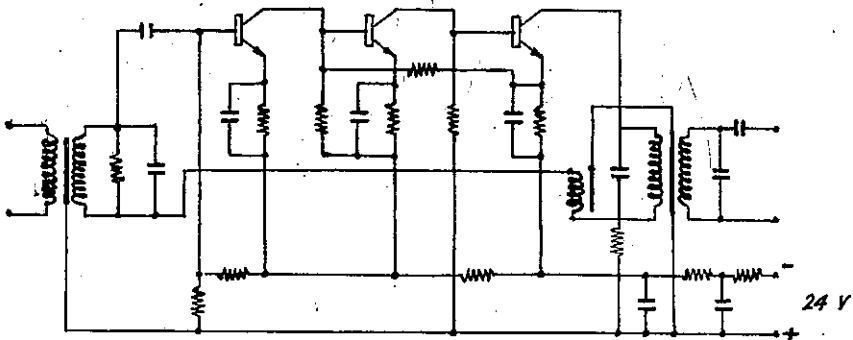
Rys. 6. Tłumienność niezrównoważenia rozgałęźnika pracującego między opornością 150Ω , przy zamknięciu strony liniowej na oporność falową kabla

Na wielkość sprzężenia, oprócz wyżej wymienionych urządzeń, wpływa również układ rozgałęźnika. Rysunek 6 przedstawia tłumienność niezrównoważenia, gdy filtry kierunkowe i układy towarzyszące zastąpiono opornością 150Ω .

Zespół filtrów kierunkowych i układów korygujących po-

siada 24 indukcyjności, o całkowitej objętości rdzeni ferrytowych 330 cm^3 . Dla porównania w systemie 12+12 o tłumienności odcinka wzmacniakowego 7 N wykorzystuje się 46 indukcyjności o objętości ferrytu 2045 cm^3 . Te wielkości objętości wynikają z warunków nałożonych na zniekształcenia harmoniczne.

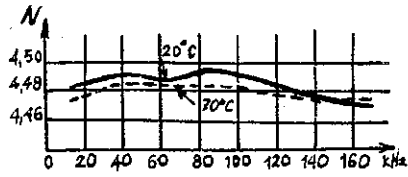
Członem wzmacniającym jest trzystopniowy wzmacniacz tranzystorowy pracujący w układzie wspólnego emitera z podwójnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym.



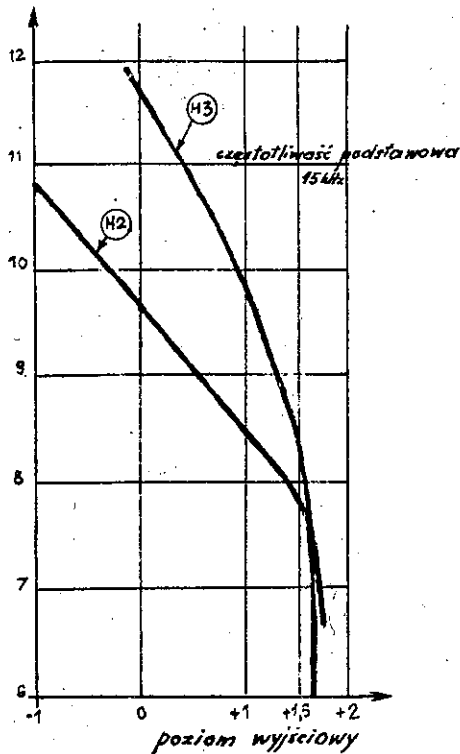
Rys. 7. Schemat wspólnego wzmacniacza dla obu kierunków transmisji

Wzmocnienie wzmacniacza wynosi 4,5 N, wartość ta pokrywa tłumienność toru, tłumienność dwóch rozgałęźników 0,08 N, tłumienność resztkową filtrów i korektorów 0,2 N. Rozpatrywany wzmacniacz ma charakterystyki podane na rys. 8, 9 i 10.

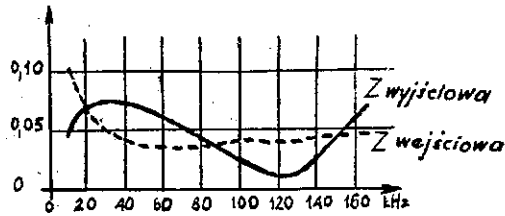
Pobór energii wynosi około 200 mW. Większa część energii pobierana jest przez oporniki odsprzęgające zasilanie.



Rys. 8. Wahania wzmocności skutecznej w funkcji częstotliwości

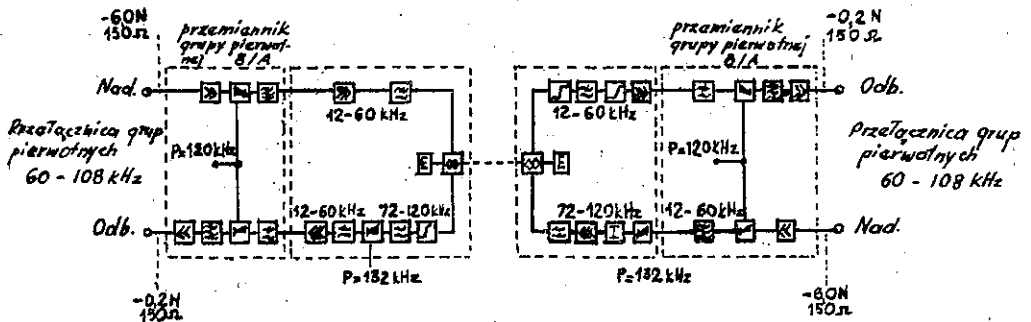


Rys. 9. Wahania tłumienności zniekształceń drugiego i trzeciego rzędu wzmacniacza w funkcji bezwzględnej poziomu mocy wyjściowej



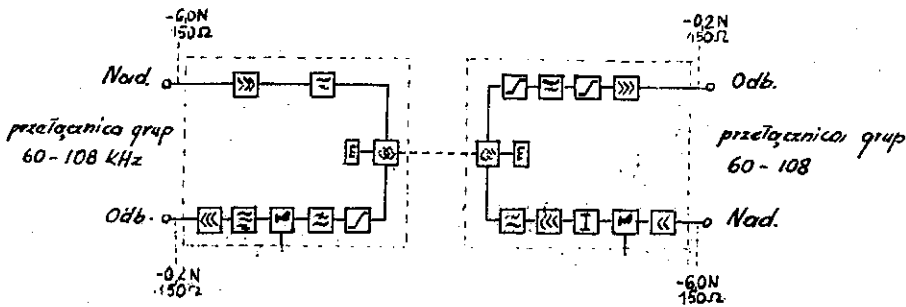
Rys. 10. Wahania współczynnika odbicia na wejściu i wyjściu wzmacniacza

Oprócz wyżej opisanych stacji przelotowych nieobsługiwanych w trakcie liniowym znajdują się również stacje wzmacniakowe zasadnicze /z reguły obsługiwane^{1/}, których schematy blokowe podane są na rys. 11 i 12.



Rys. 11. Zasada pracy stacji zasadniczej dla systemów o pasmach 12 + 60 kHz i 72 + 120 kHz

^{1/}W oryginale "station principale"



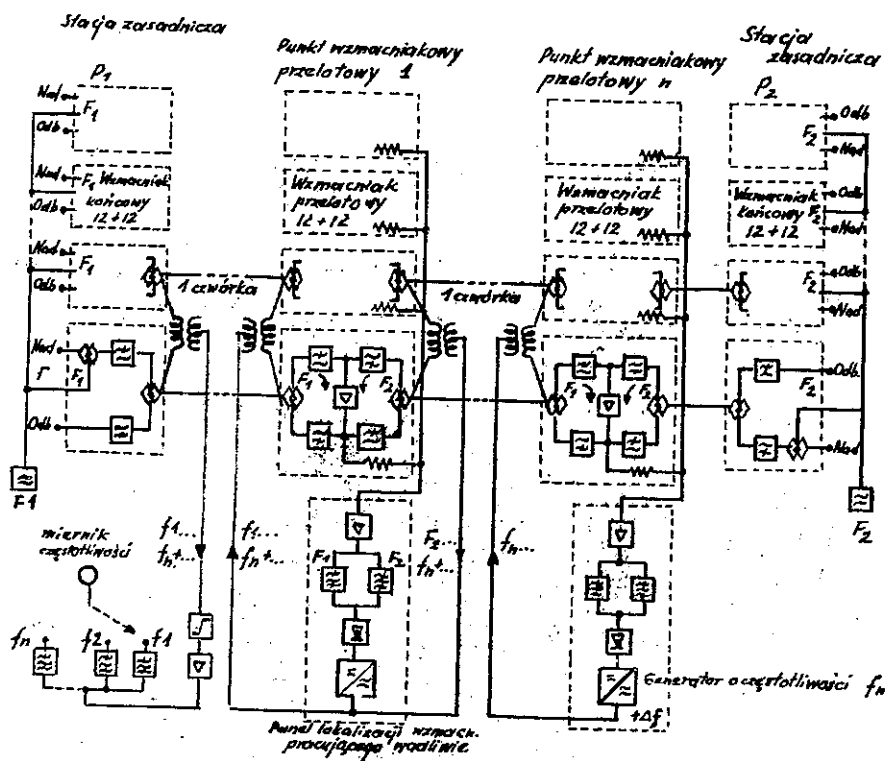
Rys. 12. Zasada pracy stacji zasadniczej dla systemów o pasmach $6 + 54$ kHz i $60 + 108$ kHz

2.3. Lokalizacja uszkodzonego wzmacniaka

Większość punktów wzmacniakowych traktu liniowego jest niedozorowana, należy więc zapewnić możliwość lokalizacji wzmacniaka pracującego wadliwie, przez stację wzmacniakową obsługiwaną. Urządzenie zdalnej lokalizacji przewidziane jest dla zespołu 12 systemów 12+12 i pozwala ono zlokalizować jakikolwiek wzmacniak pracujący wadliwie spośród 12 stacji przelotowych.

Rozpatrzmy odcinek kabla z torami symetrycznymi dla 12+12 telefonicznych kanałów i zawierających "n" stacji wzmacniakowych przelotowych i dwie stacje obsługiwane P_1 i P_2 /rys. 13/.

Obsługa znajdująca się na stacjach P_1 i P_2 ma możliwość wysyłania na tor prądu o częstotliwościach F_1 i F_2 leżących w pasmach $12 + 60$ kHz lub $72 + 120$ kHz. W każdej stacji wzmacniakowej są dwa filtry, o wąskim pasmie przepustowym, połączone tłumikami z wyjściem dwunastu



Rys. 13. Schemat zasady działania urządzenia lokalizacji wzmacniaka wadliwie pracującego w punkcie wzmacniakowym przelotowym

F_1 - częstotliwość rozpoznawania w kierunku P_1 - P_2 ;

F_2 - częstotliwość rozpoznawania w kierunku P_2 - P_1 .

wzmacniaczy; filtry te przesyłają prądy o częstotliwościach F_1 i F_2 do detektora. Prąd stały, otrzymany w ten sposób, moduluje częstotliwość generatora lokalnego o częstotliwości akustycznej. Częstotliwość generatorów lokalnych 12 punktów wzmacniających zdalnie dozorowanych zawarte są w pasmie 420 ± 1740 Hz co 120 Hz.

Obecność lub brak napięcia zdetektowanego zwiększa lub zmniejsza o 35 Hz częstotliwość własną generatora lokalnego. Częstotliwości sygnalizacyjne są wysyłane na torach pochodnych.

2.4. Zasilanie zdalne

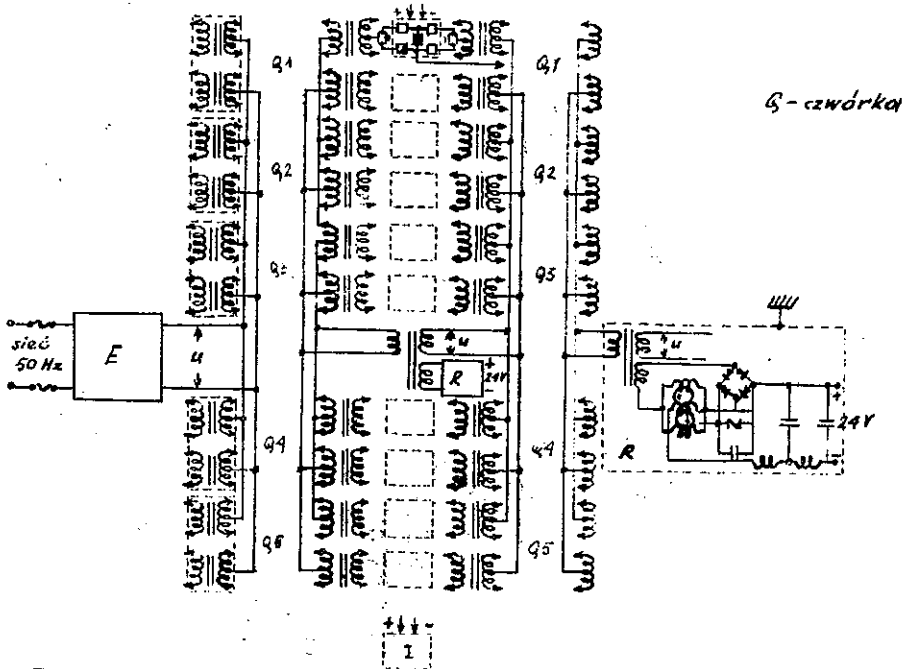
Układy zasilające mogą być typu szeregowego lub równoległego, a przesyłanie energii w postaci prądu stałego lub zmiennego. Niezbędna moc dla wzmacniaków tranzystorowych stacji przelotowych wynosi około 200 mW /24 V i 8 mA/. Energię zasilania zdalnego w większości wypadków przesyła się torami pochodnymi.

W sieci linii międzymiastowych, gdzie wszystkie stacje wzmacniakowe zawierają urządzenia akustyczne, posiadają instalacje energetyczne i są oddalone najwyżej o 60 do 80 km, maksymalna ilość punktów wzmacniakowych zdalnie zasilanych na jednym kablu z tej samej stacji wynosi 4. Zasilając z dwu stron, odcinek zasilania zdalnego może wzrosnąć do długości rzędu 160 - 200 km. Przy zasilaniu szeregowym, w przypadku uszkodzenia jednego wzmacniaka, całość urządzeń jest pozbawiona zasilania i mogą wystąpić trudności przy lokalizacji uszkodzenia.

Przy zasilaniu równoległym należy przewidzieć w każdej stacji zdalnie zasilanej regulator napięcia. Mamy tu dodatkową stratę energii na regulatorze.

Urządzenie zasilania prądem stałym jest prostsze od urządzenia zasilania prądem zmiennym.

W przypadku zasilania 4 stacji przy zasilaniu szeregowym trzeba przesyłać napięcia rzędu 200 V, a przy zasilaniu równoległym rzędu 70 V.



Rys. 14. Układ zasilania zdalnego prądem zmiennym

Zasilanie prądem stałym może być stosowane tylko dla ograniczonej ilości punktów zdalnego zasilania. Zasilanie prądem stałym wymaga ciągłości galwanicznej przewodów kabla i grozi niebezpieczeństwem dla personelu.

Zasilanie prądem zmiennym wymaga w każdym punkcie wzmacniającym stosowania prostownika, ale ma też zalety:

- a/ przerwanie ciągłości galwanicznej przewodów,
- b/ usunięcie z urządzeń napięć niebezpiecznych dla personelu,
- c/ możliwość wyboru dla każdego wzmacniacza optymalnych wartości napięć i prądów.

Na rysunku 14 podany jest układ zdalnego zasilania prądem zmiennym.

3. WNIOSKI

1. Stosowanie tranzystorów w urządzeniach liniowych typu 12+12 znacznie zmienia ekonomiczność systemów transmisyjnych.
2. Porównanie systemu stosującego wzmacniaki lampowe z systemem stosującym wzmacniaki tranzystorowe bez przemiany częstotliwości.

Gdy tłumicność odcinka wzmacniakowego, przy stosowaniu systemu 12+12 wynosi 7 N, wymagana moc wzmacniaka wynosi 7,8 N. W przypadku lamp próżniowych moc tę można otrzymać z jednego tylko wzmacniacza. W przypadku tranzystorów problem ten jest trudniejszy z powodu szumu wprowadzanego przez tranzystor. Tej trudności można uniknąć stosując przedwzmacniacz i wzmacniacz wyjściowy z regulacją sprzężenia między nimi. Stopień wyjściowy wzmacniacza /tranzystorowy/ jest w układzie przeciwsobnym w klasie A.

3. Stosowanie tranzystorów upraszcza budowę stacji wzmacniakowych. Stacje wzmacniakowe niedozorowane można umieszczać w skrzyniach hermetycznych i zakopywać je do ziemi.
4. Uproszczony układ zdalnego zasilania z powodu małego poboru energii.

5. Stosowanie krótkich odcinków wzmacniakowych.

WYKAZ LITERATURY

1. J.L. Hurault et J. Oswald. - Système à courants porteurs à deux bandes de fréquences pour une exploitation à deux fils sur paires symétriques en câble, Câbles & Transmission, 9^e A, N^o4, oct. 1955, p. 304.
2. M. Toutan, J. Brune, C. Chalhoub, J. Salzmänn. - Les systèmes à courants porteurs sur câbles à paires symétriques équipés de matériels 51 L, Câbles & Transmission, 13^e A, No 4, oct, 1959, p. 248.
3. Recommandations du C.C.I.F. relatives aux systèmes téléphoniques du type 12+12, Livre Vert, 1956, Tome III bis, § 3.5.2., p. 127, édit. française.
4. R. Dallemagne et P. Caniquit. - Amplificateurs à transistors à contre-réaction, Câbles & Transmission, 13^e A, No 4, oct. 1959, p. 230.
5. Question 45, posée par le C.C.I.T.T, par lettre circulaire le 3/7/1959. Rapports et documents édités à l'occasion des réunions de mars 1960: Commission No 1, document No 176, Sous-Commission 1/1, document No 43, Question 45, 5 mai 1960, pp. 86 à 96.
6. G. Fuchs et J. Boulin. - Système téléphonique transistorisé à 12 voies, du type 12+12 avec espacement de voies de 6 kHz, Câbles & Transmission, 15^e A, No 4, janv. 1961.

7. Recommandations du C.C.I.F. relatives aux systèmes de téléphonie multiple à courant porteur sur paires symétriques non chargées en câble, Livre Vert 1956, Tome III bis § 3.3.1.c, p. 80, édit. française.
8. Communication privée.
9. Recommandations du C.C.I.T.T., Tome I du Livre Rouge, 1957, p. 264.
10. Recommandations du C.C.I.T.T. Projet de Tome III du Livre Rouge, Avis G 312, p. 46 et G 331, p. 75 /Com. I, document No 165, 9 mars 1960/ et /Com. 1, document No 172, p. 9, 28 avril 1960/.
11. M. Toutan. - Le calcul des liaisons à courants porteurs, Câbles & Transmission /à paraître/.

TRANZYSTOROWY SYSTEM TELEFONII 12-KROTNEJ TYPU 12+12
Z ODSTĘPEM MIĘDZY KANAŁAMI 6 kHz^{1/}

G. Fuchs, J. Boulin. Systeme telephonique transistorise a 12 voies, du type 12+12 avec espace-ment de voies de 6 kHz. Câbles & Transmission - Nr 1/1961 r, str. 72-89.

1. WSTĘP

Na koszty kanału telefonicznego składają się:

- a/ koszty urządzenia końcowego, które nie zależą od długości linii,
- b/ koszty traktu teletransmisyjnego /głównie koszty wzmacniaków i kabla/, które w przybliżeniu są proporcjonalne do długości linii.

Obniżenie kosztów kabli /np. przez zmniejszenie średnicy żył/ prowadzi w większości przypadków do wzrostu kosztów wzmacniaków. Można znaleźć optymalny podział kosztów na kabel i urządzenia liniowe, który odpowiada najniższym nakładom. Podobne zjawisko występuje przy rozważaniu podziału kosztów na urządzenia końcowe i na trakt liniowy. Rozszerzenie na przykład pasma przeznaczonego na utworzenie jednego kanału telefonicznego pociąga za sobą zwiększenie kosztów traktu liniowego, podczas gdy koszty urządzenia końcowego maleją. A więc dla danego

^{1/} Na podstawie oryginału opracował K. Dabski.

traktu liniowego i urządzenia końcowego można dobrać optymalną szerokość kanału telefonicznego.

Zastosowanie tranzystorów uczyniło ekonomicznymi niektóre systemy telefonii nośnej przez znaczne zmniejszenie kosztów budowy stacji wzmacniakowych /urządzeń, budynków i siłowni/. Zastąpienie urządzeń lampowych urządzeniami tranzystorowymi nie zawsze prowadzi do systemu najbardziej ekonomicznego. Zastosowanie transformatorów pozwala zwiększyć ilość wzmacniaków na trasie, co w większości przypadków doprowadza do zmniejszenia kosztów kabli.

Taka ewolucja w dziedzinie kabli doprowadziła do powstania toru współosiowego małowymiarowego, a w przypadku systemów typu 12+12 do powstania systemów o skróconych odcinkach wzmacniakowych.

Przy badaniu łączy realizowanych na kablach mieszanych, zawierających tory współosiowe małowymiarowe i czwórki DM, okazało się, że byłoby korzystne stosowanie na tych kablach systemu z kanałami o rozszerzonym pasmie częstotliwości. Stosowanie rozszerzonego pasma staje się ekonomiczne tylko po zastosowaniu tranzystorów.

Dla łączy na krótkie odległości, gdzie koszty traktu liniowego są niewielkie w porównaniu z kosztami urządzeń końcowych, najbardziej ekonomicznym systemem jest system o rozszerzonym pasmie kanałów, np. 6 kHz.

Rozważania te doprowadziły do powstania koncepcji linii i urządzeń systemu E-12, w którym 12 kanałów w jednym kierunku zajmuje pasmo 12-84 kHz., a 12 kanałów w

drugim kierunku - pasmo 96-168 kHz. Na wybór tego systemu wpłynęła prostota budowy i niska cena urządzeń. Wzmacniaki przelotowe rozmieszczone są co 7,3 km w punkcie pupinizacyjnym. Tak zbudowany trakt może być również wykorzystany do przesyłania 12 kanałów zajmujących pasmo o szerokości 48 kHz. Ma to zastosowanie przy przesyłaniu podstawowej grupy pierwotnej /wydzielonej np. z systemu TN 60/.

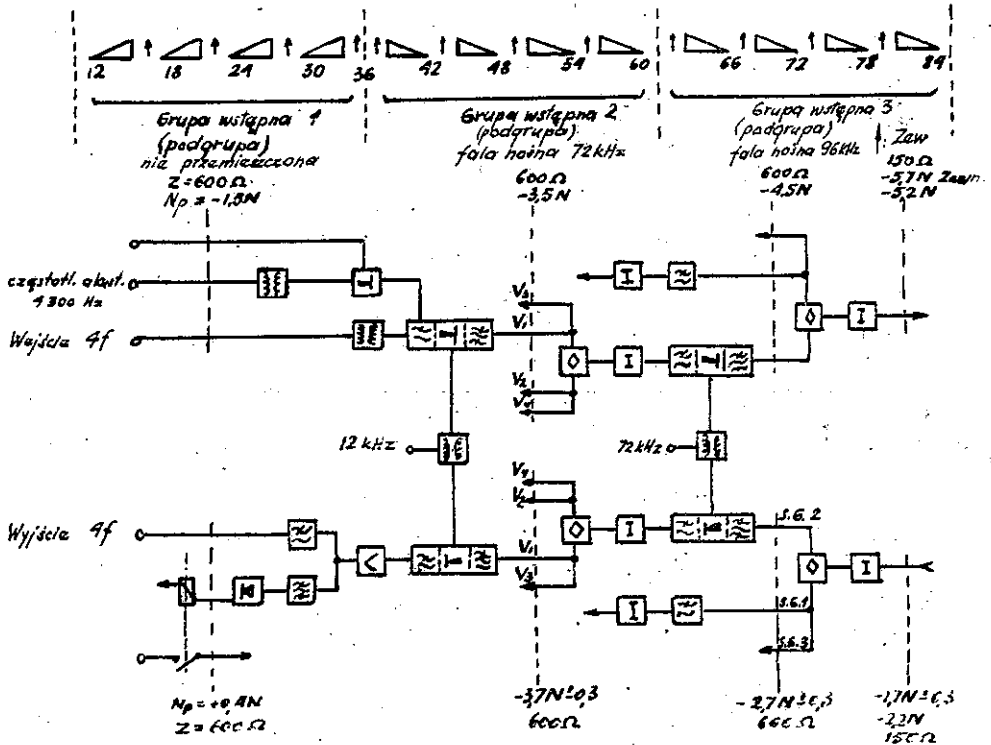
2. URZĄDZENIE KOŃCOWE

Grupę 12-kanałową w pasmie 12-84 kHz tworzy się z trzech czterokanałowych podgrup. Każda podgrupa zajmuje pasmo 12-36 kHz. Grupę 12-kanałową otrzymuje się w sposób następujący: jedna podgrupa pozostaje w pasmie 12-36 kHz, a następne są przeniesione w pasma 36-60 kHz i 60-84 kHz.

Zastosowano tu nowy system modulacji, w którym tłumienność modulacji teoretycznie jest równa zero, a praktycznie około 0,2 N /wraz z tłumiennością filtrów/.

Tucker'et i Geusel /4 / stworzyli nową teorię modulatora zamkniętego dwoma selektywnymi opornościami, tak dobranymi, że sprawność modulatora jest bliska 1 /fala nośna jest wytłumiona/.

Zespoły kanałowe zawierają modulatory i zewnik 4300 Hz. Wzmacniacz odbiorczy posiada możliwość zmiany wzmacnienia za pomocą potencjometru w granicach $\pm 0,3$ N, co pozwala skompensować zmiany charakterystyk kabla. Gabaryty charakterystyk filtrów w urządzeniu są tak określo-



Rys. 1. Położenie kanałów i diagram poziomów systemu E12
S.G: /podgrupa/ grupa wstępna; N_p : poziom mocy; V-kanał

ne, że moc szumów w kanale, spowodowanych zakłóceniami pochodzącymi z sąsiednich kanałów, jest mniejsza niż 100 pW.

Ponieważ tłumienność modulatora i filtra jest bardzo mała, można było osiągnąć, przy równoległym połączeniu kanałów na rozgałęźniku, oporność dającą współczynnik odbicia, w stosunku do oporności nominalnej 600Ω , mniejszy niż 7%.

Urządzenie końcowe wymaga następujących fal nośnych:

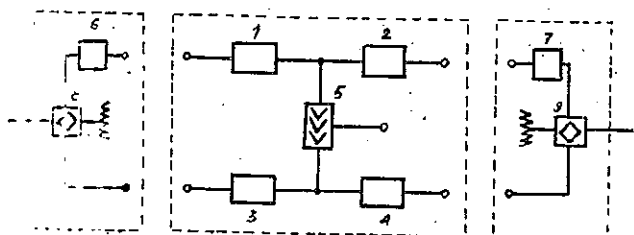
12, 18, 24, 30, 72, 96, 180 kHz, które otrzymuje się z podziału częstotliwości 1140 kHz dostarczonej przez generator kwarcowy. Podziału dokonuje się na przerzutnikach tranzystorowych.

3. URZĄDZENIE LINIOWE

W urządzeniu E-12 występują dwa rodzaje stacji wzmacniakowych:

- a/ obsługiwane stacje wzmacniakowe zasilane lokalnie, z przemieszczaniem pasm grup dwunastkowych w celu zmniejszenia przesłuchów;
- b/ nieobsługiwane tranzystorowe stacje wzmacniakowe zasilane zdalnie.

Wzmacniaki tych stacji są wmontowane na stałe w trakt liniowy. Długość odcinka wzmacniakowego odpowiada 4 odcinkom pupinizacyjnym i jeżeli któryś z odcinków jest krótszy, to uzupełnia się go układem wydłużającym, który włącza się między rozgałęźnik a filtr po stronie odbioru.



Rys. 2. Schemat blokowy wzmacniaka liniowego stacji przelotowych

1,2,3,4 - zwrotnice i równoważniki, 5 - wzmacniacz tranzystorowy, 6,7 - uzupełnienie długości, 8,9 - rozgałęźnik

Stacja przelotowa posiada wyposażenie dla 6 czwórek, to znaczy dla 12 systemów. Zespół ten posiada wspólne urządzenie zdalnego zasilania i urządzenie do lokalizacji uszkodzeń.

4. WPŁYW ZASTOSOWANIA TRANZYSTORÓW NA WYMAGANIA TECHNICZNE NA KABEL

System 12+12 przy zastosowaniu tranzystorów można zrealizować na czwórkach DM. Wzmacniacze tranzystorowe charakteryzują się małym poborem energii. Pobór energii wzmacniacza przelotowego jest rzędu 0,2 W. Dlatego możliwe jest zdalne zasilanie dużej ilości wzmacniaków, a więc można skrócić długość odcinka wzmacniakowego, co w konsekwencji zmniejsza jego tłumienność.

Wzmacniacz tranzystorowy ma małą wzmocność i dlatego można usunąć cewki odsprzęgające na stacjach przelotowych. Mała wzmocność wzmacniacza powoduje zmniejszenie szumu wprowadzanego przez urządzenia. Zmniejszone są szумы cieplne i szумы przesłuchu nieliniarnego /produkty drugiego i trzeciego rzędu/.

Dane wzmacniacza tranzystorowego

współczynnik szumu wzmacniacza liniowego	$F = 4$
wzmocność skuteczna wzmacniacza	4,5 N
względny poziom mocy kanału na wyjściu wzmacniacza	-1,1 N

tłumiennosc zniekształceń harmonicznyc
 drugiego rzędu dla fali sinusoidalnej
 o mocy 1 mW przy względnym poziomie
 mocy zero o częstotliwości $\frac{168}{2}$ kHz $A_{2h} = 9,7$ N

tłumiennosc zniekształceń harmonicznyc
 trzeciego rzędu dla fali sinusoidalnej
 o mocy 1 mW przy względnym poziomie
 mocy zero i częstotliwości $\frac{168}{3}$ kHz $A_{3h} = 13,2$ N

Przy zastosowaniu wzmacniaków tranzystorowych uzyskuje się lepsze dopasowanie wzmacniaka do kabla /współczynnik odbicia około 7%.

Dzięki zastosowaniu tranzystorów można więc osiągnąć:

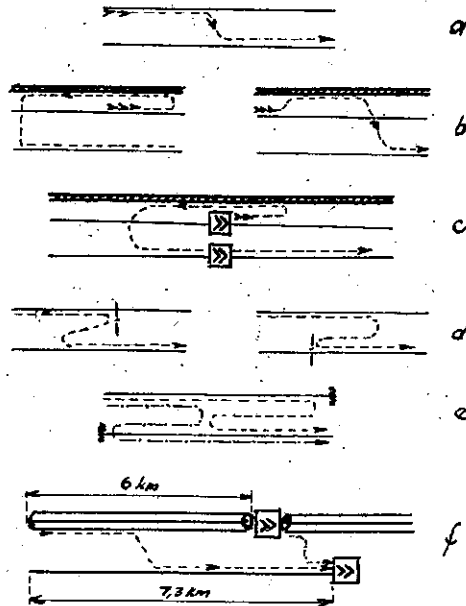
- a/ zwiększenie ilości czwórek dla TN w kablach mieszanych,
- b/ usunięcie cewek odsprzęgających ze stacji wzmacniakowych bez konieczności stosowania przemiany częstotliwości,
- c/ rozszerzenie pasma przenoszonych częstotliwości,

5. LINIE

5.1. Przeskuch

Przy opracowywaniu nowych systemów nośnych dla torów symetrycznych ważnym zagadnieniem jest zagadnienie szumów. Całkowita moc szumów w torze składa się z szumu cieplnego, szumu przesłuchu nieliniarnego i szumu przesłuchu liniarnego. Całkowita moc szumów powinna być

mniejsza od 3 pW na km traktu liniowego. Moc szumów wprowadzana przez wzmacniak tranzystorowy jest mniejsza od 1 pW/km, a więc tor kablowy może wnosić do 2 pW/km.



Rys. 3. Sposoby powstawania przesłuchu zdalnego między torami nośnymi

a/ przesłuch zdalny bezpośredni, b/ przesłuch zdalny przez tor trzeci wewnątrz odcinka wzmacniakowego /na lewo - "zbliżony"- "zbliżony" i na prawo "zdalny" - "zdalny"/, c/ przesłuch zdalny przez tor trzeci w punkcie wzmacniakowym telefonii nośnej, d/ przesłuch zdalny spowodowany odbiciami w linii /na lewo - odbicie na torze zakłócającym, e/ przesłuch zdalny spowodowany odbiciami na końcach linii, f/ przesłuch zdalny między torem współosiowym i torem nośnym

Przesłuchy w kablach mogą być spowodowane:

a/ przesłuchem zdalnym bezpośrednim wynikłym z bezpo-

średniego przejścia energii z jednego toru nośnego na drugi poprzez sprzężenia elektromagnetyczne rozłożone wzdłuż linii /rys. 3a/,

- b/ przesłuchem zdalnym poprzez tory trzecie wewnątrz odcinka wzmacniakowego /rys. 3b/,
- c/ przesłuchem poprzez tory trzecie w samym punkcie wzmacniakowym telefonii nośnej /rys. 3c/,
- d/ przesłuchem zdalnym spowodowanym przesłuchem zbliżonym odbitym od niejednorodności linii /rys. 3d/,
- e/ przesłuchem zdalnym spowodowanym przesłuchem zbliżonym odbitym od końców odcinka wzmacniakowego /złe dopasowanie wzmacniaka do toru - rys. 3e/,
- f/ przesłuchem zdalnym między torami współosiowymi a torami niepupinizowanymi. Jest to nowe zagadnienie właściwe kablom mieszanym, zawierającym tory współosiowe małowymiarowe /rys. 3f/.

Przy pomiarach końcowych przesłuchu zdalnego bezpośredniego nie można wyróżnić składowych a, b, d. Całkowity odstęp zdalnopresłuchowy odpowiadający temu pomiarowi oznaczamy A_1 . W kablach dobrze zaprojektowanych przesłuchy wymienione w punktach b i d są do pominięcia.

Odstęp zdalnopresłuchowy przez tory trzecie w punkcie wzmacniakowym A_2 obliczamy ze wzoru

$$A_2 = A' + A'' - v$$

A' i A'' - tłumienności zbliżnopresłuchowe między to-

rami trzecimi i torami nośnymi z jednej i drugiej strony wzmacniaka,

v - wzmocność wzmacniaka.

Odstęp zdalnoprzesłuchowy A_3 , który odpowiada przesłuchowi zbliżnemu odbitemu na jednym końcu kabla, obliczymy

$$A_3 = P + R - 0,35 [N]$$

P - tłumienność zbliżnoprzesłuchowa między torami nośnymi, zmierzona w normalnych warunkach,

R - tłumienność niedopasowania wzmacniaka do kabla.

Poprawka 0,35 N uwzględnia dwa odbicia na wejściu i na wyjściu wzmacniaka.

5.2. Metoda obliczania szumu na odcinku jednorodnym

5.2.1. Dane wyjściowe do obliczenia szumu w rozpatrywanym przypadku

Zakres częstotliwości	12-168 kHz
l - długość odcinka wzmacniakowego	7,3 km
L' - długość odcinka między stacjami wzmacniakowymi dozorowanymi, zawierającego $N' = 10$ odcinków wzmacniakowych	70 km
L - długość odcinka jednorodnego zawierającego $N = 6$ odcinków między stacjami dozorowanymi	420 km

s	- ilość torów nośnych w kablu	24
a	- tłumienność odcinka wzmacniakowego przy największej częstotliwości	3,4 N

5.2.2. Przesłuch zdalny zrozumiały na odcinku jednorodnym

Odstęp zdalnopresłuchowy E oblicza się ze wzoru

$$E = A - \frac{1}{2} \ln n$$

A - odstęp zdalnopresłuchowy przesłuchu zrozumiałego, który odpowiada średniej mocy na odcinek wzmacniakowy,

n - ilość odcinków wzmacniakowych.

Dla oszacowania wartości A opieramy się na jednym najbardziej niekorzystnym przesłuchu zdalnym /bez sumowania A_1, A_2, A_3 - gdyż przesłuch zrozumiały występuje przy jednym przesłuchu zdalnym/.

Dla jednego odcinka wzmacniakowego, współczynnik n wynosi

$$n = N \cdot \frac{N}{2} = 10 \cdot \frac{6}{2} = 30$$

A więc

$$E = A - \frac{1}{2} \ln 30 = A - 1,7$$

Aby określić E, zgodnie z zaleceniami CCITT, /dotyczących 90% przypadków/ trzeba przyjąć rozkład zmiennej przypadkowej E dla dużej ilości odcinków wzmacniakowych.

Prawem określającym prawdopodobieństwo wystąpienia określonego E jest prawo Rayleigha /spełniane przez moduł liczby zespolonej, której obie składowe podlegają prawu Laplace'a - Gaussa/.

Dla rozkładu Rayleigha wartość dotycząca 90% przypadków znajduje się o 0,4 N poniżej wartości, odpowiadającej mocy średniej, a więc:

$$E_{90\%} = A - 2,1$$

5.2.3. Szum przesłuchu zdalnego na odcinku jednorodnym

Przy obliczaniu tego szumu opieramy się na metodzie opisanej przez Administrację Francuską /5/.

$$\frac{1}{2} \ln W = x + \frac{1}{2} \ln /s - 1/+ \frac{1}{2} \ln n - D$$

W - szum przesłuchu zdalnego linearnego,

x - wartość odniesienia średniej mocy mowy w kanale w godzinach największego obciążenia /x = - 1,73 N/

D - odstęp zdalnopresłuchowy, który odpowiada energii średniej na jednym odcinku wzmacniakowym.

Zamiast D można podstawić kolejno A_1 , A_2 , A_3 .

Jeżeli przeprowadzimy obliczenia dla poprzedniego przypadku, gdzie $s = 24$, a $n = 30$, otrzymamy

$$\frac{1}{2} \ln W = - D + 1,54.$$

6. ZAKOŃCZENIE

Systemy nośne typu 12+12 na torach symetrycznych są we Francji stosowane na torach macierzystych czwórek DM typu okręgowego z żyłkami miedzianymi o średnicy 0,9 mm i o izolacji papierowo-powietrznej. W produkcji kabli w fabryce czwórki nośne niczym się nie różnią od czwórek akustycznych przewidzianych do pupinizacji. Dopiero podczas montażu, z profilu kabla wybiera się czwórki do telefonii nośnej. W technice francuskiej symetryzacji dokonuje się przez krzyżowanie.

Łącze próbne oparte na systemie E-12 jest w budowie na kablu Marsylia - Tulon. Kabel ten zawiera 5 torów współosiowych i 38 czwórek DM w dwu warstwach /16+22/. Stacje wzmacniakowe są przewidziane co 7,3 km dla czwórek TN i co 6 km dla torów współosiowych.

System E-12 dzięki wykorzystaniu tranzystorów pozwala znacznie obniżyć koszt budowy linii na średnie długości. System ten jest bardziej ekonomiczny od systemu o szerokości kanału 4 kHz w sieciach złożonych, tam gdzie łącza są zazwyczaj krótkie i gdzie w licznych miejscach wymagane są doprowadzenia względnie małych ilości łączy. Jedną z ważnych zalet systemu E-12 jest to, że trakt liniowy może przesyłać podstawową grupę pierwotną wydzieloną np. z toru współosiowego.

WYKAZ LITERATURY

1. R. Béhus. La paire coaxiale de 1,18/4,43 mm normalisée pour câble à grande distance. Câbles & Transmission, 14^e A., n^o 4, oct. 1960, str. 296-306.
2. Patent francuski /Brevet francais/ n^o 1.245.667 demandé le 29 sept. 1959 par la Société Anonyme de Télécommunications, sous le titre; Perfectionnement aux montages changeurs de fréquence pour voies et groupes de voies de systèmes multiplex.
3. J. Salzmann. Modulateurs en anneau à filtres intégrés /à paraître dans Câbles Transmission, avr. 1961/.
4. D.G. Tucker. Rectifier modulators with frequency selective terminations, Proceeding of I.E.E. vol.96, Part III, n^o 43, sept. 1949, str. 422-428.
J. Gensel. Das Verhalten von Modulatorschaltungen bei komplexen insbesondere selektiven Abschlüssen, Frequenz, vol. 11, n^o 5, mai 1957, str. 153-159 et n^o 6, juin 1957, str. 175-184.
5. Livre Vert C.C.I.T.T., Genève, déc. 1956, tome III bis, str. 305-307.
6. C.C.I.T.T. 1960, Document C.E. Com. 1-n^o 165 /923/ F, str. 172-173.
7. J. Aubert, J. Brune et M. Sabine. Systèmes téléphoniques à 12 voies du type 12+12. Equipements de lig-

- ne transistorisés, Câbles & Transmission, 15° A., n° 1, janv. 1961 str. 50-71.
8. Livre Vert C.C.I.T.T., Genève, déc. 1956, tome III bis, str. 14, Tableau I.
9. Livre Vert C.C.I.T.T., Genève, déc. 1956, tome III bis, str. 78-80.
10. H. Kaden - Das Nebensprechen zwischen unbelasteten Leitungen in Fernsprechkabeln, Europäischer Fernsprehdienst, 1938, n° 49, str. 439-446.
11. R. Croze et L. Simon. Transmission téléphonique. Théorie des Lignes, édit. Eyrolles, Paris, 1952.
12. J.L. Hurault et J. Oswald. Systèmes à courants porteurs à deux bandes de fréquence pour une exploitation à deux fils sur paires symétriques en câble, Câbles & Transmission, 9° A., n° 4, oct. 1955, str. 304-323.
13. J. Weulersse. L'avenir du réseau des lignes à grande distance, Câbles & Transmission, 11° A., n° 4, oct. 1957, str. 391-399.
14. R. Dellemaigne et C. Hannigsberg. Emploi de courants porteurs de forme rectangulaire pour l'alimentation des modulateurs en anneau /à paraître dans Câbles & Transmission/.
- Opublikowano w Câbles & Transmission, 15° A., n° 3, 1961, str. 240-260 /przyp. red./.

