

1970
Nr 3 (96)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA — MIEDZESZYN

PRZEGLĄD
ZAGADNIENI
ŁĄCZNOŚCI



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRZEGLĄD ZAGADNIEŃ ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności

№ _____

ROK 10

WARSZAWA 1970

NR 3(96)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja
Problemów Łączności i Przeglądu Zagadnień Łączności

Redaktor Naczelny - prof. Zenon Szpigler

Redaktorzy działów:

mgr inż. Władysław Cetner, mgr inż. Adam Moniuszko,
mgr inż. Józef Możejko, dr Stanisław Włoszczowski

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

NA PRAWACH REKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 740. Druk ukończono
w kwietniu 1970 r.

PRZEGLĄD
ZAGADNIENÍ ŁĄCZNOŚCI

Systemy teletransmisyjne współosiowe
oraz sieci zintegrowane

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Lehnich K.H.: Urządzenia traktów liniowych systemów 300- i 960-kanalowych dla małowymiarowych kabli współosiowych - Opracował W. Barjasz	1
2. Shigeru Aoe, Gen Marubayashi: Tranzystorowe urządzenia systemu 12 MHz dla torów współosiowych - Opracował W. Barjasz	40
3. Böhrringer M.: Zintegrowane, cyfrowe systemy telekomunikacyjne - Opracował M. Żurawski	93
4. Böhrringer M.: Cyfrowe systemy zintegrowane - przyszłością telekomunikacji - Opracował M. Żurawski	105

URZĄDZENIA TRAKTÓW LINIOWYCH SYSTEMÓW
300- i 960-KANAŁOWYCH DLA MAŁOWYMIAROWYCH
KABLI WSPÓŁOSIOWYCH

Opracował W. Barjasz na podstawie artykułu Lehnich K.H.: Compatible 300 and 960-channel line equipment for small diameter coaxial cable. IEEE Transactions on Communications Technology, 1967 t. 15 nr 1, s.108-120.

PODSTAWOWE ZAŁOŻENIA SYSTEMU

Urządzenia systemów 300- i 960-kanałowych zostały zaprojektowane dla zapełnienia luki, jaka istniała w zakresie krotności dotychczas dostępnych systemów. Urządzenia opisywane w tym artykule zaprojektowano, wykorzystując wszystkie zalety nowych elementów, podzespołów, materiałów i metod produkcyjnych.

Dotychczas stosowane systemy na torach symetrycznych, z izolacją papierową lub styrofleksową, umożliwiały utworzenie co najwyżej 120 kanałów w przypadku transmisji dwutorowej. Przyczyną takiego stanu rzeczy są zbyt duże przesłuchy rosnące wraz z częstotliwością, które dla częstotliwości około 500 kHz uniemożliwiają dalsze wykorzystywanie kabli symetrycznych. Z powodu trudności z przesłuchami nawet przy mniejszych częstotliwościach, systemy nośne dla torów symetrycznych wymagają bądź dwóch kabli dla dwóch różnych kierunków transmisji (sy-

stem dwukablowy), bądź dwóch różnych pasm częstotliwości (system różnokanałowy).

Systemy stosowane na normalnowymiarowych torach współosiowych o wymiarach 2,6/9,5 mm mają zwykle krotności 960 lub 2700 kanałów, przy czym system 960 jest dla tego typu kabli mało ekonomiczny, a tym bardziej niekorzystne byłyby systemy o jeszcze mniejszej krotności. Dopiero zastosowanie techniki małowymiarowych torów współosiowych pozwala na stworzenie pełnej rodziny systemów i zlikwidowanie wielkiego przeskoaku pomiędzy krotnościami systemów symetrycznych i współosiowych.

Miejsce omawianych tutaj nowych systemów pomiędzy najważniejszymi istniejącymi systemami dość dobrze ilustruje rys. 1^{x)}. Na rysunku tym przedstawione jest zużycie miedzi na 1 kanał i 1 km w zależności od krotności systemu. Tego rodzaju wskaźnik może być przyjęty jako obiektywna miara przy porównywaniu różnych typów kabli i systemów. Wykresy pokazane na rys. 1 ilustrują również w pewnym stopniu w przybliżeniu koszt kabla przypadający na 1 kanał/1 km. Gdyby próbować zastosować system 300-kanałowy na kablu normalnowymiarowym, to jednostkowe zużycie miedzi na kanał byłoby większe, aniżeli w systemach symetrycznych 60 i 120 kanałowych, co oczywiście byłoby rozwiązaniem nieekonomicznym. Jeśli jednakże zastosuje się tory współosiowe o mniejszych średnicach, to tym samym zmaleje jednostkowe zużycie

x) Rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

miedzi, a także i koszty. Na rys. 1 można także zaobserwować, że krotności systemów 120, 300, 960 i 2700 są prawie równomiernie rozmieszczone na skali logarytmicznej.

Kabel o mniejszej średnicy ma większą tłumienność i wymaga stosowania krótszych odcinków wzmacniakowych, a tym samym większej liczby wzmacniaków w linii o określonej długości. Całkowity koszt linii przy danej krotności systemu będzie więc zależał od średnicy toru współosiowego. Dla pewnej średnicy koszt ten osiągnie minimum. To minimum zależy od krotności systemu i od liczby par współosiowych stosowanych w kablu. Ogólnie mówiąc, im większa krotność systemu, tym dla większej średnicy toru wypada minimum kosztów. W konkluzji można by powiedzieć, że dla każdej krotności istnieje własna optymalna średnica toru. Jednakże ze względu na interesy przemysłu, takie postawienie sprawy byłoby nieekonomiczne. Z tego powodu ilość średnic torów współosiowych ogranicza się do niezbędnego minimum i produkuje się jedynie te, które są najbardziej opłacalne dla najczęściej stosowanych krotności.

W ramach międzynarodowej współpracy zostały znormalizowane przez CCITT dwa rodzaje torów współosiowych:

- a) normalnowymiarowy 2,6/9,5 mm,
- b) małowymiarowy 1,2/4,4 mm.

Tłumienność jednostkowa toru małowymiarowego, na którym pracują systemy opisywane w niniejszym artykule, została ustalona na 0,61 Np przy częstotliwości 1 MHz.

PLAN CZĘSTOTLIWOŚCI

Dla systemu 300-kanałowego CCITT zaleca rozkład grup w liniowym pasmie częstotliwości jak na rys. 2. Możliwe są dwa warianty. Pierwszy zawiera pięć grup wtórnych w pasmie częstotliwości od 60 do 1300 kHz; drugi wariant umożliwia przesyłanie jednej grupy trójnej w pasmie 64 - 1296 kHz. Urządzenia traktu liniowego umożliwiają realizację obu wariantów. Dla systemu 300-krotnego CCITT zaleca stosować główny prąd pilotowy o częstotliwości 1364 kHz i pomocniczy prąd pilotowy o częstotliwości 60 kHz. Ten drugi może być również wykorzystywany do porównywania częstotliwości. Na rys. 3 pokazany jest rozkład częstotliwości dla systemu 960-kanałowego. Pierwszy wariant zawiera 16 grup wtórnych zajmujących pasmo 60 - 4628 kHz, a drugi trzy grupy trójne w pasmie 316 - 4188 kHz. Urządzenia traktu liniowego także w tym przypadku umożliwiają realizację obu wariantów. Wybór wariantów zależy od decyzji administracji i wynika z ogólnej struktury sieci. Liniowe prądy pilotowe mają częstotliwości 4287 oraz 60 kHz; 4287 kHz jest głównym pilotem regulacyjnym, a 60 kHz pomocniczym.

ODCINKI WZMACNIAKOWE

Wzmacniaki muszą być włączane w tor w regularnych odstępach, których długość jest uzależniona od wielu czynników. Każdy wzmacniak wytwarza pewną porcję szumów; na ogół trudno jest uzyskać mniejszy współczynnik szumów

aniżeli 5 - 6 dB, pomimo stosowania wszelkich dostępnych środków zaradczych. Poziom sygnału wejściowego wzmacniaka musi więc być dostatecznie duży, aby mógł być zachowany odpowiedni stosunek sygnału do szumu, zgodny z zaleceniami CCITT.

Wraz z wydłużaniem odcinka wzmacniakowego musi także wzrastać poziom nadawczy wzmacniaka. Na rys. 4 pokazane są wykresy mocy nadawczych dla obu omawianych systemów w zależności od długości odcinków wzmacniakowych, a także niezbędne moce użytkowe. tzn. moce, których przekroczenie powoduje już przesterowanie wzmacniaków. Dla mocy mniejszych od mocy użytkowych wzmacniaki zachowują się jak układy kwasi-linearne. Z tych wykresów widać, że zapotrzebowanie na moc gwałtownie wzrasta z wydłużaniem odcinka wzmacniakowego. Wielkość mocy użytkowej, jaką dysponuje wzmacniak, jest związana z zapotrzebowaniem na moc zasilania prądu stałego, tak więc z wydłużaniem odcinka musi wzrosnąć moc zdalnego zasilania. Dla omawianych systemów wybrano odcinki wzmacniakowe o długościach 8 i 4 km. Zachowanie stosunku 2:1 jest niezmiernie istotne, ponieważ pozwala na proste zwiększenie przepustowości traktu liniowego z 300 na 960 kanałów przez wymianę i dwukrotne zwiększenie liczby wzmacniaków.

Wzmacniaki tranzystorowe odznaczają się tą zaletą, że zasilane są wyłącznie prądem stałym. Zdalne zasilanie realizowane jest poprzez wewnętrzne żyły dwóch par współosiowych, należących do tego samego systemu (dwa kierunki transmisji). Stosuje się szeregowe zasilanie,

tn. w pętli zasilania wszystkie odbiorniki energii połączone są szeregowo. Na stacji zasilającej prąd zdalnego zasilania jest stabilizowany z dość dużą dokładnością. Dla systemu 300-kanalowego wielkość prądu zdalnego zasilania wynosi 40 mA, a dla systemu 960-kanalowego 60 mA.

Każdy zestrój nośny posiada własne zdalne zasilanie, ewentualne więc uszkodzenie przerywa pracę tylko jednego zestroju. Jedna stacja zasilająca może zasilać zdalnie do 12 wzmacniaków nieobsługiwanych w jedną stronę. Tak więc maksymalna odległość między dwoma stacjami obsługiwanymi może wynosić 25x8 km w przypadku systemu 300-krotnego i 25x4 km w przypadku systemu 960-krotnego.

REGULACJA I KOREKCJA

Tłumienność toru współosiowego zmienia się w funkcji temperatury o około $0,2\%/1^{\circ}\text{C}$. Z drugiej strony kable zakopane na głębokości około 80 cm podlegają wahaniom temperatury około $\pm 8^{\circ}\text{C}$, przy średniej temperaturze $+10^{\circ}\text{C}$, w skali rocznej.

Na rysunku 6 pokazane są wahania temperatury gruntu w ciągu roku, przy czym wykresy te opracowane są na podstawie 10-letnich obserwacji. Przykład wahań temperatury w krótkim okresie czasu podany jest na podstawie jednorazowych pomiarów.

W konkluzji przytoczonych liczb można stwierdzić, że tłumienność toru kablowego zmienia się o $\pm 2\%$ wokół swojej nominalnej wielkości. Fakt ten należy uwzględnić przy

projektowaniu urządzeń traktów liniowych, aby uniknąć zbyt dużych wahań poziomu.

Regulacja poziomu jest zwykle realizowana za pomocą prądu pilotowego. Jednak odbiorniki prądu pilotowego wymagają dość znacznej mocy zasilającej, którą należałoby przesłać zdalnie, co z kolei ogranicza zasięg zdalnego zasilania. Aby więc tego uniknąć, regulację poziomu za pomocą prądu pilotowego stosuje się tylko w tych punktach, gdzie jest to niezbędnie potrzebne. W obu opisywanych systemach oprócz regulacji prądem pilota stosuje się jeszcze dodatkową regulację. Przy zastosowaniu pewnych środków ostrożności można utrzymać we wzmacniakach taką samą temperaturę, jaka panuje w kablu. W ten sposób można regulować wzmocnienie wzmacniaka w zależności od zmian temperatury otoczenia. Uzyskuje się to na drodze umieszczenia termistora w obwodzie korekcyjnym, który dopasowuje wzmocnienie do tłumienności kabla w zależności od zmian temperatury. Dokładność tej regulacji jest jednak ograniczona i pozostawia ona pewne resztkowe odchyłki poziomu, które po zsumowaniu na kilku odcinkach wzmacniakowych są następnie kompensowane za pomocą automatycznej regulacji poziomu prądem pilotowym. Częstość stosowania stacji z automatyczną regulacją prądem pilotowym zależy od głębokości zakopania kabla i od konstrukcji nieobsługiwanych stacji.

Długość odcinków wzmacniakowych może się zmieniać w niewielkich granicach, a także występują pewne wahania tłumienności jednostkowej kabla, wynikające z tolerancji fabrycznych. Te niewielkie odchyłki mogą być kompen-

sowane za pomocą ręcznej regulacji wzmocnienia. Jest to jednak jedyny zabieg regulacyjny, który można wykonać we wzmacniaku nieobsługiwany, wszystkie pozostałe funkcje związane z korekcją charakterystyk przenoszenia traktu są zgrupowane na stacjach obsługiwanych.

LOKALIZACJA USZKODZEŃ

Stacje nieobsługiwane systemów 300 i 960-kanalowego są umieszczane w studzienkach lub zakopywane w ziemi. Takie rozwiązanie wymaga stosowania konstrukcji przystosowanej do umieszczania pod ziemią oraz praktycznie nie wymagającej obsługi, a także stosowania urządzeń do zdalnej lokalizacji uszkodzeń.

Uszkodzenie w trakcie liniowym jest sygnalizowane przez odbiornik pilota na stacji obsługiwanej, pozostaje jeszcze problem zlokalizowania miejsca wystąpienia uszkodzenia. Występujące uszkodzenia można podzielić na dwie kategorie:

- a) z przerwaniem obwodu zdalnego zasilania,
- b) bez przerwania obwodu zdalnego zasilania.

Dla obu rodzajów uszkodzeń przewiduje się odmienne sposoby lokalizacji.

Jeśli obwód zdalnego zasilania jest przerwany, stosuje się metodę pomiarów prądem stałym. Na stacji obsługiwanej na miejsce nadajnika zdalnego zasilania włącza się urządzenie badaniowe, podające napięcie stałe w obwód zdalnego zasilania. Polaryzacja tego napięcia

jest odwrotna w porównaniu z normalnym napięciem zdalnego zasilania. Diody w obwodzie zdalnego zasilania wzmacniaków nieobsługiwanych będą miały w takim przypadku małą oporność (rys. 6). Każdy wzmacniak ma dodatkowo opornik włączony w szereg z diodą łączącą oba kierunki zasilania. Mierząc wypadkową oporność tak utworzonego obwodu można ocenić liczbę wzmacniaków w pętli. Uszkodzenie występuje poza ostatnim wzmacniakiem objętym tym pomiarem.

Jeśli obwód zasilania zdalnego nie jest przerwany, to większość wzmacniaków nadal pracuje. Dla odnalezienia i oceny błędu zastosowano metodę impulsową, której zasady działania wyjaśnione są na rys. 7. Ze stacji obsługiwanej wysyłane są w tor impulsy prądu o częstotliwości 1450 kHz dla systemu V300 i 4660 kHz dla systemu V960. Częstotliwości te umieszczone są tuż ponad prądami liniowych prądów pilotowych i są także przenoszone przez wzmacniaki. W każdej stacji obsługiwanej znajduje się filtr przepustowy dla wymienionych częstotliwości, łączący oba kierunki transmisji. Dzięki temu impulsy po każdym ze wzmacniaków powracają na stację obsługiwaną, gdzie obserwowane są na oscyloskopie. Ponieważ są one dostatecznie krótkie, impulsy powracające od poszczególnych wzmacniaków mogą być obserwowane oddzielnie, dzięki opóźniającemu działaniu odcinków linii o różnych długościach. Można obserwować impulsy powracające od wszystkich działających wzmacniaków, a więc pierwszy wzmacniak, od którego nie ma powrotnego impulsu, jest uszkodzony. Zaletą tej metody jest moż-

liwość stosowania takich samych filtrów na wszystkich stacjach nieobsługiwanych i brak potrzeby identyfikacji wzmacniaków.

ZABEZPIECZENIA PRZED PRZEPIĘCIAMI

Wzmacniaki tranzystorowe są bardziej podatne na uszkodzenia spowodowane przepięciami aniżeli wzmacniaki lampowe. Z tego względu muszą być stosowane staranniejsze środki ochrony. Przepięcia mogą pochodzić od wyładowań atmosferycznych lub od uszkodzeń w liniach energetycznych.

Napięcia indukowane od linii energetycznych są prawie takie same w wewnętrznym przewodzie współosiowym, jak i w zewnętrznym. Jeśli oba przewody stanowią części składowe podobnego obwodu, to napięcie między nimi jest niewielkie. Przewód wewnętrzny jest połączony na całej długości odcinka zdalnego zasilania. Także przewód zewnętrzny jest połączony w odcinku zdalnego zasilania i odizolowany od ziemi.

Wyładowania atmosferyczne mogą powodować duże prądy w przewodzie zewnętrznym i wewnętrznym. W przypadku indukcji tego typu mogą się pojawić duże napięcia pomiędzy zewnętrznym i wewnętrznym przewodem pary współosiowej. Wzmacniaki są zabezpieczone przeciwko tym napięciom przez zespół urządzeń zabezpieczających, składający się z odgromników gazowanych, diod i diod Zenera (rys. 8).

OPIS URZĄDZEŃ

Urządzenia traktu liniowego systemów V960 i V300/8 km stanowią rodzinę systemów współosiowych i są zbudowane w oparciu o identyczne konstrukcje mechaniczne. Powyższa cecha oraz zachowanie stosunku odcinków wzmacniakowych 2:1 pozwala na łatwą przebudowę linii i trzykrotne zwiększenie jej przepustowości.

Oprócz wspólnych rozwiązań konstrukcji mechanicznych zastosowano także sporą liczbę podobnych rozwiązań elektrycznych.

W obu systemach znajdują się niektóre identyczne układy elektryczne oraz pewna liczba zespołów o zbliżonych rozwiązaniach. Zespoły te mają różne pasma przeniesienia i poziomy dla każdego z systemów przy wykorzystywaniu takiego samego układu elektrycznego.

Dla zapewnienia wysokiej niezawodności systemów stosowano bardzo staranną selekcję elementów oraz szczególne środki ostrożności w czasie projektowania.

Przewidziano następujące typy stacji wzmacniakowych:

a) stacje wzmacniakowe końcowe przeznaczone do współpracy z urządzeniami przemiany,

b) podziemne stacje nieobsługiwane zarówno z termiczną regulacją wzmocnienia, jak i z automatyczną regulacją za pomocą prądu pilotowego,

c) stacje obsługiwane, instalowane w przypadku, gdy odległość pomiędzy stacjami końcowymi przekracza 100 km

(V960) lub 200 km (V300); oprócz zasilania zdalnego stacje te umożliwiają przeprowadzenie korekcji dokładnej oraz odgałęzienie grup filtrami transferowymi (rys. 9).

WZMACNIAKI Z SAMOCZYNNA, TERMICZNA, REGULACJĄ WZMOCNIENIA

Dzięki tranzystoryzacji i wykorzystaniu innych nowych elementów wzmacniaki nowo opracowanych systemów znacznie się różnią od starszych konstrukcji tego typu. Schemat blokowy wzmacniaka z samoczynną regulacją termiczną pokazany jest na rys. 10. Na wejściu i wyjściu każdego kierunku transmisji znajdują się zwrotnice zdalnego zasilania. Do górnoprzepustowych gałęzi zwrotnicy dołączony jest wzmacniacz liniowy, a do dolnoprzepustowych gałęzi dioda Zenera o napięciu odcięcia przekraczającym normalne napięcie zasilania wzmacniacza. W normalnych warunkach prąd zasilania zdalnego płynie poprzez obwód zasilania wzmacniacza, a jeśli nastąpi przerwa we wzmacniaczu, wówczas obwód zasilania zdalnego jest zamykany przez diodę Zenera. Dzięki ograniczającemu działaniu diody Zenera, zabezpiecza ona także wzmacniacz przed przepięciami, jakie mogą wystąpić w obwodzie zdalnego zasilania. Kondensator włączony równolegle do diody odfiltrówuje napięcie zasilania wzmacniacza od ewentualnych składowych zmiennych.

Na schemacie blokowym pokazane są również filtry impulsowej lokalizacji uszkodzeń oraz diody wraz z opor-

nikiem pomiarowym do lokalizacji uszkodzeń prądem stałym.

Każdy odcinek zdalnego zasilania jest zakończony odpowiednimi transformatorami oddzielającymi dla prądu stałego oba odcinki zdalnego zasilania. Ponieważ wzmacniaki z automatyczną regulacją poziomu za pomocą prądu pilotowego występują nie na każdej stacji, miejsce więc rezerwowane dla odbiornika prądu pilotowego można wykorzystać dla transformatorów zakańczających odcinek zdalnego zasilania oraz filtrów zaporowych impulsowej kontroli traktu.

W obu systemach wzmacniacz liniowy składa się z przedwzmacniacza i wzmacniacza końcowego. Jak już poprzednio wyjaśniano, muszą być kompensowane wahania tłumienności odcinka wzmacniakowego pochodzące zarówno od zmian temperatury, jak i zmian długości. Te ostatnie są kompensowane obwodem korekcyjnym umieszczonym w pętli sprzężenia zwrotnego przedwzmacniacza. Zmiany temperaturowe tłumienności odcinków wzmacniakowych wynoszą około $+1$ dB dla częstotliwości 1300 kHz i $+ 0,9$ dB dla 4028 kHz, dla odpowiednich systemów V300 lub V960. We wzmacniakach z samoczynną regulacją termiczną, w obwodzie korekcyjnym przedwzmacniacza umieszczony jest termistor, który dopasowuje wzmocność do tłumienności odcinka wzmacniakowego z błędem nie przekraczającym 1%. Błąd ten jest później kompensowany automatyczną regulacją za pomocą prądu pilotowego.

W pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza końcowego znajduje się układ do ręcznej regulacji wzmocnienia, u-

możliwiający dopasowanie wzmocnienia do długości odcinka wzmacniakowego lub zmian tłumienności, wynikających z tolerancji na tłumienność jednostkową kabla. Wzmacniacz zapewnia regulację w zakresie $\pm 2,7$ dB skokami co $0,9$ dB, co odpowiada zmianie długości odcinka o 430 m (V300) i 250 (V960).

WZMACNIAK Z AUTOMATYCZNĄ REGULACJĄ POZIOMU ZA POMOCĄ PRĄDU PILOTOWEGO

Do automatycznej regulacji poziomu stosuje się prądy pilotowe o częstotliwościach 1364 kHz (V300) i 4287 kHz (V960). Na rys. 11 pokazany jest schemat blokowy wzmacniaka z automatyczną regulacją poziomu, który zawiera oprócz wzmacniacza urządzenia regulacyjne, składające się z odbiornika prądu pilotowego, filtry, wzmacniacz z prostownikiem, regulator - dla obu kierunków transmisji. Regulatory stosowane w obu systemach w przypadku zaniku prądu pilotowego zatrzymują się na pozycji, na jakiej były przed wystąpieniem uszkodzenia.

W odróżnieniu od wzmacniacza z termiczną regulacją wzmocnienia, w przypadku automatycznej regulacji poziomu, termistor w pętli sprzężenia zwrotnego przedwzmacniacza jest sterowany prądem z regulatora. Uzyskiwany zakres zmian wzmocnienia wynosi $\pm 2,7$ dB, co wystarcza na pokrycie zmian temperaturowych poprzedzającego odcinka toru, jak również na skompensowanie skumulowanych błędów termicznej regulacji.

W urządzeniach obu systemów prądy pilotowe 1364 kHz lub 4287 kHz są odgałęziane na wyjściu wzmacniacza za pomocą rozgałęźnika. Następnie prąd pilotowy jest wydzielany filtrem pasmowym i kierowany poprzez wzmacniacz do prostownika. Wyprostowany prąd pilotowy porównuje się z napięciem odniesienia i jeśli odchyłka przekracza $\pm 5\%$, to wówczas regulator zmienia prąd sterujący termistorem tak długo, aż do uzyskania zgodności napięć. Dla zapobieżenia przeregulowaniu wzmacniacza do maksymalnej wielkości wzmocnienia podczas zaniku prądu pilotowego, w przypadku nagłej zmiany poziomu pilota o więcej niż 3 dB, regulator zatrzymuje się. Również w przypadku zaniku prądu pilotowego wzmocnienie wzmacniacza jest utrzymywane na poziomie, na którym zostało zablokowane.

KONSTRUKCJA MECHANICZNA NIEOBSŁUGIWANYCH WZMACNIAKÓW

Kompletny wzmacniak nieobsługiwanej stacji jest zespołem łączonym z okablowaniem za pośrednictwem łączówek. Wszystkie metalowe części, które mogą mieć połączenie z zewnętrznym przewodem i na których mogą się pojawiać indukowane wysokie napięcia, pokryte są materiałem izolacyjnym w celu zabezpieczenia obsługującego personelu.

Konstrukcja mechaniczna wzmacniaka z automatyczną regulacją poziomu jest pokazana na rys. 12. Zespoły umieszczone w dolnej części zawierają wzmacniacze liniowe wraz ze zwrotnicami zdalnego zasilania. Na płycie wi-

dać zaciski lutownicze, umożliwiające ręczną regulację wzmocnienia dla dopasowania do długości odcinka wzmacniakowego. Ponad wzmacniaczami znajdują się zespoły zawierające filtry impulsowej kontroli wzmacniaków oraz obwody lokalizacji uszkodzeń prądem stałym. Zespoły szczytowe pozostają puste w przypadku wzmacniaka z regulacją termiczną lub zawierają urządzenia regulacji poziomu prądem pilotowym.

Wzmacniak nieobsługiwany jest umieszczony w odlewanej skrzyni żeliwnej, która może pomieścić do 12 wzmacniaków (6 systemów). Skrzynia może być umieszczana w studziencie kablowej lub zakopywana bezpośrednio w ziemi.

WZMACNIAKI KOŃCOWE

Końcowa stacja wzmacniakowa, która jest umieszczana zawsze w naziemnych budynkach, jest wyposażona we właściwe wzmacniaki końcowe (nadawczy i odbiorczy), urządzenia nadawczo-odbiorcze prądów pilotowych, urządzenia korekcji dokładnej i urządzenia zdalnego zasilania.

Schemat blokowy końcowej stacji wzmacniakowej pokazany jest na rys. 13. Przełącznica liniowa jest punktem połączenia z urządzeniami przemiany. Wzmacniaki końcowe są przystosowane do pracy z poziomami zalecanymi przez CCITT, tzn. -33 dBr w obu kierunkach transmisji lub alternatywnie -33 dBr w kierunku nadawczym i -33 dBr w kierunku odbiorczym. W obu kierunkach transmisji przewidziano korektory, służące do kompensacji zniekształ-

ceń okablowania stacyjnego, pomiędzy przełącznicą liniową a stojakiem wzmacniaków końcowych.

Wszystkie urządzenia kierunku nadawczego umieszczone są w panelu nadawczym. Filtry zaporowe pilotów w kierunku nadawczym stosuje się w celu zabezpieczenia prądów pilotowych przed interferencjami z obcymi resztkowymi prądami. Każdy zestrój posiada swój własny generator prądu pilotowego. Za układem wprowadzenia prądów pilotowych umieszczone są dwa wzmacniacze o płaskich charakterystykach, zapewniające odpowiedni poziom sygnału. Układ preemfazy jest włączony pomiędzy oba wzmacniacze. Na wyjściu drugiego wzmacniacza dołączone są układy kontroli poziomu prądów pilotowych. Jeśli poziom pilota obniży się o więcej aniżeli 3 dB od nominalnej wielkości, powstaje alarm.

Pilot 60 kHz nie zawsze jest potrzebny, urządzenia więc mogą być wykonywane zarówno z urządzeniami pilota 60 kHz lub bez. Pilot 60 kHz w pewnych przypadkach, jeśli służy do porównywania częstotliwości, może być brany z urządzeń generacyjnych i wówczas zamiast generatora 60 kHz stosuje się jedynie stabilizator poziomu.

Jeśli długość odcinka wzmacniakowego do najbliższej stacji nieobsługiwanej jest mniejsza od nominalnej, to może to być częściowo skompensowane za pomocą ręcznej regulacji wzmocnienia, a przy większych różnicach, za pomocą linii sztucznej. Urządzenia nadawcze dołączone są do toru poprzez wysokoczęstotliwościową część zwrotnicy zdalnego zasilania.

Urządzenia kierunku odbiorczego umieszczone są w pa-

nelu odbiorczym i panelu korekcyjnym. Sygnał z toru przychodzi poprzez zwrotnicę zdalnego zasilania, linię sztuczną (jeśli jest potrzebna) do wzmacniacza liniowego, który jest identyczny ze wzmacniaczem z automatyczną regulacją poziomu prądem pilotowym, stosowanym w stacjach nieobsługiwanych. Panel korekcyjny zawiera także korektor automatyczny sterowany prądem pilotowym 60 kHz, który wyrównuje zniekształcenia wynikające z niedostatecznej dokładności regulacji termicznej w zakresie niskich częstotliwości. Tego typu zniekształcenia występują jedynie w dłuższych liniach, tak więc w przypadku krótszych połączeń można z urządzeń pilota 60 kHz zrezygnować.

Znajdujący się w panelu korekcyjnym korektor dokładny służy do kompensacji zsumowanych zniekształceń resztowych, a korektor prądów pilotowych służy do ustawienia poziomu prądów pilotowych z dużą dokładnością.

Korektor dokładny składa się z korektora harmonicznego (echowego) i dwóch korektorów rezonansowych. Korektor harmoniczny pokazany jest na rys. 14. Zawiera on linię opóźniającą, złożoną z ogniw o jednakowym opóźnieniu wynoszącym t_0 , układy odgałęziające sygnały o różnych opóźnieniach i wzmacniacz sumujący. Całość jest zamknięta na oporność falową. Z różnych punktów linii opóźniającej mogą być pobierane napięcia i następnie sumowane ze sobą.

Na rysunku 14 pokazany jest wykres wektorowy i charakterystyka tłumienności dla przypadku pierwszych dwóch harmonicznych.

Można zauważyć, że korektor harmoniczny pracuje według zasady porównywalnej do matematycznej analizy Fouriera. W zależności od liczby zastosowanych ogniw opóźniających można skorygować zadaną charakterystykę tłumienności z pożądaną dokładnością. Aby zapewnić jak najlepsze właściwości korekcyjne, nawet na najniższych częstotliwościach i przy możliwie najmniejszej liczbie ogniw opóźniających, zastosowano dodatkowo dwa korektory rezonansowe.

Prądy pilotowe są pobierane z wyjścia ostatniego wzmacniacza, dzięki temu wszystkie ważniejsze zespoły są objęte kontrolą. Przed wprowadzeniem sygnałów na przełącznicę liniową zostają jeszcze wytłumione prądy pilotowe oraz przywraca się płaski przebieg poziomu w całym pasmie za pomocą układu deemfazy.

W urządzeniach stacji końcowej przewidziane są trzy punkty pomiarowe. Umożliwiają one wprowadzenie i odbiór prądów pomiarowych lub prądów impulsowej kontroli traktu. Wszystkie punkty pomiarowe mają płaski przebieg charakterystyki w całym pasmie, co ułatwia przeprowadzanie pomiarów.

Jak można zobaczyć na rys. 15, schemat blokowy końcowej stacji systemu V300 jest bardzo podobny do schematu stacji V960. Niektóre zespoły są nieco inne ze względu na niższą częstotliwość i węższe pasmo. Podobnie, jak spora liczba zespołów, również panel zasilający w obu systemach jest jednakowy. Napięcia doprowadzone z zewnątrz mogą wynosić: 220 V +10%, -20%; napięcia stałe: 60, 48 i 24 V z tolerancjami +22% i -12%.

Urządzenie zdalnego zasilania korzysta z tych samych napięć zewnętrznych i dostarcza 40 mA (V300) lub 60 mA (V960) przy napięciu wyjściowym regulowanym w zakresie 30 + 480 V. Charakterystyka regulacji pokazana jest na rys. 16. Jeśli napięcie zdalnego zasilania musiałoby wzrosnąć powyżej 520 V (np. z powodu uszkodzeń, przerwy w obwodzie), to wówczas napięcie automatycznie spada do 60 V i powstaje alarm. Po usunięciu przyczyny powstania alarmu napięcie powraca do normy.

WZMACNIAKI OBSŁUGIWANE

Stacja wzmacniakowa bez urządzeń transferu bezpośredniego zawiera podstawowe urządzenia wzmacniające kierunku nadawczego i odbiorczego, urządzenia dokładnej korekcji i zdalnego zasilania. Schemat blokowy stacji obsługiwanej systemu V960 pokazany jest na rys. 17. Każdy z kierunków transmisji wyposażony jest w panel wzmacniający i panel korekcyjny. Panel korekcyjny jest taki sam jak na stacji końcowej, panel wzmacniający zawiera wzmacniacz z automatyczną regulacją poziomu identyczny jak na stacji końcowej, oczywiście bez filtrów zaporowych pilotów i układu deemfazy.

Na stacji transferowej stosuje się identyczny panel wzmacniający, służący w tym przypadku jako część odbiorcza, dodatkowo specjalny panel nadawczy oraz zespół filtrów transferowych. Mogą być stosowane następujące zestawy filtrów:

- a) do wydzielenia 1 i 2 grup wtórnych,

- b) do wydzielenia grup wtórnych od 1 do 5,
- c) do wydzielenia grup wtórnych od 7 do 16.

MECHANICZNA KONSTRUKCJA STACJI WZMACNIAKOWYCH OBSŁUGIWANYCH

Urządzenia stacji obsługiwanych są umieszczone w stojakach znormalizowanych przez Niemiecką Pocztę NRF, oznaczonych symbolem Vr 52. Warto zauważyć, że taki sam stojak może być stosowany dla obu systemów i dla obu typów stacji obsługiwanych.

W przypadku stojaka wyposażonego w cztery wzmacniaki na jego szczycie znajdują się zwrotnice zdalnego zasilania i korektory okablowania stacyjnego. Poniżej znajdują się cztery komplety urządzeń, każdy zawierający panele: nadawczy, odbiorczy i korekcyjny. Następnie znajdują się cztery komplety urządzeń zdalnego zasilania i, na samym dole, zasilacz lokalny 24 V. W przypadku wymiany urządzeń systemu V300 na urządzenia V960 wszystkie panele nadawcze, odbiorcze, korekcyjne oraz urządzenia korekcji i okablowania stacyjnego mogą być łatwo zamienione odpowiednimi urządzeniami systemu V960. Urządzenia zdalnego zasilania przystosowuje się do zmiany prądu z 40 na 60 mA przez przelutowanie połączeń. Zasilacz lokalny 24 V pozostaje bez zmiany.

Alternatywnie ten sam stojak może być wyposażony w urządzenia stacji obsługiwanej dla dwóch zestawów (łącznie z filtrami transferowymi).

UZYSKANE CHARAKTERYSTYKI URZĄDZEŃ

Jest zawsze sprawą niezwykle interesującą dla zakładu produkcyjnego porównanie rzeczywistych charakterystyk wyprodukowanych urządzeń z charakterystykami założonymi.

Tranzystorowe urządzenia traktu liniowego systemów V300 i V960 były badane we współpracy z kablem, dostarczonym przez firmę SEL, i zawierającym 12 małowymiarowych torów współosiowych i 12 pomocniczych par symetrycznych. Trasa była zaprojektowana z pełnym wyposażeniem w podziemne studzienki w odstępach co 4 km, co umożliwiło zainstalowanie urządzeń obu badanych systemów. Próby trasowe, w czasie których przeprowadzono liczne pomiary i badania, zostały rozpoczęte w końcu 1965 r. Uzyskane rezultaty pokazały, że urządzenia traktów liniowych systemów V300 i V960 w pełni spełniają zalecenia CCITT i potwierdziły także przyjęte przez konstruktorów założenia.

CHARAKTERYSTYKI CZĘSTOTLIWOŚCIOWE

Na rysunku 18 jest przedstawiona charakterystyka przenoszenia 52 km odcinka traktu liniowego systemu V960. Kreskowana krzywa pokazuje przewidywane odchyłki charakterystyki, wynikające z systematycznych błędów wnoszonych przez poszczególne wzmacniaki. Te systematyczne błędy wynikają z faktu niemożności odtworzenia przebiegu tłumienności toru współosiowego (przebiegającej proporcjonalnie do pierwiastka kwadratowego z czę-

stotliwości) za pomocą układu złożonego z ograniczonej liczby elementów. Krzywa ciągła pokazuje pomierzoną charakterystykę tych właśnie odchyłek. Jak widać, obie krzywe różnią się w niewielkim stopniu. Brak różnic pomiędzy krzywą obliczoną i pomierzoną świadczy o tym, że błędy systematyczne powstają głównie z winy wzmacniaków, a jedynie w zakresie małych częstotliwości występuje niewielki wpływ toru. Błąd systematyczny wynosi mniej więcej $\pm 0,2$ dB na jeden wzmacniak. Jak widać z rysunku, po przeprowadzeniu korekcji dokładnej na stacji obsługiwanej pozostaje resztkowy błąd również $\pm 0,2$ dB. Na dłuższych trasach resztkowy błąd może być utrzymany poniżej $\pm 0,5$ dB.

Dla odcinków jednorodnych o długości 280 km CCITT zaleca wielkość ± 2 dB, otrzymane więc wyniki gwarantują spełnienie zaleceń z dużym marginesem bezpieczeństwa.

SZUMY

CCITT zaleca, aby w ciągu jednej godziny średnia moc szumów hipotetycznego łącza odniesienia, mierzona w punkcie o poziomie względnym zero, nie przekraczała 10000 pW. Z tej ogólnej sumy 2500 pW przeznaczony jest dla urządzeń przemiany przewidywanych w łączu odniesienia. Pozostałe 7500 pW przeznacza się na 2500 km traktu liniowego łącznie ze wszystkimi wzmacniakami. Stąd szumy przypadające na 1 km nie powinny przekraczać 3 pW.

Hipotetyczne łącze odniesienia podzielone jest na dziewięć odcinków jednorodnych o długości 280 km. Okreś-

lenie odcinek jednorodny oznacza, że w takim odcinku nie ma urządzeń przemiany. To pozwala stwierdzić, że szумы, pochodzące od zniekształceń nieliniarnych trzeciego rzędu w odcinku jednorodnym, dodają się napięciowo.

Całkowita moc szumów na końcu łącza jest sumą szumów termicznych, szumów pochodzących od zniekształceń nieliniarnych drugiego i trzeciego rzędu.

Szумы pochodzące z innych źródeł jak przeniki, przesterowanie itp. powinny być do pominięcia.

Szумы termiczne są niezależne od obciążenia systemu. Ponieważ charakterystyka tłumienności toru kablowego wzrasta w funkcji częstotliwości, stosunek sygnału do szumu na końcu linii jest korzystniejszy na niskich częstotliwościach niż dla górnej części pasma. To pozwala zastosować preemfazę, tzn. nadawać dolną część pasma z obniżonym poziomem. Daje to z kolei taki efekt, jakby system był w mniejszym stopniu obciążony i pozwala na złagodzenie wymagań na zniekształcenia nieliniarne.

Zniekształcenia nieliniarne powodowane są nieliniowością wzmacniaków. Zniekształcenia drugiego rzędu wrażliwają w takim samym stopniu jak poziom wyjściowy wzmacniaka, natomiast zniekształcenia trzeciego rzędu wrażliwają dwukrotnie szybciej aniżeli moc wyjściowa (w mierze logarytmicznej).

Na rysunku 19 pokazane są przebiegi mocy szumów pomierzone na 52 km odcinku traktu liniowego. Pomierzone wielkości zostały przeliczone na pW/km dla łatwiejszego porównania z zaleceniami CCITT. Poszczególne krzywe reprezentują różne kanały w pasmie systemu V960. Pomiar

były robione w ten sposób, że cały system był obciążony sygnałem białym, o poziomie zgodnym z zaleceniem CCITT. Kanał, będący obiektem pomiarów, był oczyszczany za pomocą filtru zaporowego, a po drugiej stronie łącza mierzono szumy tego nieobciążonego kanału. Na początku traktu poziom nadawczy był zmieniany w szerokich granicach, a na końcu traktu zmiany te były odpowiednio uwzględniane przy pomiarach szumu. Krzywe pokazane na rys. 19 ilustrują wpływ zmian względnego poziomu w kanałach na sumaryczną moc szumów.

Jak z tych wykresów wynika, dla poziomu nadawczego 0 dB, dla którego był projektowany system, moc szumów jest bliska minimum dla wszystkich mierzonych kanałów. Wszystkie minima wypadają dla dodatnich poziomów nadawczych. Jest to wynik prawidłowy, ponieważ zniekształcenia trzeciego rzędu, pomierzone w trakcie liniowym, były nieznaczne. Uzyskane krzywe pokazują, że moc szumów jest mniejsza od 1 pW/km, co zapewnia duży margines bezpieczeństwa i z drugiej strony pozwala na znaczne wahania poziomu.

Na rysunku 20 pokazany jest rozkład mocy szumów w funkcji częstotliwości dla nominalnego poziomu nadawczego (0 dB). Z wykresu wyraźnie widać, że szumy termiczne są wyższe dla górnego zakresu częstotliwości.

Taki przebieg szumów termicznych jest wynikiem charakterystyki szumów wzmacniaczy, zastosowanej preemfazy i charakterystyki tłumienności toru współosiowego. Zniekształcenia nielinearne są rozłożone bardzo równomiernie w pasmie częstotliwości. Całkowita moc szumów jest w

dowolnym punkcie pasma mniejsza od 1 pW/km, a kanały leżące w dolnej części pasma są jeszcze lepszej jakości.

NOC UŻYTKOWA WZMACNIACZA

Wzmacniacz, pracujący z mocą mniejszą od swojej mocy użytkowej, zachowuje się jak czwórnik prawie liniowy. Po przekroczeniu poziomu mocy użytkowej pojawiają się bardzo duże zniekształcenia nielinearne. Wzmacniacze z bardzo głębokim ujemnym sprzężeniem zwrotnym wykazują bardzo ostre przegięcie charakterystyki w momencie przekroczenia mocy użytkowej, co widać wyraźnie na rys. 21. Z tego powodu poziom mocy użytkowej musi być dostatecznie wysoki. Z drugiej strony, ponieważ moc użytkowa jest związana z zapotrzebowaniem na moc prądu stałego z zasilacza, nie można więc zwiększyć mocy użytkowej powyżej pewnego niezbędnego poziomu. W opisywanych urządzeniach został przyjęty margines bezpieczeństwa, wynoszący 6 dB dla pokrycia ewentualnych wahań poziomu na trasie.

STAŁOŚĆ POZIOMU

Wpływ zmian prądu zdalnego zasilania na wzmocnienia nieobsługiwanych wzmacniaków systemu V960 jest pokazany na rys. 22. Przedstawione krzywe zostały otrzymane przy zmianach prądu zdalnego zasilania w granicach $\pm 5\%$. Otrzymano w wyniku maksymalne zmiany wzmocnienia wynoszące +0,08 dB i -0,02 dB na pojedynczy wzmacniak. Ponieważ tolerancje na prąd zdalnego zasilania wynoszą

+ 2%, otrzymane więc zmiany wzmocnienia są wystarczająco małe. Prąd zmienny wywołany oddziaływaniem indukcyjnym linii elektroenergetycznych również wywiera niewielki wpływ na wzmocnienie. Pomiar wykazały, że zmienny prąd o natężeniu 5 mA powodował zmiany wzmocnienia mniejsze niż + 0,06 dB.

TŁUMIENNOŚĆ PRZENIKU

Tłumienność przenikowa wzrasta więc z częstotliwością torów współosiowych. Aby uzyskać wielkości dostatecznie wysokie również dla niskich częstotliwości, pary współosiowe ekranuje się taśmami z miękkiej stali. Dla wyższych częstotliwości przeniki pomiędzy parami współosiowymi nie stanowią problemu.

Sytuacja jest zupełnie odmienna w przypadku samych urządzeń. Ponieważ w trakcie jest bardzo dużo wzmacniaków, np. 70 wzmacniaków systemu V960 lub 35 systemu V300 w odcinku jednorodnym o długości 280 km, wymagane więc tłumienności przeniku dla pojedynczej stacji wynoszą około 90 dB.

Pomierzone tłumienności przenikowe na badanej trasie wykazały dostatecznie duże wielkości.

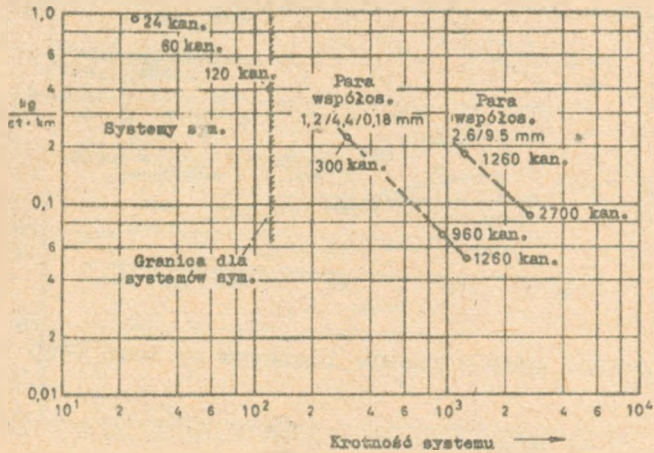
Również należy się liczyć z zakłóceniami pochodzącymi od wpływów radiostacji. Indukowane napięcia powodują pojawianie się w kanałach telefonicznych bądź tonów ciągłych, pochodzących od częstotliwości nośnej, bądź przeników niezrozumiałych lub nawet zrozumiałych. Pomiar i obserwacje przeprowadzone na badanej trasie wyka-

zały, że urządzenia są dostatecznie ekranowane i zabezpieczone.

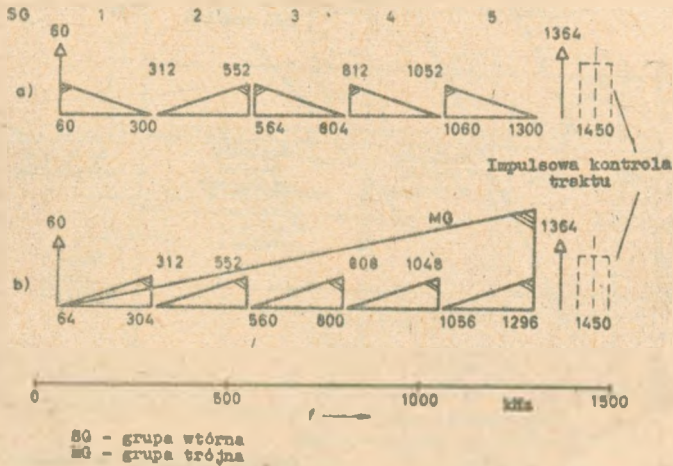
Oprócz charakterystyk opisanych w niniejszym artykule pomierzono i zbadano szereg innych parametrów. Między innymi charakterystyki zmian wzmocnienia w funkcji temperatury wzmacniaków z samoczynną regulacją termiczną, charakterystyki dynamiczne układów automatycznej regulacji poziomu, zmiany wzmocnienia w zależności od obciążenia systemu, efektywność działania urządzeń lokalizacji uszkodzeń i in.

Wszystkie przeprowadzone próby wykazały, że opisane urządzenia zostały dobrze zaprojektowane i wypełniły wszystkie zalecenia z dostatecznymi marginesami.

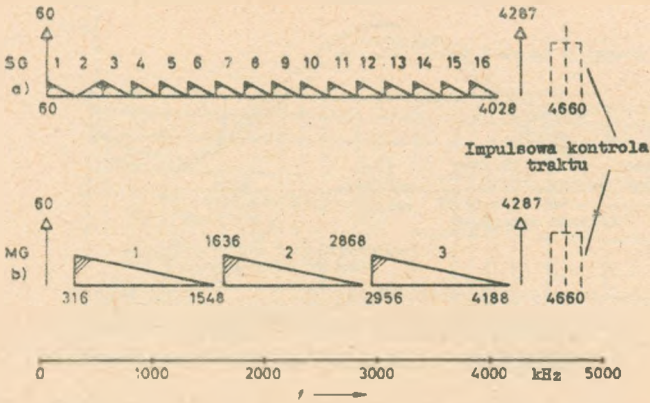
Zużycie miedzi w kg na 1 kan./1 km



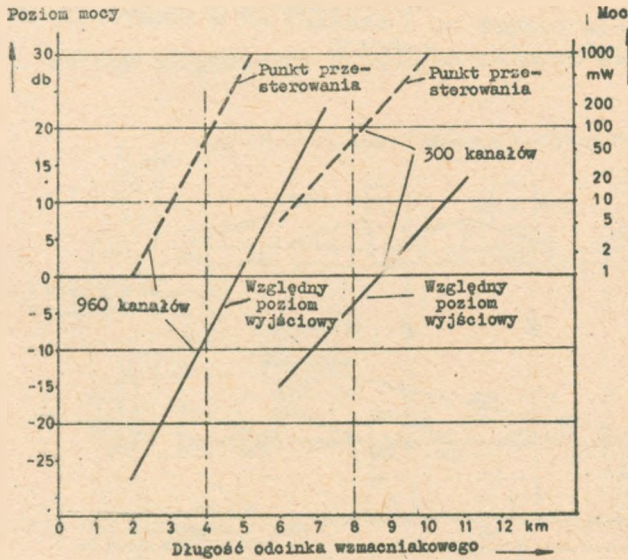
Rys. 1. Zużycie miedzi na 1 kanał/1 km w różnych systemach nośnych



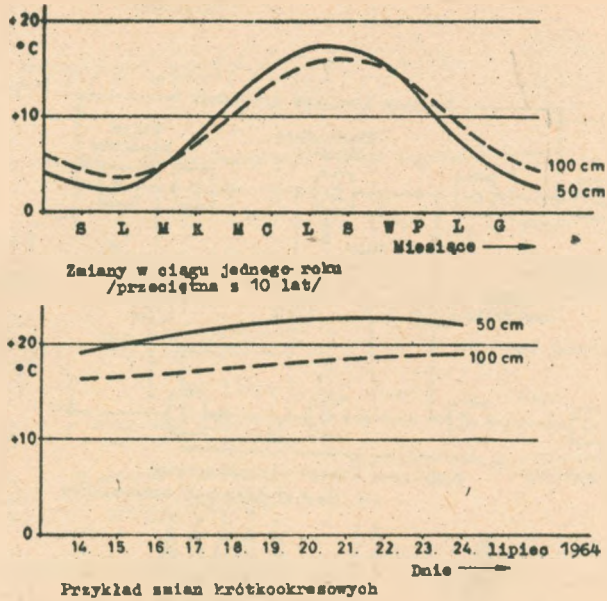
Rys. 2. Rozkład grup w pasmie liniowym systemu V30C



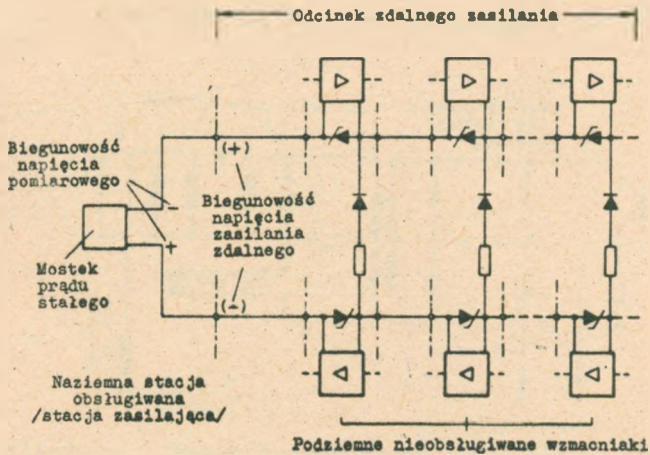
Rys. 3. Rozkład grup w pasmie liniowym systemu V960



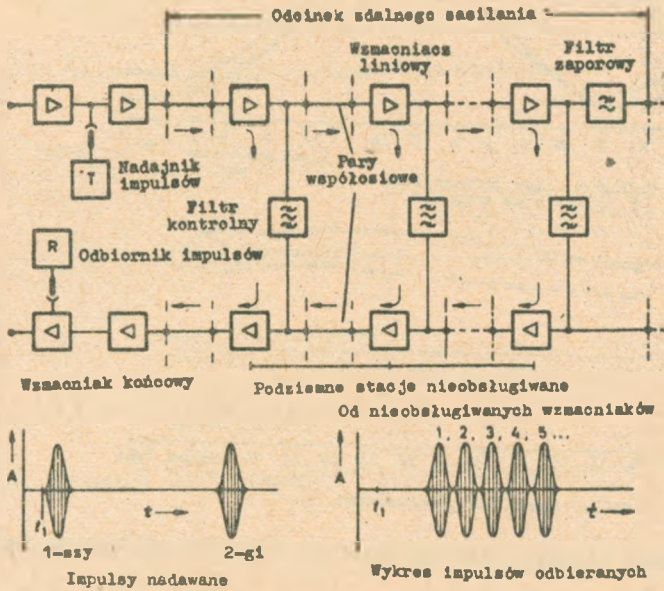
Rys. 4. Poziom mocy użytkowej i poziom wyjściowy w małowymiarowych systemach współosiowych



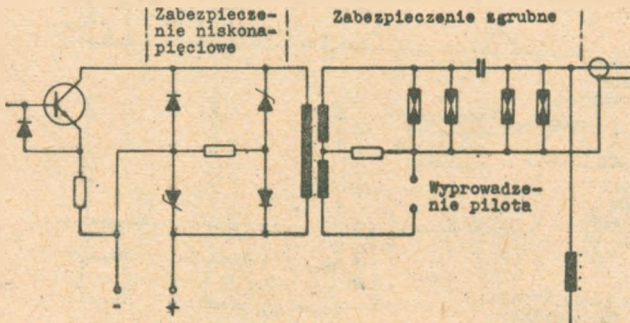
Rys. 5. Zmiany temperatury gruntu na różnych głębokościach



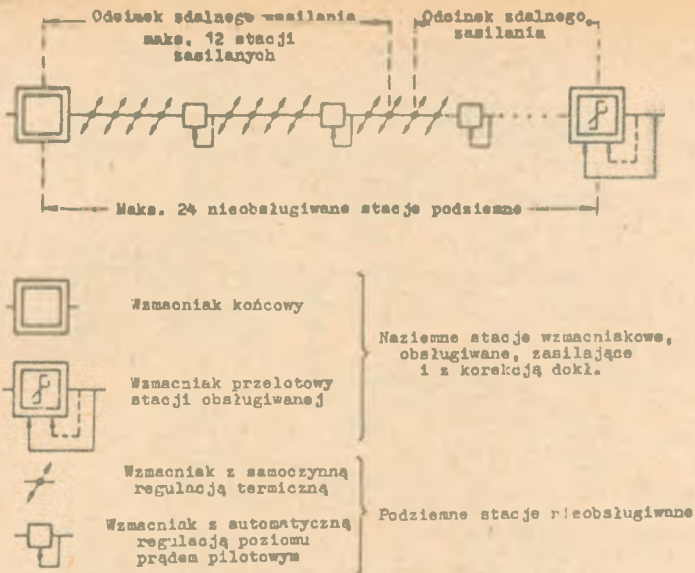
Rys. 6. System lokalizacji uszkodzeń w urządzeniach V300 i V960



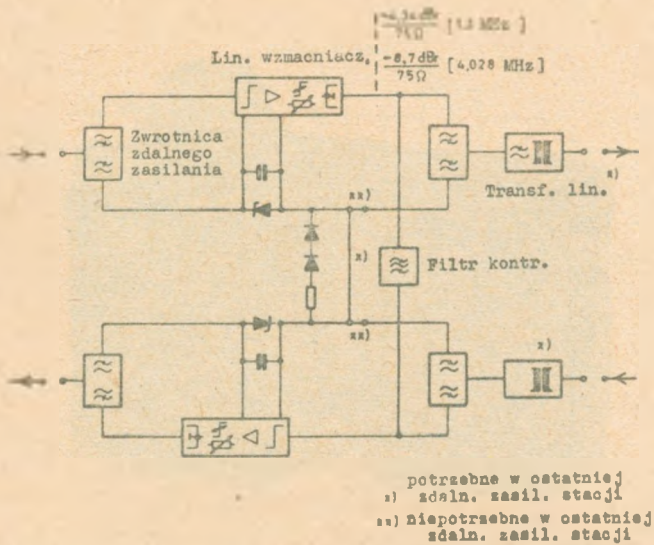
Rys. 7. Impulsowa lokalizacja uszkodzeń



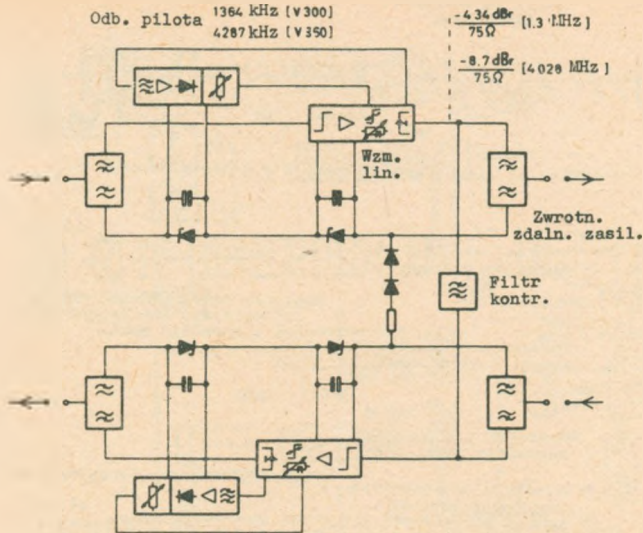
Rys. 8. Zabezpieczenie przed przepięciami w systemie V960



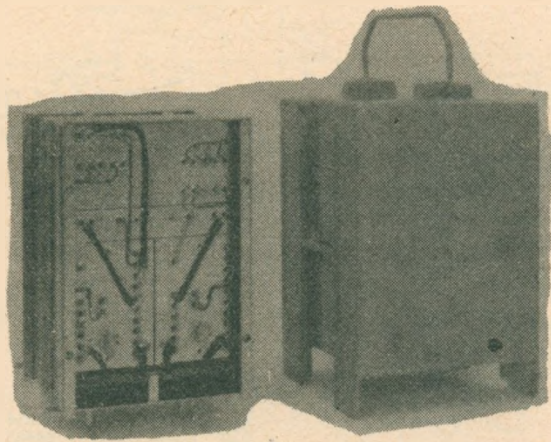
Rys. 9. Schemat blokowy odcinka traktu liniowego systemu V300 i V960



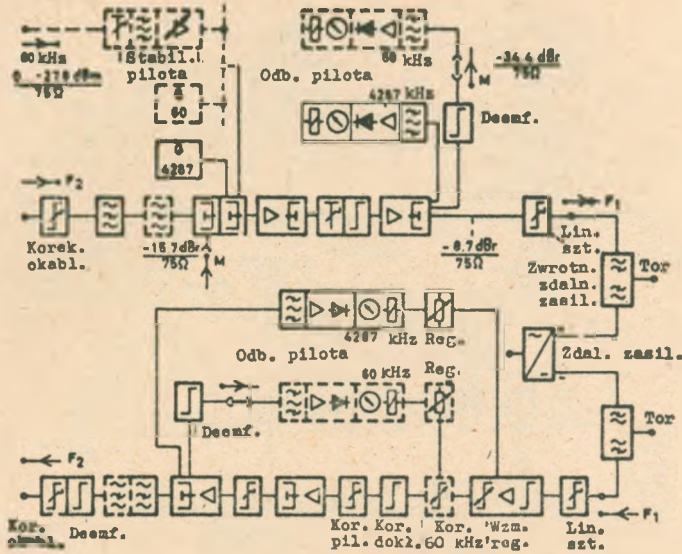
Rys. 10. Schemat blokowy stacji nieobsługiwanej z samoczynną regulacją termiczną



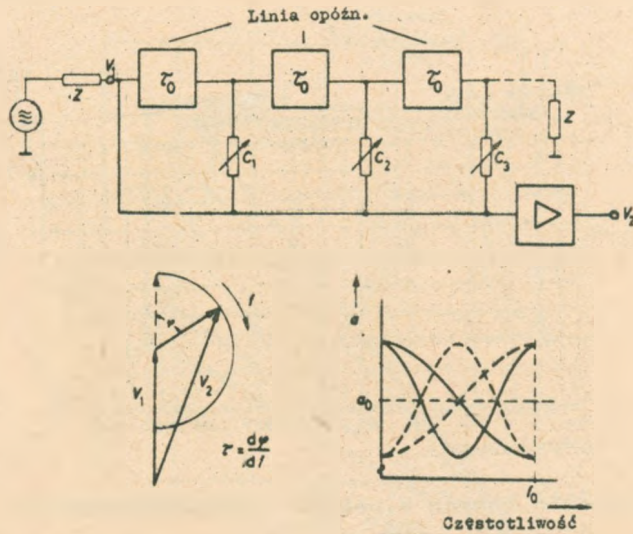
Rys. 11. Schemat blokowy stacji nieobsługiwanej z automatyczną regulacją poziomu prądu pilotowym



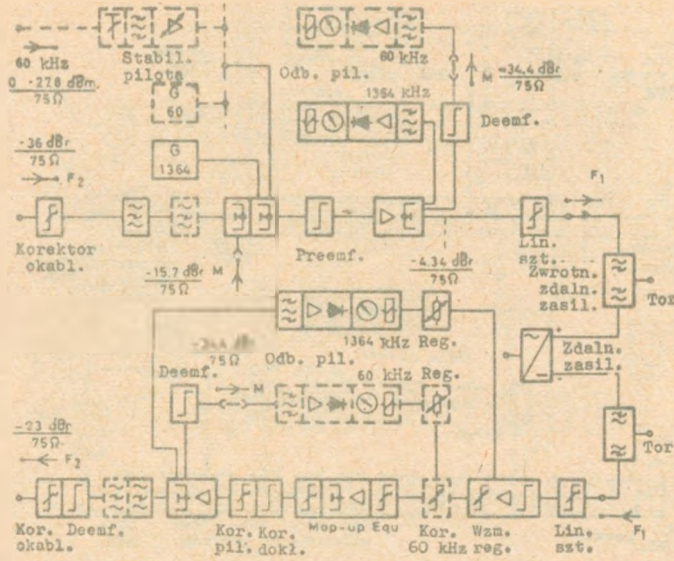
Rys. 12. Wzmacniak stacji nieobsługiwanej z regulacją prądem pilotowym systemu V960



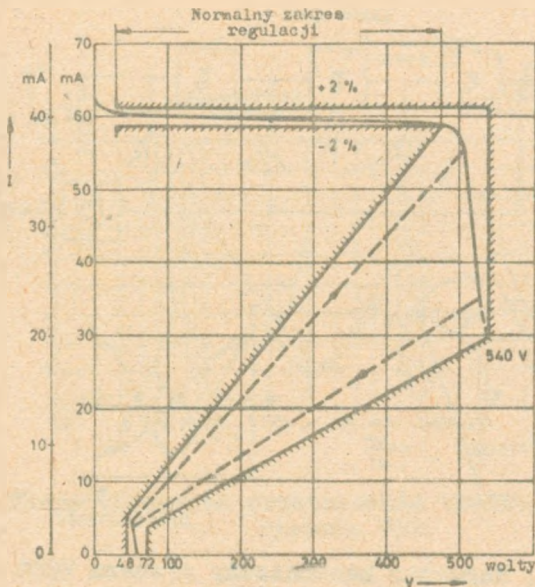
Rys. 13. Schemat blokowy stacji końcowej systemu V960



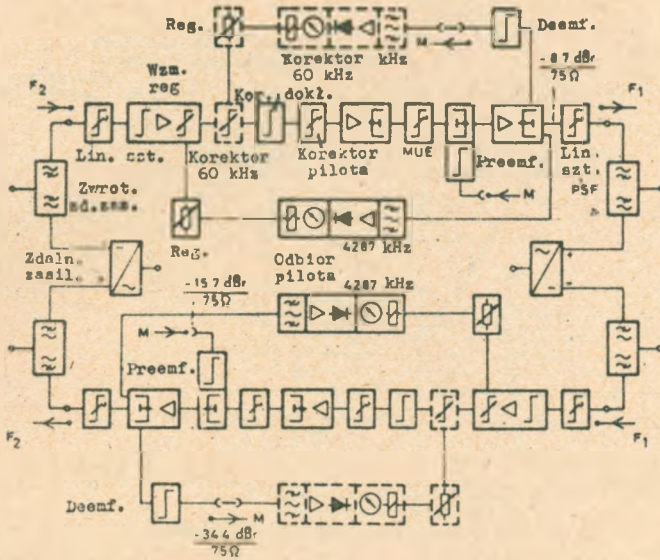
Rys. 14. Korektor harmoniczny systemu V960



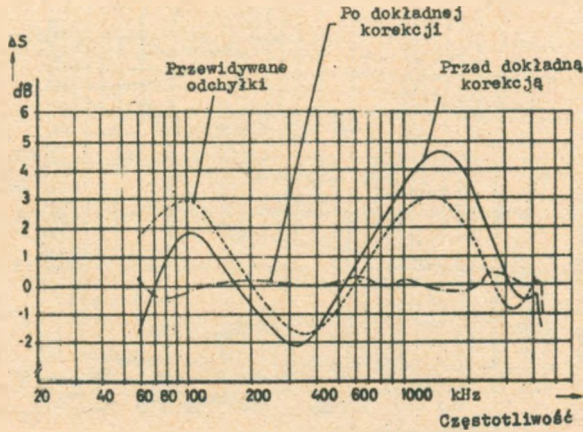
rys. 15. Schemat blokowy stacji końcowej systemu V300/8 km



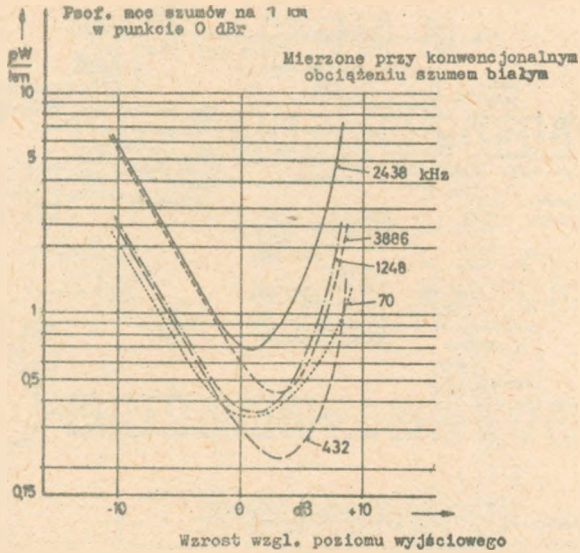
Rys. 16. Charakterystyka regulacji napięcia zdalnego zasilania



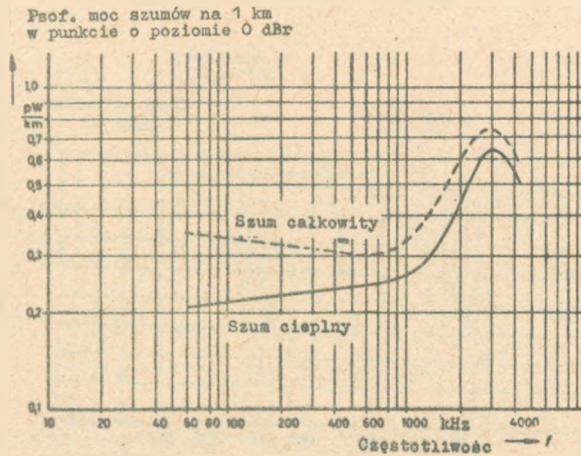
Rys. 17. Schemat blokowy przelotowej obsługiwanej stacji wzmacniakowej systemu V960



Rys. 18. Charakterystyka przenoszenia traktu liniowego /52 km/ systemu V960

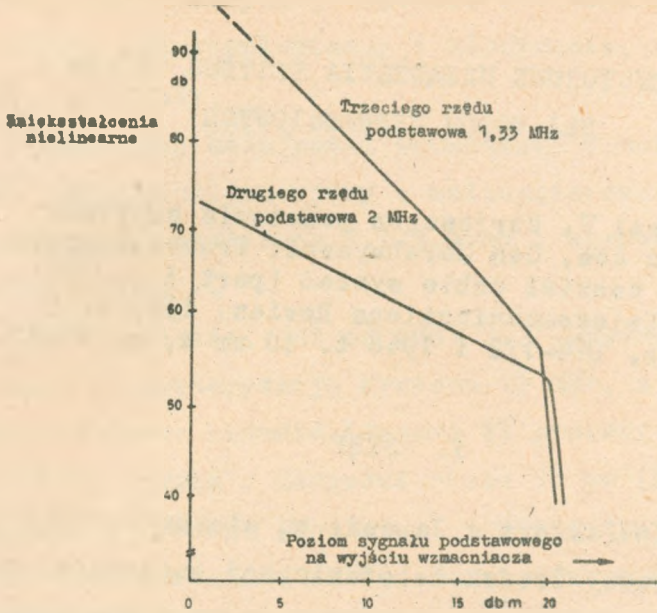


Rys. 19. Charakterystyki szumów traktu liniowego systemu V960



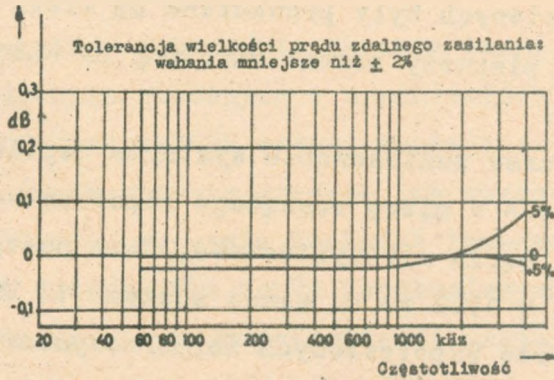
Mierzone przy konwencjonalnym obciążeniu szumem białym

Rys. 20. Rozkład szumów w systemie V960



Rys. 21. Zniekształcenia nieliniarne wzmacniacza stacji nieobsługiwanej systemu V960

Zmiany wzmocnienia wzmacniacza liniowego



Rys. 22. Wpływ wahań napięcia zdalnego zasilania na wzmocnienie

TRANZYSTOROWE URZĄDZENIA SYSTEMU 12 MHz DLA TORÓW WSPÓŁOSIOWYCH

Opracował W. Barjasz na podstawie artykułu Shigeru Aoe, Gen Marubayashi: Transistorized 12 MHz coaxial cable system (part I and II). Japan Telecommunications Review, 1967 t. 9 nr 4, s. 164-172 i 1968 t. 10 nr 1, s. 18-27.

1. WSTĘP

Kable współosiowe w Japonii są stosowane jako główne i podstawowy środek telefonicznej łączności daleko-
siężnej, ponieważ zapewniają one pewną transmisję dużych
wiązek łączy w najbardziej ekonomiczny sposób. Ogólna
liczba łączy uzyskiwana za pomocą sieci kabli współosi-
owych przekracza już 100000. Badania nad systemami dla
torów współosiowych były prowadzone od wielu lat, a w
1955 r. jako pierwszy został wdrożony do eksploatacji
system 4 MHz.

Od tego czasu zastosowanie systemów współosiowych
stałe wzrastało w miarę rosnącego zapotrzebowania na
telefoniczne łącza międzymiastowe. Jako następny został
wprowadzony, w 1962 r. do sieci system 12 MHz, przeznac-
zony dla torów współosiowych normalnowymiarowych i wy-
posażony we wzmacniaki o lampach elektronowych.

Także w roku 1962 został wprowadzony do eksploatacji
stranzystoryzowany system 1,3 MHz, przeznaczony dla ma-
łowymiarowych torów współosiowych o wymiarach 1,2/5,6 mm.

Dzięki tranzystoryzacji wzrosła niezawodność urządzeń, uprościła się eksploatacja i utrzymanie, a także obniżyły się koszty.

W następnej kolejności opracowano tranzystorowy system 4 MHz współpracujący z małowymiarowym torem o znormalizowanych wymiarach 1,2/4,4 mm i wprowadzono go do użytku w 1965 r.

W międzyczasie, już od 1961 r., prowadzone były prace nad tranzystoryzacją systemu 12 MHz, a w roku 1965 przeprowadzono badania trasowe 11 prototypowych wzmacniaków na trasie o długości około 50 km (Nagoya-Okazaki). Urządzenia końcowe (krotnice) i wzmacniaki stacji obsługi były badane na tej samej trasie w lipcu 1966 r. Począwszy od sierpnia 1967 r. tranzystoryzowany system 12 MHz znajduje się w próbnej eksploatacji na 9 liniach.

2. PODSTAWOWE DANE TECHNICZNE

Pomimo że w poprzednim okresie lampy elektronowe były powszechnie stosowane w urządzeniach telefonii nośnej, to jednak szybki rozwój tranzystorów i szereg korzyści, jakie pozwala uzyskać ich stosowanie, spowodowały gwałtowne wyparcie techniki lampowej w urządzeniach systemów nośnych dla torów współosiowych.

Główne zalety tranzystoryzacji urządzeń telefonii nośnej są następujące:

a) urządzenia tranzystorowe są mniejsze, lżejsze i zajmują mniej miejsca w pomieszczeniach stacyjnych,

b) wymagają do zasilania niższych napięć i mniejszych mocy, dzięki czemu upraszczają się znacznie towarzyszące urządzenia zasilające,

c) są mniej podatne na uszkodzenia, dzięki czemu upraszcza się obsługa.

Dodatkową zaletą jest możliwość instalowania wzmacniaków przelotowych w studzienkach kablowych, co eliminuje kłopoty z zabezpieczaniem parcel na stacje naziemne.

NTT spodziewa się w przyszłości bardzo dużego zapotrzebowania na urządzenia systemu 12 MHz i przy opracowywaniu tranzystorowej wersji urządzeń wzięto również pod uwagę możliwość ich przystosowania do obu rodzajów torów współosiowych (2,6/9,5 mm i 1,2/4,4 mm).

System projektowano w założeniu, że szumy własne traktu liniowego nie będą przekraczały 1,5 pW/km dla torów 2,6/9,5 mm oraz że system będzie mógł być stosowany w liniach o światowym zasięgu o długości 25000 km zgodnie z zaleceniami CCITT.

Przy zastosowaniu systemu na małowymiarowych torach współosiowych 1,2/4,4 mm założono, że szumy traktu nie powinny być większe niż 3 pW/km i że urządzenia będą mogły pracować na liniach krajowych o długości do 2500 km.

Znamionowy odcinek wzmacniakowy dla torów normalnowymiarowych wynosi 4,5 km, analogicznie jak dla istniejącego systemu lampowego. W przypadku stosowania małowymiarowych torów, dla których system 12 MHz jest uważany jako najbardziej ekonomiczny, odcinek wzmacniakowy wy-

nosi 2 km, tj. połowę długości odcinka w systemie 4 MHz. Studzienki i pojemniki na wzmacniaki stacji nieobsługiwanych, urządzenia zdalnej kontroli i zdalnego zasilania są prawie takie same jak w tranzystorowym systemie 4 MHz.

Większość wzmacniaków jest umieszczana w podziemnych studzienkach i jest wyposażona w automatyczną regulację wzmocnienia w zależności od zmian temperatury.

W urządzeniach końcowych zastosowano modulatory tranzystorowe, co pozwoliło na znaczne poprawienie ich parametrów, a zwłaszcza na obniżenie szumów. W porównaniu z konwencjonalnymi przemiennikami uzyskano zmniejszenie mocy szumów urządzeń przemiany o około 50%.

W urządzeniach generacyjnych zastosowano bardzo szybkie awaryjne przełączanie na zespoły rezerwowe z wykorzystaniem układów diodowych, tak że czas zaniku fal nośnych jest niezauważalny nawet w przypadku transmisji danych.

W głównym generatorze zastosowano kwarc o cięciu AT na częstotliwość 2,5 MHz, zamiast poprzednio stosowanego kwarcu o cięciu DT i częstotliwości 120 kHz, co znacznie poprawiło stałość częstotliwości.

2.1. Zastosowanie

System 12 MHz jest stosowany dla linii o przepustowości kilku tysięcy łączy i o długościach do 25000 km (tory 2,6/9,5 mm) i do 2500 km (tory 1,2/4,4 mm). W Japonii w głównych liniach magistralnych stosuje się tory normalnowymiarowe.

2.2. Liczba kanałów

System umożliwia utworzenie 2700 kanałów telefonicznych.

2.3. Rozkład grup w liniowym pasmie częstotliwości

Rozkład grup w pasmie liniowym jest zgodny z zaleceniami CCITT i zasadniczo wykorzystuje się wariant z trzema grupami czwórnymi.

2.4. Pasmo liniowe

Użyteczne pasmo liniowe zawiera się pomiędzy 300 i 13120 kHz, przy czym częstotliwości pomiędzy 13004 i 13120 kHz są wykorzystywane do zdalnej kontroli.

2.5. Szумы

Szумы traktu liniowego wynoszą mniej niż 1,5 pW/km dla torów normalnowymiarowych i mniej niż 3 pW/km dla torów małowymiarowych.

2.6. Niezawodność

Przeciętna stopa uszkodzeń na jeden wzmacniak wynosi mniej niż $250 \cdot 10^{-9}$ uszk/godz. Ta przeciętna stopa uszkodzeń została tak ustalona, aby liczba uszkodzeń wzmacniaków na trasie o długości 2500 km była równa liczbie spodziewanych uszkodzeń kabla.

2.7. Odcinki wzmacniakowe

Znamionowy odcinek wzmacniakowy dla torów normalnowymiarowych wynosi 4,5 km i 2 km dla torów małowymiarowych.

2.8. Względny poziom mocy

Względny poziom mocy na wyjściach wzmacniaków przelotowych wynosi -9 dBr przy częstotliwości 12435 kHz i -19 dBr dla częstotliwości 308 kHz przy zastosowaniu krzywej preemfazy zalecanej przez CCITT.

2.9. Automatyczna regulacja wzmocnienia i poziomu

a. Temperaturowa regulacja wzmocnienia

Wzmacniacze z temperaturową samoczynną regulacją wzmocnienia są instalowane w studzienkach podziemnych i kompensują wahania tłumienności toru kablowego w zależności od zmian temperatury gruntu. Ich działanie obejmuje pojedynczy poprzedzający odcinek wzmacniakowy.

b. Automatyczna regulacja poziomu za pomocą prądu pilotowego

Automatyczna regulacja poziomu jest dokonywana za pomocą liniowego prądu pilotowego o częstotliwości 12435 kHz. Urządzenia automatycznej regulacji poziomu są instalowane w co szóstej stacji wzmacniakowej i kompensują resztkowe błędy poziomu, pozostające po samoczynnej regulacji termicznej. Oprócz tego na każdej stacji obsługiwanej sto-

suje się regulatory uruchamiane częstotliwościami pilotowymi 308 kHz i 4287 kHz, które realizują dokładną regulację poziomu dla środka i dołu pasma.

Poziom mocy prądów pilotowych wynosi -10 dB w punkcie o poziomie względnym zero. Tolerancje na dokładność początkowego ustawienia poziomu, wahania poziomu w czasie oraz stałość częstotliwości prądów pilotowych wynoszą odpowiednio: $\pm 0,5$ dB, $\pm 0,3$ dB i $5 \cdot 10^{-5}$.

2.10. Dodatkowe częstotliwości pomiarowe

Dla pomiarów wykonywanych w czasie korygowania traktu liniowego stosowane są następujące prądy pomiarowe: 506, 808, 1304, 1592, 2912, 5608, 6928, 8248, 8472, 9792 i 11112 kHz.

Dla porównywania częstotliwości w krajowej sieci stosuje się częstotliwość 308 kHz.

2.11. Zasilanie

Wzmacniaki przelotowe nieobsługiwane są zasilane zdalnie, przy czym każda ze stacji zasilających może zasilać w jednym kierunku do 13 stacji.

Zdalne zasilanie realizowane jest prądem stałym, o natężeniu 75 mA $\pm 4\%$, przesyłanym po wewnętrznych przewodach par współosiowych. Maksymalne napięcie zdalnego zasilania wynosi 700 V. Do urządzeń zdalnego zasilania dostarczane jest napięcie stałe 21 V.

Pobór mocy wzmacniaka z samoczynną regulacją tempera-

turową wynosi 21 V x 75 mA, a wzmacniaka z automatyczną regulacją poziomu za pomocą prądu pilotowego 42 V x 75mA.

2.12. Urządzenia zdalnej kontroli

Na każdej stacji obsługiwanej sygnalizowane są zmiany poziomu większe niż + 2 dB.

Z drugiej strony każdy ze wzmacniaków nieobsługiwanych ma indywidualny generator kwarcowy, którego sygnał jest wyławiany i kontrolowany na stacji obsługiwanej. Każda stacja ma własną częstotliwość mieszczącą się w zakresie 13004 - 13120 kHz. Częstotliwości kolejnych stacji różnią się między sobą o 4 kHz. Generatory zasilane są zdalnie parami symetrycznymi, umieszczonymi w kablu pomiędzy parami współosiowymi. Napięcie zdalnego zasilania generatorów wynosi 130 V.

Ponadto stacje nieobsługiwane są nadzorowane za pomocą urządzeń transmisji danych o szybkości 200 bodów, przesyłających sygnały o otwarciu drzwi, pojawieniu się ognia i o uszkodzeniach w obwodach zdalnego zasilania. Sygnały te są przesyłane również po parach symetrycznych.

2.13. Łączność służbowa

Łączność służbowa jest realizowana za pomocą par symetrycznych, znajdujących się w kablu pomiędzy parami współosiowymi. Stacje obsługiwane są połączone łączami dwutorowymi, natomiast łączność między stacją obsługiwaną a stacjami nieobsługiwanymi jest jednotorowa.

2.14. Zabezpieczenia

Wzmacniaki przelotowe i pary współosiowe są odizolowane od ziemi w celu uniknięcia oddziaływań linii elektroenergetycznych prądu zmiennego. Oprócz tego pomiędzy zewnętrznymi przewodami a ziemią stosowane są odgromniki, a w celu bezpośredniego zabezpieczenia wzmacniaków przed resztkowymi napięciami, pochodzącymi od wyładowań atmosferycznych lub indukowanymi przez linie wysokich napięć na wejściach i wyjściach stosuje się zabezpieczające układy diodowe.

2.15. Urządzenie alarmowe

Urządzenie alarmu głównego jest uruchamiane w przypadku powstania uszkodzenia przed naprawieniem uszkodzenia powstałego wcześniej, a także informuje personel stacji obsługiwanych o przerwach pracy traktu liniowego bez względu na przyczynę.

2.16. Stacje obsługiwane

Stacje obsługiwane są zwykle instalowane w odległościach co 100 km i zapewniają jednocześnie zdalne zasilanie i kontrolę. W przypadku linii z torami małowymirowymi mogą być instalowane nieobsługiwane stacje zasilające, jeśli ze względu na ograniczony zasięg zdalnego zasilania uzupełnienie takie jest konieczne.

3. PROJEKTOWANIE URZĄDZEŃ

Podstawowe dane wyjściowe do projektowania urządzeń końcowych i urządzeń traktu liniowego zostały przyjęte zgodnie z zaleceniami CCITT.

3.1. Urządzenia końcowe

Na urządzenia końcowe składają się istniejące tranzystorowe urządzenia przemiany kanałowej, przemiany grup pierwotnych i wtórnych oraz nowo opracowane w wersji tranzystorowej przemienniki grup trójnych, czwórných i wspólne urządzenia generacyjne.

Oprócz tranzystoryzacji wprowadzono szereg ulepszeń mających na celu poprawienie właściwości technicznych urządzeń tak, aby mogły one pracować w światowym łańcuchu telekomunikacyjnym.

a. Obniżenie szumów

Wprowadzone zostały modulatory tranzystorowe zamiast dotychczas używanych diodowych modulatorów pierścieniowych, co pozwoliło obniżyć koszty i zmniejszyć szumy. Obecnie całkowity szum urządzeń przemiany, mierzony w punkcie o poziomie względnym zero, jest o połowę mniejszy w porównaniu ze starymi urządzeniami i wynosi mniej niż 25 pW.

b. Stabilność częstotliwości

W lampowych urządzeniach systemu 12 MHz stosowany był

w generatorze podstawowym kwarc o cięciu DT i częstotliwości 120 kHz, natomiast w nowych urządzeniach tranzystorowych stosuje się kwarc na częstotliwość 2,5 MHz i o cięciu AT, co pozwala na uzyskanie znacznie większej stałości częstotliwości.

c. Zwiększenie szybkości przełączania urządzeń generacyjnych w przypadku awarii

Zamiast dotychczas stosowanych przekaźnikowych urządzeń przełączających zastosowano szybko działające diodowe układy dla przełączania na urządzenia rezerwowe w przypadku awarii. Uzyskano w ten sposób poprawę niezawodności oraz usunięto przyczyny przekłamań w transmisji danych.

3.1.1. Urządzenia przemiany

Zgodnie z zaleceniami CCITT poszczególne pary przemienników nie powinny wprowadzać szumów większych niż:

przemienniki kanałowe	- 330 pW
przemienniki grup pierwotnych	- 90 pW
przemienniki grup wtórnych	- 80 pW

Całkowity dopuszczalny szum wprowadzany przez przemienniki grup trójnych i czwórných w całym łączy odniesienia dla systemu 12 MHz, zawierającym 9 par takich przemienników, wynosi 760 pW. Stąd na każdą parę przypada około 84 pW. Jednakże pożądanе byłoby obniżenie szumów tak dalece, jak tylko jest to możliwe, aby uzy-

skać odpowiednie zapasy na szumy wprowadzane przez urządzenia transferowe i urządzenia przełączające grup trójnych.

Szumy wprowadzane w urządzeniach końcowych można podzielić na następujące grupy:

- szumy wzmacniaczy w urządzeniach przemiany,
- szumy intermodulacyjne wzmacniaczy i modulatorów,
- szumy pochodzące ze źródeł zasilających,
- przesłuchy niezrozumiałe, pochodzące od zniekształceń fal nośnych,
- przesłuchy niezrozumiałe spowodowane niedostateczną selektywnością filtrów,
- pozostałości fal nośnych w modulatorach,
- przesłuch zrozumiały pomiędzy panelami i okablowaniem,
- przesłuch poprzez źródła fal nośnych,
- przesłuchy zrozumiałe, pochodzące od zniekształceń fal nośnych.

Filtry są projektowane tak, aby zapewnić dostatecznie wysoką selektywność; pokazane jest to na rys. 1^{x)}: ponad 80 dB dla zrozumiałych i niezrozumiałych przesłuchów i ponad 28 dB dla pozostałości fali nośnej. Filtr w górnym pasmie zaporowym dla stłumienia górnej wstęgi bocznej grupy trójnej MG3, MG6 i MG7 odpowiednio ma tłumienność 80 dB.

^{x)} Rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

Filtry grup trójnych MG1 i MG2 są projektowane tak, aby stłumić pozostałości fal nośnych w zakresie powyżej 8,5 MHz o więcej niż 50 dB. Tłumienność dla wszystkich częstotliwości poniżej 4,3 MHz dla MG2 i pomiędzy 0,8 MHz i 2 MHz dla MG3 wynosi ponad 40 dB, co umożliwia wyfiltrowanie tych dwóch grup trójnych bezpośrednio z pasma liniowego. Tłumienność dla częstotliwości nośnych jest tak zaprojektowana, że stosunek sygnału do pozostałości fal nośnych na wyjściu modulatorów wynosi co najmniej 15 dB, z marginesem wynoszącym 5 dB.

Tak zaprojektowane filtry pozwalają zmniejszyć szumy pochodzące z ich przyczyny, mierzone w pasmie każdej z grup trójnych, w warunkach konwencjonalnego obciążenia systemu, poniżej 0,5 pW.

Szumy termiczne są obliczane na podstawie znajomości szumów cieplnych oporności, współczynników szumów tranzystorów i poziomów wyjściowych. Szumy intermodulacyjne są obliczane na podstawie współczynników nieliniarności elementów wg metod podanych przez R.A. Brockbanka i C.A.A. Wassera. Całkowite szumy cieplne i intermodulacyjne w punkcie o poziomie względnym zero pokazane są w tabeli 1. Jest możliwe zredukowanie szumów, pochodzących od źródeł zasilania i od prostych przesłuchów do granic, jakie są pożądane.

Tłumienność przesłuchu zrozumiałego i niezrozumiałego została przewidziana na więcej niż 80 dB, podobnie jak w innych urządzeniach przemiany. Jeśli chodzi o przesłuch niezrozumiały, można osiągnąć $1 \pm 0,5$ pW na każdy ze stopni przemiany. Łatwo można osiągnąć tłumien-

T a b e l a 1

Szumy ciepłne i intermodulacyjne (pW)

Szumy Urządzenie	Ciepłne	Intermodulacyjne		Całkowite
		2 rzędu	3 rzędu	
MOD-gr.tr.	3,6	0,36	0,02	3,98
WZM.odn.gr.tr.	0,89	0,72	-	1,61
DEM-gr.tr.	4,5	0,14	-	4,64
WZM-nad.gr.tr.	1,4	-	-	1,4
MOD-gr.czw.1	1,8	1,35	0,16	3,31
WZM-nad.	0,89	1,05	-	1,94
WZM-odb.	0,89	1,05	-	1,94
DEM-gr.czw.1	1,8	1,35	0,16	3,31
WZM-odb.gr.czw.	0,56	-	-	0,56
MOD-gr.czw.2	1,8	0,71	0,14	2,65
DEM-gr.czw.2	1,8	0,71	0,14	2,65
Gr.czw.3	-	-	-	4,44

T a b e l a 2

Bilans szumów (pły)

Rodzaj szumów	Gr. trójna	Gr. czwórna	Ogółem
Szum cieplny	10,4	6,0	16,4
2. rzędu	1,2	2,9	4,1
3. rzędu	-	0,3	0,3
Przesłuch z powodu niedoskonałości filtrów	1	1	
Sprzężenia przewodów i zespołów	2	2	8,8
Przesłuch przez źródła prądów nośnych	0,4	0,4	
Zniekształcenia prądów nośnych	1	1	
Całkowity szum	16,0	13,6	29,6

ność przesłuchową, wynikającą ze sprzężeń pomiędzy panelami i w okablowaniu większą niż 80 dB, tak że w rezultacie na jeden stopień przemiany można przyjąć szumy przesłuchu zrozumiałego i niezrozumiałego rzędu 2 pW.

Tłumienność przesłuchu spowodowanego sprzężeniami między źródłami fal nośnych można osiągnąć ponad 80 dB przez doprowadzenie fal nośnych do poszczególnych modulatorów przez rozgałęźniki.

Moc szumu spowodowanego zanieczyszczeniami fal nośnych nie przekracza 1 pW na każde urządzenie przemiany grup trójnych lub czwórných.

Zestawienie szumów pochodzących od różnych przyczyn zawarte jest w tabeli 2.

3.1.2. Urządzenia generacyjne

Stalość częstotliwości urządzeń generacyjnych wynosi zgodnie z zaleceniami CCITT $\pm 5 \cdot 10^{-8}$.

Stalość poziomu fal nośnych w czasie jest lepsza niż ± 1 dB. Stalość taka jest wymagana ze względu na zapobieżenie zmianom tłumienności modulatorów i ze względu na utrzymanie zniekształceń nieliniarnych na stałym poziomie.

Dopuszczalne zanieczyszczenia fal nośnych zostały ustalone przy uwzględnieniu następujących warunków:

a) stosunek sygnału do szumu, wynikający z istnienia określonych zanieczyszczeń fal nośnych, może być określony na wejściu modulatora jako:

$$20 \lg \frac{I_0}{I} \geq 80 \text{ dB}$$

gdzie I_0 jest amplitudą podstawowej fali nośnej, a I amplitudą zanieczyszczeń;

b) zanieczyszczenia fali nośnej rozmieszczone w odstępach co 4 kHz mogą powodować przesłuch zrozumiały. Dlatego stosunek sygnału do szumów tego rodzaju powinien wynosić więcej niż 80 dB;

c) moc szumów spowodowana przesłuchem niezrozumiałym, wynikającym ze zniekształceń fal nośnych, nie przekracza 1 pW;

d) stosunek sygnału do szumu wywołanego zniekształceniami znajdującymi się w bezpośrednim sąsiedztwie fali nośnej powinien wynosić więcej niż 45 dB zarówno dla modulatorów, jak i demodulatorów. Jest to konieczne ze względu na transmisje radiofoniczne i telegrafię wielokrotną.

Wszystkie te wymagania na czystość fal nośnych zilustrowane są na rys. 2.

3.1.3. niezawodność

W systemie zostały zastosowane elementy o wysokiej niezawodności, w większości już poprzednio używane. Jedynie niewielka część elementów została na nowo opracowana.

Niezawodność urządzeń końcowych opisana została w tabeli 3.

T a b e l a 3

Niezawodność urządzeń końcowych

Współczynnik uszkodzeń	Współczynnik intensywności uszkodzeń na zespół 10^{-9} /godz.	Liczba uszkodzeń na parę 10^{-4} /rok
Zespół		
Modulator	120	39
Filtr	210	39
Wzmacn. odb.	330	52,8
Gr. trójna	240	39
Kontrola gr. tr.	250	40
Wzmacn. płaski	110	19,6
Korektor		
Modulator	120	39
Filtr	210	39
Gr. czw.	250	40
Wzmacn. płaski	110	19,6
Korektor		
Urządzenia generacyjne	240	39

3.2. Wzmacniaki przelotowe

W czasie projektowania wzmacniaków przelotowych brano pod uwagę następujące założenia:

a) wzmacniaki powinny współpracować z obydwoma typami torów współosiowych 1,2/4,4 mm i 2,6/9,5 mm;

b) urządzenia systemu mogą być instalowane nie tylko na nowo budowanych trasach, ale również mogą służyć do ponownego uwielokrotniania linii pracujących w systemie 4 MHz; w takim przypadku urządzenia muszą być instalowane w istniejących już pomieszczeniach;

c) wzmacniaki muszą być w pełni zabezpieczone przed przepięciami pochodzącymi od wyładowań atmosferycznych, uszkodzeń linii energetycznych itp.

3.2.1. Szumy wzmacniaków

Dla obniżenia szumów w górnych kanałach systemu przewidziano, że trakt liniowy będzie pracował z preemfazą, której charakterystyka wyraża się wzorem:

$$10 \lg \left\{ 1 + \frac{10}{1 + \frac{3}{(f/f_r - f_r/f)^2}} \right\} \text{ dB} \quad f_r = 13,6 \text{ MHz}$$

Ocenia się, że dzięki tej preemfazie współczynnik szumów dla górnych kanałów obniża się o około 1-1,5 dB.

Szumy wzmacniaczy składają się z szumów cieplnych i szumów intermodulacyjnych drugiego i trzeciego rzędu.

Poszczególne komponenty szumów wzmacniacza można wyznaczyć na drodze analityczno-doświadczalnej. Wyniki tego rodzaju obliczeń przedstawione są na rys. 3.

3.2.2. Projektowanie wzmacniacza

W opisywanym systemie zastosowano trzystopniowy wzmacniacz z mieszanym mostkowym sprzężeniem zwrotnym. Układ taki zapewnia doskonałe własności ogólne i małe szумы własne.

Duża część sprzężenia zwrotnego jest zużytkowana na poprawienie linearności wzmacniacza równomiernie w całym pasmie częstotliwości, jednak z drugiej strony dużą porcję sprzężenia zwrotnego (tak dużą jak to było możliwe) zużytkowano na ukształtowanie charakterystyki wzmacniacza i pętli sprzężenia zgodnie z zasadami podanymi przez H.W. Bodego. Jedną z najpoważniejszych trudności występujących przy budowie wzmacniaczy było występowanie dodatkowego przesunięcia fazowego, utrudniającego uzyskanie stabilnej pracy w szerokim pasmie częstotliwości. Na przesunięcie to złożyły się następujące czynniki:

- a) przesunięcie fazowe wynikające z procesów dyfuzyjnych w materiale tranzystora,
- b) przesunięcie fazowe spowodowane elementami pasywnymi (pojemności wewnętrzne tranzystora),
- c) przesunięcie fazowe wynikające z geometrycznej długości pętli sprzężenia zwrotnego, wynoszące:

$a = 0,012 \text{ l stop./MHz}$, l - długość w cm.

Całkowite przesunięcie dodatkowe wynosiło około $0,45 \text{ stop./MHz}$.

Dla maksymalnego zredukowania dodatkowego przesunięcia fazowego we wzmacniaczach zastosowano specjalne warstwowe kondensatory typu BL, opracowane ostatnio przez NTT Electrical Communication Laboratory. Częstotliwość graniczna zastosowanych tranzystorów wynosiła 1000 MHz. Uzyskano następujące podstawowe parametry wzmacniaczy:

Wzmocnienie	- 39,5 dB przy 13,2 MHz
Sprężenie zwrotne	- 28,5 dB przy 12,5 MHz 38,5 dB przy 0,3 MHz
Współczynnik szumów	- 4,5 dB przy 12,5 MHz
Moc użytkowa	- większa niż +23 dBm

Współczynniki zniekształceń nieliniarnych (0 dBm na wyjściu):

druga harmoniczna	79 dB przy 12,5 MHz
	89 dB przy 0,3 MHz
trzecia harmoniczna	112 dB przy 12,5 MHz
	122 dB przy 0,3 MHz

Błąd samoczynnej regulacji termicznej: mniej niż ± 0,1 dB

Błąd projektowania charakterystyki pętli sprzężenia zwrotnego: ± 0,03 dB.

T a b e l a 4

Rodzaj i liczba uszkodzeń urządzeń w łączu o długości 2500 km

Element	Uszkodzenie	Liczba uszkodzeń w ciągu roku	%
Tranzystory	Przerwa w emiterze	0,66	16,2
	Zwarcie w emiterze	0,33	8,1
	Obniżenie linearności	0,59	14,5
	Wzrost szumów	0,39	9,6
Kondensatory typu BL	Przebiecie izolacji	0,77	1,7
Kondensatory styrofleksowe	Złe kontakty wyprowadzeń	0,13	3,2
Oporniki	Przerwa	1,42	34,8
Transformatory	Przerwa	0,22	5,4
	Przerwa	0,05	1,3
Cewki	Ogólna	3,08	94,8

Charakterystyka pętli sprzężenia zwrotnego pokazana jest na rys. 4. W tabeli 4 zobrazowana została niezawodność wzmacniaczy przez podanie częstotliwości występowania uszkodzeń w zależności od ich rodzajów.

3.2.3. Korekcja

Przy projektowaniu korekcji uwzględniono charakter zmian tłumienności w funkcji częstotliwości oraz zmiany tłumienności w czasie.

Zniekształcenia charakterystyki przenoszenia w funkcji częstotliwości wynikają z błędów projektowania, rozrzutów produkcyjnych zarówno kabli, jak i urządzeń. Zmiany charakterystyk przenoszenia w czasie wynikają z temperaturowych wahań tłumienności toru kablowego, zmian wzmacności wzmacniaków spowodowanych starzeniem się elementów, zwłaszcza czynnych, oraz także zmianami wzmacności w zależności od temperatury. Do projektowania przyjęto następujące dane wyjściowe:

a. Odchylenia charakterystyki częstotliwościowej w odniesieniu do 100 km

Błędy projektowania wzmacniaczy	± 1 dB
Rozrzuty produkcyjne	$\pm 0,3$ dB
Rozrzuty produkcyjne kabli	± 1 dB
Resztkowe odchyłki po korekcji	$\pm 0,5$ dB

b. Zmiany w czasie w odniesieniu do 100 km

Resztkowe błędy po samoczynnej regulacji termicznej	± 1 dB
---	------------

Temperaturowe zmiany wzmacnienia	<u>±</u> 2 dB
Zmiany wzmacnienia spowodowane waha- niami napięć zasilających	<u>±</u> 0,2 dB

Dla spełnienia wymienionych wyżej założeń projektowa-
ne błędy wzmacnienia wzmacniacza powinny wynosić mniej
niż ± 0,05 dB, rozrzuty produkcyjne poszczególnych wzmac-
niaczy w porównaniu do wzorcowej charakterystyki nie po-
winny przekraczać 0,03 dB, resztkowy błąd po samoczyn-
nej regulacji termicznej pojedynczego wzmacniacza nie po-
winien przekraczać 0,05 dB oraz zmiany wzmacnienia spo-
wodowane zmianami temperatury 0,05 dB.

4. URZĄDZENIA SYSTEMU 12 MHz (CP-12MTr)

4.1. Urządzenia końcowe

Urządzenia przemiany niższych stopni, do przemiany
grup wtórnych włącznie, zostały opracowane w wersji
 tranzystorowej już w trakcie tworzenia systemu 4 MHz
(CP-4MTr). Dla systemu 12 MHz zostały dodatkowo opraco-
wane nowe tranzystoryzowane przemienniki grup trójnych,
czwórných oraz urządzenia generacji fal nośnych.

4.1.1. Urządzenia przemiany grup trójnych

Przemienniki grup trójnych w kierunku nadawczym prze-
suwają trzy podstawowe grupy trójne o 300 kanałach i pa-
smie 812-2644 kHz w położenie podstawowej grupy czwór-
nej o 900 kanałach i pasmie 8516-12388 kHz za pomocą

fal nośnych o częstotliwościach 10560, 11880 i 13200 kHz. Odpowiednio odwrotną operację przeprowadza się po stronie odbiorczej. W jednym stojaku można umieścić 18 urządzeń do przemiany grup trójnych, tzn. wyposażenie dla dwóch systemów 12 MHz. Na tym samym stojaku umieszcza się także wzmacniacze fal nośnych oraz urządzenia automatycznej regulacji grup trójnych za pomocą prądu pilotowego o częstotliwości 1552 kHz.

Ciężar stojaka wynosi około 200 kG, a pobór mocy około 100 W.

Poziom wejściowy po stronie nadawczej wynosi -38 dBr (w dotychczasowych systemach -36 dBr), co uwzględnia tłumienność okablowania stacyjnego pomiędzy stojakami przemiany grup wtórnych i trójnych rzędu 2 dB. Na wejściach i wyjściach przewidziane są gniazda do pomiaru poziomu prądów pilotowych - poziom mierzony w gniazdach wynosi -70 dBm.

Wzmacniacz w kierunku nadawczym jest taki sam jak stosowany w stojaku przemienników grup czwórných i w stojakach wzmacniaczy.

4.1.2. Urządzenia przemiany grup czwórných

Przemienniki grup czwórných w kierunku nadawczym przesuwają trzy podstawowe grupy czwórne o 900 kanałach każda i o pasmie 8516-12388 kHz w pasmo liniowe systemu, zawierające 2700 kanałów i rozciągające się od 312 kHz do 12388 kHz. Stosowane prądy nośne mają częstotliwości: 12704 i 16720 kHz. Po stronie odbiorczej

przeprowadza się odpowiednią operację odwrotną.

W miejsce grupy czwórnej nr 1 może być użyty zestaw 15 grup wtórnych (analogiczny jak w systemie 960-krotnym z wyłączeniem pierwszej grupy wtórnej).

Ciężar stojaka przemiany grup czwórných wynosi około 230 kG, pobór mocy 40 W. Przewidziane są także gniazda pomiarowe poziomu prądów pilotowych oraz miejsce na wzmacniacz rezerwowý kierunku odbiorczego, podobnie jak w stojaku przemienników grup trójnych. Na stojaku znajduje się także korektor zniekształceń okablowania stacyjnego, który koryguje odcinek pomiędzy stojakiem przemienników grup czwórných i stojakiem wzmacniaczy końcowych.

4.1.3. Urządzenia generacyjne

Urządzenia generacyjne umieszczone są na dwóch stojakach: właściwym generacyjnym i rozdzielczym. Na stojaku generacyjnym umieszczony jest generator podstawowy o częstotliwości 2,5 MHz. Za pomocą impulsowych dzielników i konwencjonalnych modulatorów wytwarza się częstotliwość podstawową 440 kHz. Z tej częstotliwości podstawowej za pomocą generatorów harmoniczných wytwarza się fale nośne dla grup trójnych i czwórných. Falę nośną dla pierwszej grupy czwórnej wytwarza się na drodze modulacji prądu nośnego 9 grupy trójnej (13200 kHz) częstotliwością 496 kHz. W stojaku generowane są także prądy pilotowe: liniowy 308 kHz i podstawowej grupy czwórnej (11096 kHz). Pozostałe dwa liniowe prądy pilo-

towe otrzymuje się z dwóch niezależnych generatorów o częstotliwościach 4287 kHz i 12435 kHz. Każdy z tych generatorów posiada rezerwę przełączaną automatycznie, przy czym czas przełączania nie przekracza 100 μ sek.

W kontrolnych gniazdach mierzy się poziom -40 dBr na oporności 75 Ω .

Dzielniki częstotliwości są jednakowe na wszystkich stopniach i dzięki temu są między sobą wymienne. Podobnie rzecz się przedstawia ze wzmacniaczami poszczególnych fal nośnych oraz układami przełączającymi na rezerwę zarówno fale nośne, jak i prądy pilotowe.

Stojak rozdzielczy zawiera wzmacniacze i urządzenia rozprowadzające fale nośne do poszczególnych stojaków. Fale nośne rozprowadzane są z poziomem +5 dBm, mierzo-
nym na wyjściu stojaka. Na stojaku mogą być także instalowane wzmacniacze do zasilania starych urządzeń lampowych. Wymiary stojaków przemienników wynoszą 2700x520x x225 mm.

4.1.4. Modulatory

Modulator zawiera cztery krzemowe tranzystory. Jego zasada pracy jest taka sama jak dotychczas stosowanych modulatorów kołowych z diodami, z tą tylko różnicą, że obecne modulatory przenoszą sygnały tylko w jedną stronę.

Tranzystory pracują w układzie wspólnej bazy i są wstępnie spolaryzowane napięciem stałym około 0,6 V. Na przemian pary tranzystorów są zatykane lub przewodzą -

- w zależności od tego, czy chwilowa wartość prądu nośnego jest ujemna czy dodatnia. W momencie odetkania przewodząca para tranzystorów pracuje dla częstotliwości modulującej jak wzmacniacz przeciwsobny. Tłumienność dla nadawania wynosi 0 dB, a współczynnik szumów około 10 dB. Tłumienność niepożądanych resztek fali nośnej i prądu modulującego wynosi około 30-40 dB.

4.1.5. Wzmacniacze o płaskiej charakterystyce

Wzmacniacze te są stosowane w kierunku nadawczym przemiany grup trójnych, w kierunku odbiorczym przemiany grup czwórných i jako wzmacniacze nadawcze w końcowych i obsługiwanych stacjach wzmacniakowych. Wzmacniacze te są zbudowane w układzie trzystopniowym z zastosowaniem krzemowych tranzystorów epitaksialno-planarnych. Te same tranzystory są stosowane również we wzmacniakach stacji nieobsługiwanych. We wszystkich stopniach tranzystory pracują w układzie wspólnego emitera.

Dla poprawienia linearności każdy stopień posiada własne, lokalne sprzężenie zwrotne. Dla umożliwienia pomiaru prądów pilotowych transformator wyjściowy wzmacniacza jest wykonany w formie rozgałęźnika, którego jedno z uzwojeń wyprowadzone jest na gniazdo pomiarowe. Główne parametry wzmacniaczy są jak następuje:

Pasma przenoszone	0,3-13,120 MHz
Tłumienność niedopasowania wejścia i wyjścia względem 75Ω	≥ 20 dB

Wzmocnienie	31 dB \pm 0,2 dB
Zniekształcenia nielinearne	
($P_{wy} = +10$ dB) druga harmoniczna	78 dB (1 MHz)
	68 dB (12 MHz)
trzecia harmoniczna	101 dB (1 MHz)
	91 dB (12 MHz)
Współczynnik szumów	≤ 5 dB
Moc użytkowa	23 dB
Pobór mocy	21 V, 75 mA, prąd stały.

4.1.6. Automatyczna regulacja poziomu grup trójnych

Urządzenie zawiera wzmacniacze, odbiorniki prądów pilotowych, a w przypadkach kiedy to jest konieczne, również automatyczną regulację. Znamionowe wzmocnienie o płaskim przebiegu w funkcji częstotliwości wynosi 21 dB. W obwodzie sprzężenia zwrotnego znajduje się termistor, którego prąd jest sterowany odbiornikiem pilota grupy trójnej o częstotliwości 1552 kHz. W przypadku gdy poziom prądu pilotowego zmieni się o więcej niż ± 2 dB od wartości znamionowej, uruchamiany jest alarm. Przy spadku poziomu prądu pilotowego o więcej niż 15 dB wzmocnienie wzmacniacza jest automatycznie blokowane na poziomie 18-21 dB. Urządzenie automatycznej regulacji odblokowuje się samoczynnie, gdy różnica poziomu pilota w stosunku do wielkości znamionowej jest mniejsza niż 6 dB. Działanie automatycznej regulacji pozio-

mu zmniejsza wahania poziomu w stosunku 10-krotnym.

4.1.7. Generator podstawowy

Generator podstawowy jest zbudowany w układzie Colpittsa, jak to pokazano na rys. 5. Amplituda sygnału wyjściowego jest kontrolowana i stabilizowana w układzie sprzężenia zwrotnego prądem stałym. Również prąd pracy kwarcu jest stabilizowany i utrzymywany poniżej wielkości 100 μ A. Częstotliwość rezonansowa równoległego obwodu LC jest tak wybrana, aby jego reaktancja była pojemnościowa dla piątego overtону, a indukcyjna dla częstotliwości podstawowej i trzeciego overtону. Obwód oscyluje jedynie na częstotliwościach powyżej piątego overtону.

Zastosowany kwarc, o częstotliwości 2,5 MHz, o wypukłym cięciu typu AT, posiada następujące wymiary:

- średnica 30 \pm 0,05 mm
- grubość 4 mm
- kąt cięcia 35°22'
- promień krzywizny głównej płaszczyzny 150 mm.

Taśmy mocujące są wykonane z niklu i mają wymiary: 1,5 mm szerokości i 0,08 mm grubości. Są one przylutowane do srebrzonej powierzchni kwarcu w 3 lub w 4 punktach.

Dla uzyskania wysokiej stałości częstotliwości kwarc jest zamknięty w wysokiej próżni (1×10^{-5} mm Hg) w szklanym naczyniu o wymiarach 35 mm średnica i 40 mm

długość. Kwarce umieszcza się w szklanym pojemniku, po dokładnym usunięciu zanieczyszczeń i kurzu.

Charakterystyka zmian częstotliwości w czasie starzenia kwarcu jest pokazana na rys. 6. Na rysunku tym przedstawiona jest także charakterystyka po przerwaniu zasilania. Na rys. 7 pokazana jest stałość częstotliwości generatora podstawowego w warunkach wibracji. Generator w opakowaniu ochronnym wytrząsany był przez co drugą minutę w ciągu godziny z amplitudą 2 mm i częstotliwością w granicach 5-55 Hz.

Na podstawie otrzymanych wyników można gwarantować, że stałość częstotliwości w warunkach nieciągłego zasilania będzie nie gorsza niż $\pm 1,5 \cdot 10^{-8}$, a w warunkach wibracyjnych $\pm 10^{-9}$.

Termostat, w którym pracuje kwarc, jest stale kontrolowany czujnikiem platynowym, a jego temperatura może być dowolnie ustawiona w zakresie $60 \pm 5^{\circ}\text{C}$.

4.1.8. Dzielnik częstotliwości

Dla otrzymania podstawowej częstotliwości nośnej 4 kHz z częstotliwości generatora podstawowego 2,5 MHz stosowane są cztery stopnie podziału częstotliwości, co jest zilustrowane na rys. 8.

Każdy stopień dzielnika zawiera trzy tranzystorowe przerzutniki typu flip-flop. Impulsowe sprzężenie zwrotne jest brane z drugiego do pierwszego przerzutnika oraz z trzeciego do drugiego. W rezultacie otrzymuje się cyfrowy dzielnik, pracujący jako licznik do 5; $(2x2-1) \times$

$x_{2-1} = 5$. Kształt napięcia wychodzącego z dzielnika częstotliwości jest prostokątny. Jeśli w procesie dzielenia wprowadzone zostaną jakiegokolwiek zniekształcenia (częstotliwości obce), to odbija się to na amplitudzie i fazie sinusoidalnych prądów nośnych. Szczególnie w przypadku modulatorów pracujących z inwersją fazy należy dążyć do ograniczenia wahań fazy. Wahania te można określić za pomocą wzoru:

$$Q = 2 \times 2 - \frac{S/N}{20}$$

gdzie S/N jest stosunkiem amplitudy właściwej fali nośnej do zniekształceń.

Dla stosunku $S/N = 45$ dB Q wynosi 0,0011 rad.

W praktyce każda z fal nośnych stanowi harmoniczną częstotliwość podstawowej i kombinacji dwóch częstotliwości f_p i f_c . W takim przypadku drgania częstotliwości wynikowej będą określone następująco:

$$\tau_{c \pm p} = \frac{f_c}{f_c \pm f_p} \tau_c \pm \frac{f_p}{f_c \pm f_p} \tau_p \quad [\text{sek}]$$

gdzie τ_p i τ_c są drganiami częstotliwości składowych.

W systemie CP-12MTr ważne jest, aby najwyższa z częstotliwości nośnych 16,72 MHz miała dostatecznie małe drgania; pozostałe częstotliwości wówczas będą również dostatecznie stabilne. Dla tej częstotliwości przyjęto, że drgania fazy nie powinny przekraczać 0,0011 rad.

4.1.9. Układy przełączające

Dla ograniczenia czasu przełączania, w miejsce dotychczas stosowanych przekaźników mechanicznych, zastosowano krzemowe diody epitaksialno-planarne. Zyskano w ten sposób czas przełączania mniejszy od 100 μ sek. Założono także, że skok fazy przy ręcznym przełączaniu nie powinien być większy niż 30° .

Układy przełączające zawierają po dwa mostki typu T, a w każdym z nich znajdują się po dwie diody. Przełączenie na urządzenia rezerwowe odbywa się automatycznie, jednak przełączenie w kierunku odwrotnym (z rezerwy na urządzenia podstawowe) wymaga przełączenia ręcznego. Główne parametry urządzeń przełączających są następujące:

Pasma częstotliwości	10-17 MHz
Poziom wyjściowy	+15 dBm
Czas przełączania	$\leq 100 \mu$ sek
Tłumienność wtrąceniowa w kierunku przepustowym	≤ 5 dB
Tłumienność w kierunku zaporowym	≥ 50 dB
Tłumienność niedopasowania wejścia i wyjścia względem 75Ω	≥ 15 dB
Zniekształcenia nielinearne	
druga harmoniczna	30 dB
trzecia harmoniczna	30 dB (przy poziomie wyjściowym +10 dBm)

4.2. Urządzenia wzmacniające

Stosuje się trzy rodzaje stacji wzmacniakowych: końcowe, przelotowe obsługiwane i przelotowe nieobsługiwane. Wzmacniaki stacji końcowych i stacji obsługiwanych są umieszczane w typowych stojakach stacyjnych (x 2750 mm x 750 mm x 225 mm); w tych samych stojakach umieszczane są także urządzenia zdalnego zasilania. Urządzenia zdalnej kontroli i sygnalizacji umieszczane są w oddzielnych stojakach. Wzmacniaki stacji nieobsługiwanych instalowane są z reguły w studzienkach podziemnych, jednak wzmacniaki stacji nieobsługiwanych wyposażonych w automatyczną regulację poziomu (co szósta stacja) umieszcza się w naziemnych szafkach.

Długość odcinka wzmacniakowego dla kabla normalno-wymiarowego wynosi, jak już wspomniano, 4,5 km. Jeśli urządzenia systemu CP-12Tr instaluje się na trasie, na której dotychczas pracował system C-4M (960 kanałów), wówczas dla stacji nieobsługiwanych wykorzystuje się istniejące już betonowe pomieszczenia i instaluje się w nich stojaki o zmniejszonych gabarytach (2000 mm x 520 mm x 225 mm). Jednak co drugą stację nieobsługiwaną trzeba dobudować i te stacje buduje się już jako studzienki podziemne.

Dla kabli małowymiarowych długość odcinka wzmacniakowego wynosi 2 km, co jest równe połowie długości odcinka wzmacniakowego dla obecnie już stosowanego systemu 4 MHz. Wzmacniaki liniowe są jednakowe dla obu rodzajów torów współosiowych.

4.2.1. Urządzenia końcowej stacji wzmacniakowej

Sygnały przychodzące ze stojaka przemienników grup czwórných przechodzą przez korektor okablowania stacyjnego, następnie przez obwód preemfazy i wzmacniacz o płaskiej charakterystyce wzmocnienia (nadawczy). Poziom wyjściowy ze wzmacniacza nadawczego wynosi -19 dBr dla 308 kHz i -9 dBr dla 12435 kHz, co pozwala na poprawienie stosunku sygnału do szumu dla wyższych częstotliwości pasma liniowego. Na wejściu wzmacniacza nadawczego wprowadzane są trzy liniowe prądy pilotowe: 308 kHz, 4287 kHz i 12435 kHz. Stabilizatory poziomu prądów pilotowych umieszczone są na stojaku wzmacniaczy końcowych.

Po stronie odbiorczej sygnały przechodzą przez wydłużniki torowe (jeśli jest to potrzebne) i są wzmacniane przez liniowy wzmacniacz odbiorczy (korygowany). Następnie przechodzą przez obwód deemfazy do stojaka przemienników grup czwórných.

Urządzenia zdalnego zasilania składają się z dwóch zasilaczy zawierających tranzystorowe konwertory i stabilizatory prądu stałego $75 \text{ mA} \pm 1\%$. Napięcie doprowadzone do zasilacza wynosi 21 V; maksymalne napięcie zdalnego zasilania 750 V.

4.2.2. Urządzenia obsługiwanej przelotowej stacji wzmacniakowej

Przelotowe stacje obsługiwane instalowane są co 100 km i zasadniczo posiadają prawie taki sam zestaw urządzeń,

jak kierunek odbiorczy stacji końcowej. W stojaku mieści się wyposażenie dla jednego zestroju.

Sygnal przychodzący z toru oddzielany jest od prądu zdalnego zasilania zwrotnicą i przechodzi przez wydłużnik torowy (jeśli jest on potrzebny). Następnie jest wzmacniany wzmacniaczem odbiorczym (korygowanym) i przechodzi przez zespół korektorów. Tłumienność wprowadzana przez korektory jest kompensowana wzmacniaczem nadawczym, którego wyjście poprzez zwrotnicę zdalnego zasilania połączone jest z torem kablowym.

4.2.3. Nieobsługiwana stacja wzmacniakowa z automatyczną regulacją poziomu

Tego rodzaju stacje są instalowane co szóstą, maksymalnie co dziesiątą stacją nieobsługiwana. Umieszczane są bądź w szafkach naziemnych lub w pomieszczeniach po nieobsługiwanych stacjach systemu 4 MHz. Wzmacniaki z ARP kompensują tłumienność poprzedzającego odcinka wzmacniakowego wraz z jej wahaniami temperaturowymi oraz zsumowane błędy samoczynnej regulacji termicznej poprzedzających stacji nieobsługiwanych.

Na jednym stojaku mieszczą się urządzenia dla czterech zestrojów. Stosowane są dwa rodzaje stojaków: dla szafek - o wymiarach 2400 mm x 1000 mm x 560 mm i dla stacji po systemie 4 MHz o wymiarach 2000 mm x 520 mm x 225 mm.

4.2.4. Nieobsługiwane stacje z samoczynną regulacją termiczną

Nieobsługiwane stacje z samoczynną regulacją termiczną umieszczane są w odstępach co 4,5 km na kablu normalnowymiarowym i co 2 km na kablu małowymiarowym.

Stacje te zawierają wzmacniacze liniowe, zwrotnice zdalnego zasilania na wejściu i wyjściu i wydłużniki torowe - całość jest zamknięta w hermetycznych pudełkach. Zakres regulacji termicznej i automatycznej regulacji pilotem P3 wynosi odpowiednio ± 1 dB i ± 3 dB. Samoczynna regulacja termiczna jest sterowana termistorem, którego oporność zmienia się w zależności od temperatury otoczenia.

4.3. Urządzenia zdalnej kontroli

Urządzenia zdalnej kontroli są instalowane w każdej stacji obsługiwanej (urządzenia nadzorujące) oraz we wszystkich stacjach nieobsługiwanych (urządzenia dostarczające informacji).

Urządzenia te zawierają:

- zespół kontroli poziomu prądu pilotowego P3,
- zespół nadzorujący pracę wzmacniaków na stacjach nieobsługiwanych,
- zespół zdalnego zasilania generatorów kontrolnych,
- zespół kontroli zdalnego zasilania,
- zespół łączności służbowej.

Urządzenia te są umieszczone w standartowym stojaku o wymiarach 2750 x 520 x 225 mm.

Wzmacniaki umieszczane w studzienkach są wyposażone w specjalne generatory kwarcowe, których częstotliwości leżą w odstępach co 4 kHz w pasmie 13004 kHz - 13120 kHz. Prądy te są wykawiane i kontrolowane przez zespół kontroli wzmacniaków nieobsługiwanych.

W przypadku gdy poziom prądu pilotowego F3 zmieni się o więcej aniżeli ± 2 dB, przekazywane są alarmy po parach symetrycznych. Lokalizacja miejsca, z którego został przesłany alarm, odbywa się na drodze pomiaru oporności pętli układem mostkowym. W taki sam sposób lokalizuje się alarmy o obniżeniu izolacji wewnątrz pojemników wzmacniaków oraz o spadku ciśnienia w kablu.

Dla kontroli stosowanych w małowymiarowym kablu pośrednich stacji zasilających wykorzystuje się system transmisji danych o szybkości 200 bodów, który umożliwia przesłanie 27 informacji. Do tego celu używa się ponadakustycznego pasma w dwutorowym łączu na pomocniczych parach symetrycznych. System ten posiada modulację częstotliwościową (3145 ± 45 kHz), a informacje przesyłane są cyklicznie w jednym kierunku. Dla zmniejszenia stopy błędów stosuje się podwójne nadawanie i podwójną kontrolę parzystości.

W systemie CP-12Mtr przekazuje się 24 użyteczne informacje, do których między innymi należą: przekroczenia poziomów prądów pilotowych F1, F2 i F3, pożar, otwarcie drzwi, kontrola napięć zasilających, przepalenie bezpieczników itp.

Wszystkie stacje obsługiwane są połączone dwutorowym łączem służbowym, a oprócz tego wszystkie stacje nieobsługiwane i obsługiwane połączone są jednotorowym łączem służbowym. Do tych celów wykorzystuje się pomocnicze pary symetryczne. Również za pomocą symetrycznych par pomocniczych zasila się zdalnie kontrolne generatory kwarcowe w stacjach nieobsługiwanych. Prąd zasilania wynosi 8 mA, napięcie 130 V. Zasilacz zdalnego zasilania generatorów zasilany jest napięciem 21 V.

4.4. Wzmacniacz liniowy

Uproszczony schemat wzmacniacza liniowego ilustruje rys. 9. Wzmacniacz posiada trzy stopnie pracujące w układzie wspólnego emitera, objęte mostkowym sprzężeniem zwrotnym. Wymagane sprzężenie zwrotne wynosi 27 dB dla najwyższej częstotliwości pasma, 38 dB dla najniższej częstotliwości i średnio w pasmie 32 dB. Dla uzyskania tak głębokiego sprzężenia zwrotnego dodatkowe przesunięcie fazowe musi być utrzymane poniżej $0,5^{\circ}/\text{MHz}$, a długość pętli sprzężenia zwrotnego musi być możliwie jak najmniejsza. W układach ze wspólnym emiterem dodatkowe przesunięcie fazowe jest wywoływane głównie doprowadzeniami w obwodach emiterów. Dla ograniczenia tego czynnika zastosowano w obwodach emiterów nowo opracowane kondensatory typu BL. Dzięki zastosowaniu kondensatorów typu BL obniżono indukcyjność połączeń w obwodach emiterów do wielkości rzędu 0,005 - 0,007 μH , co wynosi mniej więcej jedną czwartą wielkości otrzymywanej w przypadku

stosowania kondensatorów styrorefleksowych. Indukcyjność w obwodzie emitera rzędu 0,01 mH jest wielkością odpowiednią dla pętli sprzężenia zwrotnego o długości około 10 cm.

Kondensatory typu BL są wytwarzane z ceramiki półprzewodnikowej, z tytanianu baru o kontrolowanej wartościowości, pokrytego tlenkami manganu i miedzi. Całość poddawana jest obróbce termicznej. Materiały te posiadają bardzo dużą stałą dielektryczną (dwadzieścia do trzydziestu tysięcy).

Wszystkie elementy stosowane we wzmacniaczach liniowych muszą być bardzo wysokiej jakości i niezawodności. Przewiduje się, że niezawodność wzmacniacza powinna się wyrażać współczynnikiem $250 \cdot 10^{-9}$ uszk/godz.

Podstawowe parametry techniczne wzmacniacza liniowego są następujące:

Wzmocnienie	39,75 dB (przy 12 MHz)
Zakres regulacji	
- prądem pilotowym	$\leq \underline{4}$ 3 dB
- termicznej	$\leq \underline{+}$ 1 dB
Sprzężenie zwrotne	38,5 dB (przy 0,3 MHz) ok. 0 dB (przy 12 MHz)
Współczynnik szumów	\leq 5 dB
Zniekształcenia nielinearne (poziom wyjściowy +10 dBm)	
druga harmoniczna	69 dB przy 12 MHz 79 dB przy 0,3 MHz

trzecia harmoniczna	92 dB przy 12 MHz
	102 dB przy 0,3 MHz
Tłumienność korektora wstępnego	15 dB przy 0,3 MHz
	1 dB przy 12,5 MHz
Moc użyteczna	+23 dBm
Tłumienność niedopasowania na wejściu i wyjściu względem 75 Ω	≥ 29 dB
Przewidywane błędy charakterystyki (projektowane)	≤ ± 0,05 dB
Zmiany wzmocnienia w zależności od temperatury maksymalnie	≤ ± 0,05 dB
Przewidywany przy projektowaniu błąd charakterystyki układu automatycznej regulacji poziomu	≤ ± 0,03 dB
Przewidywany błąd układu regulacji termicznej	≤ ± 0,1 dB
Pobór mocy (prądu stałego)	75 mA x 21 V

Tranzystory w pierwszym i w ostatnim stopniu są zabezpieczone diodami przed przepięciami, które mogłyby być spowodowane wyładowaniami atmosferycznymi, przerwaniem kabla lub wyjęciem wzmacniaka ze stojaka. Wzmacniacze są umieszczane w metalowym wodoszczelnym pudełku, w którym także znajdują się zwrotnice zdalnego zasilania i wydłużniki torowe.

4.5. Urządzenia zdalnego zasilania

Nadawcze urządzenia zdalnego zasilania są umieszczone w stojakach wzmacniaczy w stacjach obsługiwanych. Składają się one z dwóch zasilaczy: zasadniczego i rezerwowego. W przypadku uszkodzenia następuje samoczynne przełączenie na zasilacz rezerwowo.

Zasilacz składa się z trzech zespołów: przetwornicy prądu stałego, stabilizatora prądu i detektora zmian natężenia. Ten ostatni po wykryciu wahań natężenia prądu zdalnego zasilania zmienia szerokość impulsów w stabilizatorze. Przetwornica prądu stałego zawiera multiwibrator o dwóch tranzystorach i dwustopniowy wzmacniacz prądu stałego. Zespół stabilizatora wyposażony jest w dwa tranzystory i kontroluje szerokość impulsów przez zmianę napięcia polaryzacji po porównaniu wahań prądu z napięciem odniesienia. W detektorze wahań prądu zdalnego zasilania zastosowany został przekaźnik prądu stałego.

5. BADANIA I PRÓBNA EKSPLOATACJA

Badania eksploatacyjne urządzeń omawianego systemu zostały przeprowadzone na trasie pomiędzy Yamaguchi i Shimonoseki (około 75 km, 16 wzmacniaków przelotowych) na nowo wybudowanej linii wyposażonej w normalnowymiarowy kabel współosiowy. Urządzenia zainstalowane na tej linii w czasie około dwóch miesięcy zostały poddane skrupulatnym badaniom zarówno charakterystyk transmisyjnych, jak i właściwości konstrukcyjnych oraz eksploata-

cyjnych. Wyniki badań wykazały, że system spełnił wszystkie założenia, jakie były przyjęte w czasie projektowania.

5.1. Urządzenia końcowe

W tabeli 5 pokazane są wyniki pomiarów mocy szumów urządzeń przemiany grup trójnych i czwórných pomierzone w warunkach konwencjonalnego obciążenia systemu i po utworzeniu pętli kierunków nadawczych i odbiorczych, odpowiednio przemienników grup trójnych lub czwórných.

Wyniki przedstawione w tabeli 5 porównane są z szumami otrzymywanymi w istniejącym lampowym systemie 12 MHz. Całkowita moc szumów osiągnęła zaledwie połowę wielkości przewidywanej w czasie projektowania i wynosi jedną trzecią mocy szumów systemu lampowego. Charakterystyki częstotliwościowe obu kierunków urządzeń przemiany odpowiednio grup trójnych i czwórných połączonych w pętlę mieszczą się w gabarycie o szerokości 0,5 dB. Tłumienność zniekształceń fal nośnych jest większa od 45 dB.

5.2. Wzmacniaki

Różnica pomiędzy charakterystyką wzmocnienia i charakterystyką tłumienności toru współosiowego nie przekracza 0,1 dB. Charakterystyki tłumienności niedopasowania, a także zniekształcenia nielinarne, mierzone zarówno przy jednej częstotliwości jak i przy dwóch częstotliwościach, w pełni odpowiadają założeniom.

T a b e l a 5

Szumy urządzeń końcowych

Urządzenia	Grupy trójne		Grupy czwórne		Ogółem	
	Zało- żone	Urządź. końcowe	Zało- żone	Urządź. końcowe	Zało- żone	Urządź. końcowe
		A		B		A
Szumy termiczne	10,2	7,9 5,3	6,0	5,1 3,1	16,2	13,0 8,4
Szumy in- termodula- cyjne	1,2	0,6 0,8	2,9	0,2 0,3	4,1	0,8 1,1
	0,0	0,03 0,0	0,3	0,08 0,0	0,3	0,11 0,0
Przesłuchy filtrów	1,0	0,56 0,56	1,0	0,0 0,0	2,0	0,56 0,56
Sprężenia	2,4	0,06 0,06	2,4	1,1 0,06	4,8	1,16 0,12
Zniekształcenia prądów nośnych	1,0	0,84 0,56	1,0	0,56 0,56	2,0	1,4 1,12
Ogółem	15,8	9,99 7,28	13,6	7,04 4,02	29,4	17,03 11,30
Wielkość znamionowa	25	- -	25		50	
System lampy C-12M ogółem		22,5 33,0		20,0 41,0		42,5 74,0

5.3. Trakt liniowy

Na rysunku 10 pokazane są charakterystyki tłumienności traktu liniowego na odcinku Yamaguchi-Shimonoseki. Wahania tłumienności w pasmie użytecznym nie przekraczały 2 dB, a po wprowadzeniu stałych korektorów, kompensujących błędy powstałe w czasie projektowania i produkcji, wahania te zostały zmniejszone do 0,5 dB. Otrzymane charakterystyki były zgodne z przewidzianymi odchyłkami charakterystyk wzmacniaczy, a ponadto wahania tłumienności mają łagodny przebieg, dzięki czemu są one łatwe do usunięcia za pomocą korektorów dokładnych (w przypadku, gdyby po zsumowaniu się na dłuższych odcinkach osiągnęły większe wielkości).

Na rysunku 11 przedstawiono wyniki pomiarów szumów traktu liniowego. Pokazane na rys. 11 krzywe A, B, C i D przedstawiają stosunek sygnału do szumów odpowiednio w kanałach o częstotliwościach środkowych 534 kHz, 3886 kHz i 12150 kHz. Charakterystyki te mają zapas około 5 dB w porównaniu do założonej wielkości 1,5 pW/km.

5.4. Ogólne charakterystyki wynikowe systemu

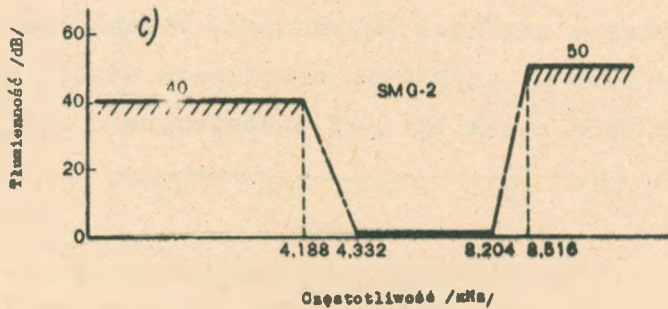
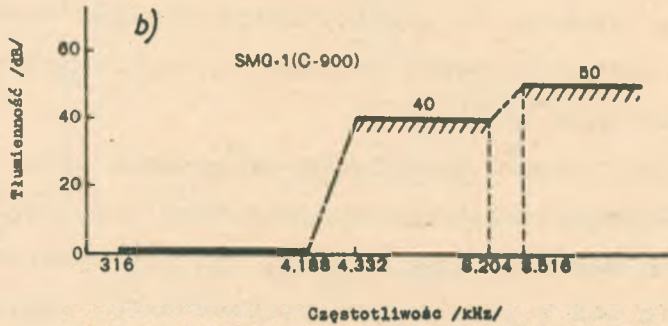
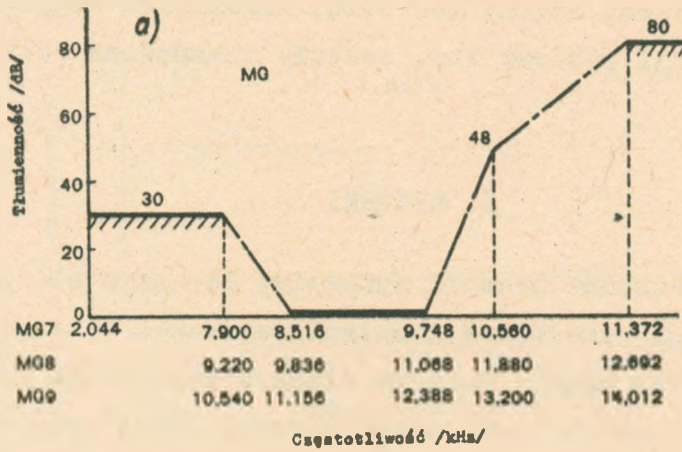
Na rysunku 12 pokazano charakterystyki tłumienności pomierzone po stronie podstawowej grupy trójnej, pomiędzy dwoma urządzeniami końcowymi, połączonymi odcinkiem traktu liniowego. Wahania tłumienności w całym pasmie grupy trójnej, odniesione do znamionowej wielkości mierzonej przy częstotliwości pilota grupowego, nie przekraczają $\pm 0,25$ dB.

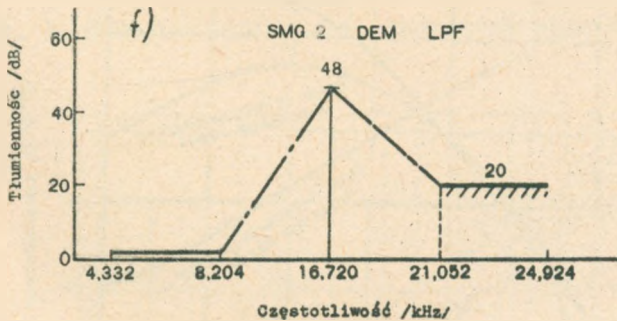
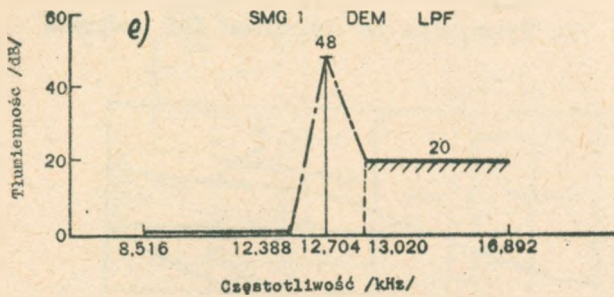
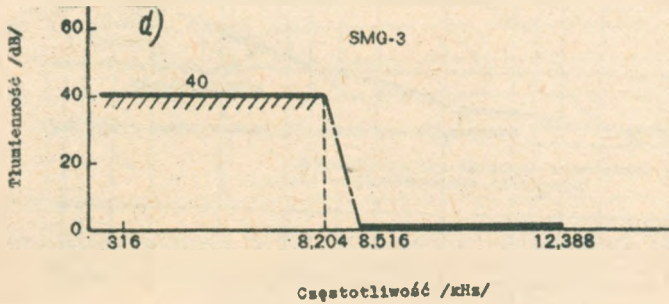
Także wszystkie pozostałe badania włącznie ze zdalnym zasilaniem, zdalną kontrolą, działaniem automatycznej regulacji poziomu itp. zostały zakończone pełnym powodzeniem.

6. WNIOSKI

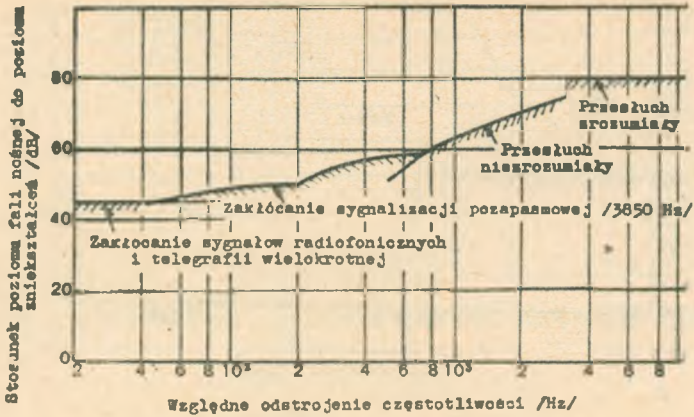
Przeprowadzone badania wykazały, że wszystkie założenia zostały spełnione z dużymi zapasami. W ciągu następnego roku będą w dalszym ciągu kontynuowane badania eksploatacyjne na wspomnianym odcinku linii oraz na dalszych ośmiu trasach. Po uwzględnieniu wyników badań i obserwacji system CP-12MTr wejdzie do regularnej eksploatacji w sierpniu 1968 r.

W tym samym czasie będą także prowadzone prace nad przekonstruowaniem układów automatycznej regulacji poziomu w stacjach nieobsługiwanych, tak aby było możliwe umieszczenie ich w podziemnych studzienkach, zamiast jak dotychczas w szafkach naziemnych. Przewiduje się, że po sierpniu 1968 r. wszystkie urządzenia stacji nieobsługiwanych będą mogły być już instalowane w studzienkach.

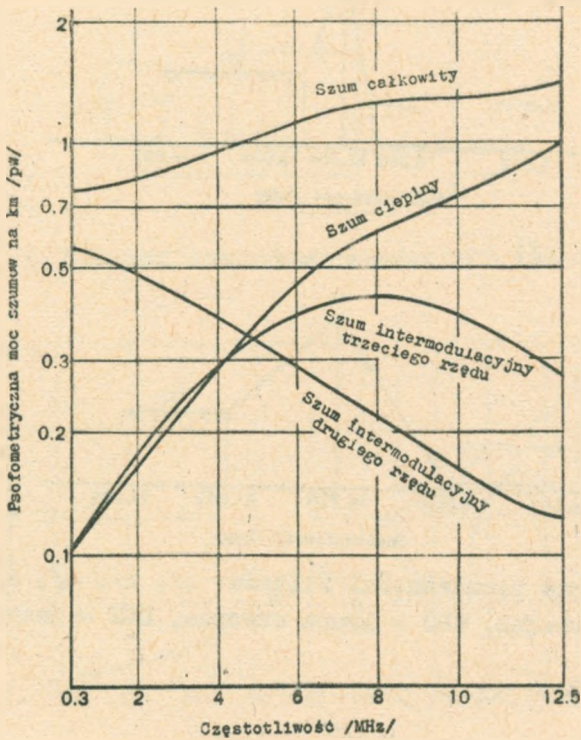




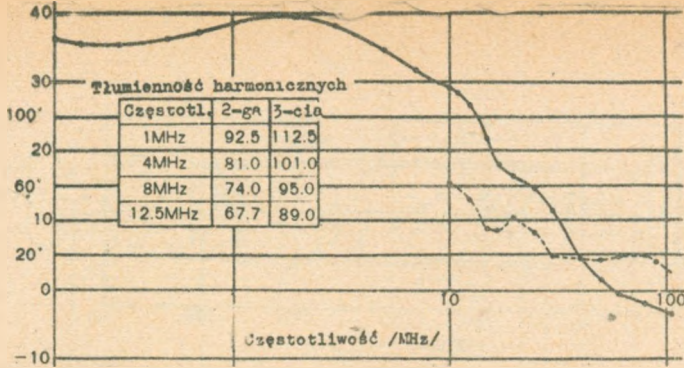
Rys. 1. Wymagane tłumienności filtrów: a/, b/, c/, d/, e/ i f/
 MG - grupa trójna, SMG - grupa czwórna, DEM - demodulator



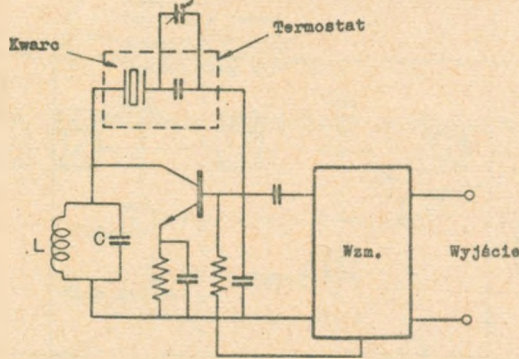
Rys. 2. Wymagania na czystość fal nośnych



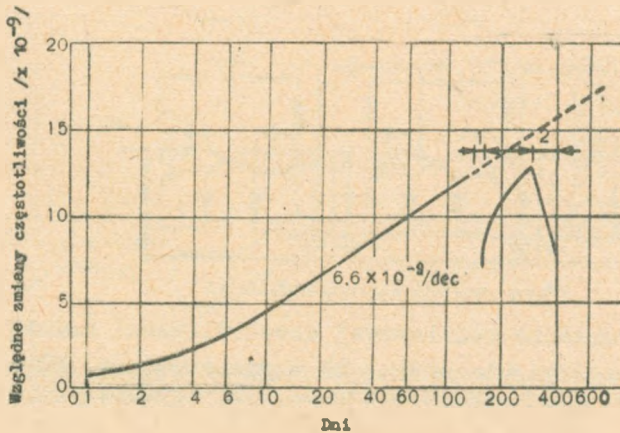
Rys. 3. Projektowanie szumów wzmacniaczy



Rys. 4. Charakterystyka pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza liniowego

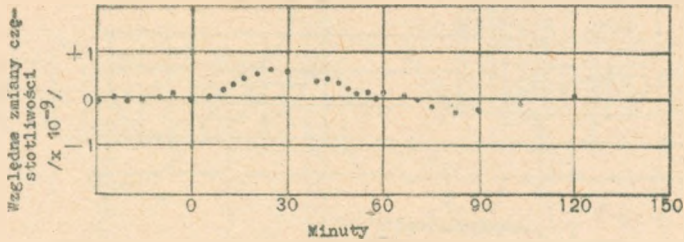


Rys. 5. Schemat zasadniczy generatora podstawowego

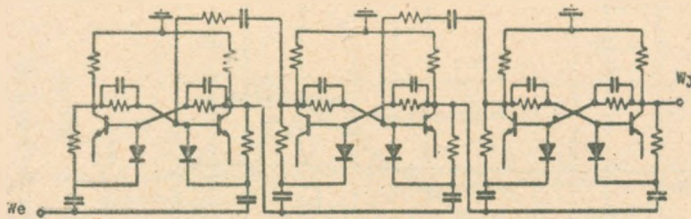
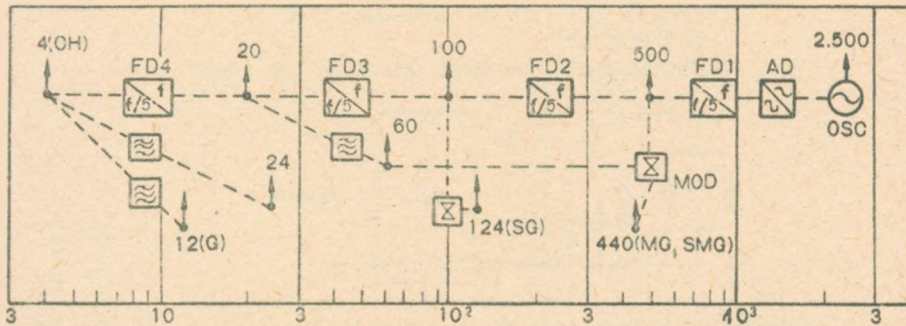


- 1: zasilanie wyłączone przez 13 dni
2: zasilanie wyłączone przez 100 dni

Rys. 6. Stałość częstotliwości



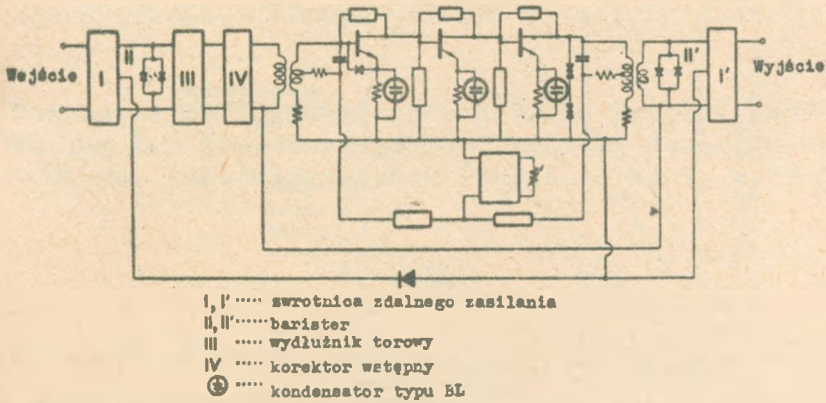
Rys. 7. Stałość częstotliwości w warunkach wibracji



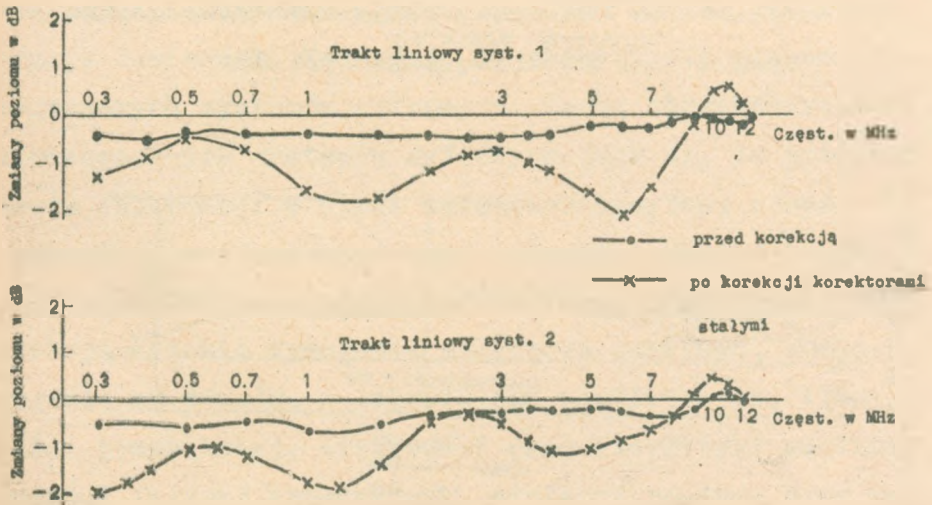
trójny dzielnik częstotliwości /Df/

Rys. 8. Wytwarzanie podstawowej częstotliwości nośnej

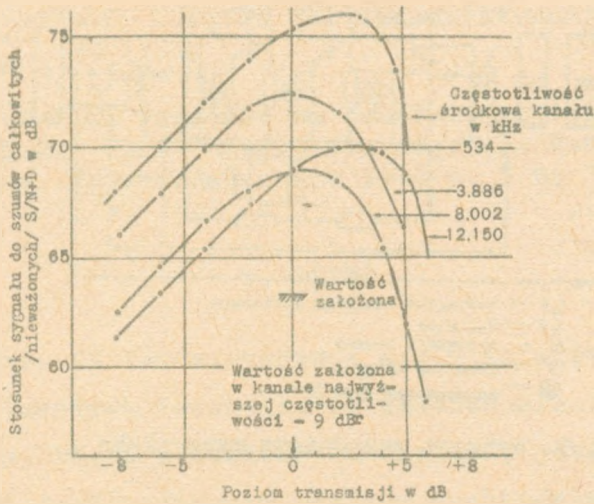
CH - kanał, G - grupa pierwotna, SG - grupa wtórna, MG - grupa trójna, SMG - grupa czwórna, OSC - generator



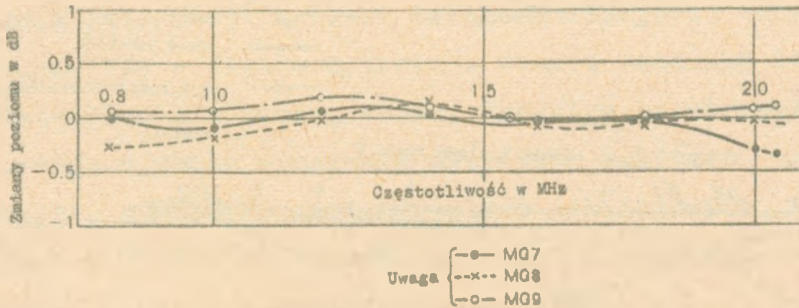
Rys. 9. Schemat zasadniczy wzmacniaka



Rys. 10. Charakterystyka przenoszenia traktu liniowego na odcinku pomiędzy Yamaguchi i Shimonoseki /77 km/



Rys. 11. Wyniki pomiaru szumów traktu liniowego na trasie Yamaguchi - Shimonoseki /po 34 wzmacniaczach liniowych i 3 wzmacniaczach o charakterystyce płaskiej/ /pomiar mocy nieważonej pasmem 3,1 kHz/



Rys. 12. Charakterystyka przenoszenia grupy trójnej przesyłanej na trasie Yamaguchi - Shimonoseki

ZINTEGROWANE, CYFROWE SYSTEMY TELEKOMUNIKACYJNE

Opracował M. Żurawski na podstawie artykułu Böh-
ringer M.: Über integrierte digitale Nachrichten-
systeme. Fernmeldetechnik 1968 t. 8 nr 3, s.49-51.

1. WSTĘP

Od około 10 lat zarysowuje się w świecie nowa koncepcja podstawowych technicznych założeń sieci telekomunikacyjnych, która w niektórych krajach, jeszcze w tym dziesięcioleciu osiągnie stadium praktycznej próbnej eksploatacji, a w latach 1970-1980 rozwój sprzętu i urządzeń telekomunikacyjnych opartych na tej koncepcji będzie dominował. Koncepcję tę określa się mianem zintegrowanych systemów cyfrowych. Cechą charakterystyczną zintegrowanych systemów cyfrowych jest to, że przekazywanie informacji w sieci telekomunikacyjnej odbywa się całkowicie w formie cyfrowej. Obecną technikę telekomunikacyjną, a w szczególności technikę teletransmisyjną cechują wysokie wymagania dotyczące zakłóceń, odstępu sygnału od szumów, zniekształceń nieliniowych, tłumienności przenikowej, liniowości charakterystyki amplitudowej i fazowej wzmacniaczy, stałości poziomu oraz parametrów kabli. Spełnienie tych wymagań możliwe jest tylko przez zastosowanie drogich i skomplikowanych urządzeń. W przypadku cyfrowego przesyłania informacji spełnienie tych wymagań nie przedstawia większych trud-

ności, ponieważ ze względu na inny charakter sygnału są one w dużym stopniu złagodzone.

Wprowadzenie systemów cyfrowych stwarza dla techniki telekomunikacyjnej całkiem nową problematykę. W przyszłościowej sieci telekomunikacyjnej nie będzie, jak w chwili obecnej, przesyłania i łączenia sygnałów analogowych, lecz przesyłane będą informacje cyfrowe w zapisie dwójkowym, czyli binarnym. Każda informacja składać się będzie z szeregu bitów, tj. odcinków czasu, zawierających odpowiednie impulsy elektryczne lub ich nie zawierających.

2. MOTYWY INTEGRACJI CYFROWEJ SIECI TELEKOMUNIKACYJNEJ

Za wprowadzeniem w przyszłościowej sieci telekomunikacyjnej cyfrowych systemów zintegrowanych przemawiają wielorakie argumenty natury techniczno-ekonomicznej. Poniżej przedstawimy dwa takie argumenty przemawiające za koniecznością i realnością stworzenia zintegrowanej sieci telekomunikacyjnej.

2.1. Systemy teletransmisyjne z modulacją impulsowo-kodową (PCM)

Od około 5 lat prowadzi się w świecie intensywne prace nad systemami teletransmisyjnymi z modulacją impulsowo-kodową. W chwili obecnej został opracowany i praktycznie zastosowany w wielu krajach 24-kanalowy system PCM. Na podstawie przeprowadzonych badań ekonomicznych

stwierdzono, iż systemy PCM dla linii o zasięgu od ok. 10 do ok. 60 km przedstawiają obecnie najbardziej ekonomiczne rozwiązanie. Poniżej granicy 10 km koszt urządzeń końcowych, który w przypadku relacji krótkich ma decydujący wpływ na koszt całości, przewyższa jeszcze koszt linii kablowych. Powyżej natomiast granicy 60 km, systemy wielokrotne z podziałem częstotliwościowym są dziś jeszcze ekonomiczniejsze od systemów PCM, ponieważ wymagają mniejszej liczby wzmacniaków przelotowych.

Obecnie największe zapotrzebowanie na łącza telekomunikacyjne przypada na łącza o długości 10-60 km, jako połączenia w sieciach miejskich i strefach numeracyjnych. Jedynym ekonomicznym rozwiązaniem jest więc zastosowanie tu systemu PCM.

2.2. Transmisja danych

W ciągu najbliższych lat łączność pomiędzy nieobsługiwanyymi źródłami informacji, a więc między automatami, poczynając od dalekopisów a na wielkich ośrodkach obliczeniowych kończąc, stanowić będzie ważną część całego ruchu telekomunikacyjnego. Przewiduje się, iż w ciągu 15 lat transmisja danych stanowić będzie 30% ruchu telekomunikacyjnego. Bezpośrednia łączność pomiędzy poszczególnymi maszynami cyfrowymi względnie pomiędzy maszynami i źródłami informacji stwarza niespotykane dotąd możliwości wykorzystania pełnego potencjału maszyn cyfrowych.

Umożliwia to znaczną oszczędność nakładów pracy w wie-

lu dziedzinach gospodarki. Dotyczy to w szczególności gospodarki materiałowej (zamówienia, dostawy, obroty, bilans), finansów (rozliczenia, prowadzenie kont) oraz planowania. Informacje wprowadzane do maszyn matematycznych muszą być wyrażone w postaci cyfrowej w przyjętym dla danej maszyny kodzie. W większości maszyn kod ten zrealizowany jest przy użyciu pewnego ciągu odpowiedniej kombinacji impulsów elektrycznych. Przy obecnych systemach transmisji danych poprzez kanały analogowe z zastosowaniem modulacji częstotliwości lub modulacji fazy niezbędne są więc dodatkowe urządzenia przetwarzające informację analogową na wartość cyfrową, zwane konwerterami analogowo-cyfrowymi. Ze względów ekonomicznych rozwiązania takie, w przypadku kiedy udział transmisji danych w całym ruchu telekomunikacyjnym stale wzrasta, są w przyszłościowej sieci telekomunikacyjnej nie do przyjęcia. Powstaje więc potrzeba opracowania takich systemów telekomunikacyjnych, które pozwalałyby na bezpośrednie wprowadzanie informacji do układów pamięci maszyn cyfrowych. Rolę takich systemów spełniać mogą zintegrowane systemy cyfrowe.

3. STRUKTURA SIECI ZINTEGROWANYCH

Podstawę zintegrowanych sieci telekomunikacyjnych stanowią będą wiązki kanałów cyfrowych, przy czym wielkość tych wiązek uzależniona będzie od krotności zastosowanego systemu teletransmisyjnego PCM oraz od natężenia ruchu w danej sieci telekomunikacyjnej. Przewiduje

się, iż w pierwszej fazie rozwoju stosowany będzie 24-kanalowy system PCM, który, jak już wspomniano, w ruchu na małe odległości jest systemem najbardziej ekonomicznym. W przyszłościowej sieci zintegrowanej wyróżnia się tzw. sieci abonenckie oraz tzw. sieci węzłowe.

3.1. Sieć abonencka

Przez sieć abonencką rozumiemy sieć utworzoną z łączy abonentów bądź innych źródeł informacji położonych blisko siebie. W środku sieci abonenckiej umieszczony będzie stopień abonencki centrali, zwany koncentratorem lub reduktorem łączy.

Poszczególne połączenia abonentów ze swoim koncentratorem składać się będą z pojedynczych łączy bądź bardzo małych wiązek, które prowadzone będą jako łącza analogowe. W każdym koncentratorze umieszczony będzie przełącznik analogowo-cyfrowy, który połączony będzie poprzez trakt PCM z centralą węzłową. Szereg takich koncentratorów przyłączonych do swoich central węzłowych łącznie z tymi centralami stanowić będzie tzw. sieć węzłową. Wielkość wiązki łączy łączącej urządzenie analogowo-cyfrowe z centralą węzłową uzależniona jest od pojemności koncentratora oraz średniego natężenia ruchu załatwianego przez tę wiązkę. Wiadomo iż technika przełączania analogowo-cyfrowej jest wówczas ekonomiczna, kiedy mamy do czynienia z dużą wiązką kanałów. Przyjęto, iż liczba 24 kanałów stanowi tu dolną granicę. Połączenie koncentratora z centralą węzłową poprzez 24-kana-

łowy trakt PCM umożliwia, przy przeciętnym natężeniu ruchu, przyłączenie do koncentratora około 200 do 300 abonentów bądź źródeł informacji. Takie rozwiązanie przynosi, jak widać, dużą oszczędność linii abonenckich.

Ze względu na to, że do koncentratora dołączeni są abonenci mieszkający w pobliżu, ruch wewnątrz takiej grupy abonentów będzie prawdopodobnie bardzo niewielki. W zależności od potrzeb ruchu wewnętrznego w sieci abonenckiej mogą być przewidziane bądź koncentratory (bez ruchu wewnętrznego przyłączonych abonentów), bądź też centrale przystosowane do obsłużenia niewielkiego ruchu wewnętrznego. Typowym przykładem, kiedy celowe jest stosowanie central, są dotychczasowe centrale abonenckie.

Ze względów ekonomicznych korzystne jest pozostawienie centrali w dotychczasowej postaci i ustawienie przy niej przemiennika analogowo-cyfrowego. Centrale takie będą centralami pośredniczącymi wewnątrz telefonicznej sieci abonenckiej. Zagadnienie, czy takie centrale powinny działać z podziałem przestrzennym czy też z podziałem czasowym jest jeszcze w chwili obecnej nie rozstrzygnięte. Okoliczność, że centrale te będą współpracować z systemami o podziale czasowym, przemawia za zasadą podziału czasowego. Firma Ericsson w swoim systemie doświadczalnym dla central abonenckich EMAX 300 przyjęła jednakże zasadę podziału przestrzennego. W systemie tym centrala działająca na zasadzie elektromechanicznej i urządzenie końcowe PCM stoją przestrzennie obok siebie w miejskiej centrali abonenckiej.

3.2. Sieć węzłowa

Jak już wspomniano, sieć węzłowa służy do realizacji połączeń kanałów traktu PCM, przychodzącego z sieci abonenckiej. Zawiera ona szereg central węzłowych połączonych między sobą traktami PCM. Centrale węzłowe realizują połączenie sygnałów cyfrowych częściowo między sobą, tzn. łączą część traktu przychodzącego z sieci abonenckiej i część traktu z innej centrali węzłowej.

Dla łączenia kanałów zajmujących różne położenia czasowe centrale węzłowe muszą być wyposażone w linie opóźniające i linie sztuczne. Wstępne badania wykazały, iż prawie połowa wszystkich połączeń kanałów odbywać się może bez zmiany położenia czasowego. Większe wiązki w sieci węzłowej tworzy się przede wszystkim przez równoległe łączenie wielu systemów PCM. Pod względem technicznym korzystne jest rozwiązanie polegające na tym, że pojedyncze 8-bitowe słowo kodu nie jest przenoszone szeregowo przez jedną linię, lecz przez 8 linii równoległe w czasie.

Przy wyższych krotnościach korzystne jest również wykorzystanie linii radiowych ze względu na to, iż transmisja sygnału cyfrowego będzie w tym przypadku tańsza niż przy sygnale analogowym.

4. ZALETY CYFROWYCH SYSTEMÓW ZINTEGROWANYCH

Orientacja techniki telekomunikacyjnej w kierunku zintegrowanych cyfrowych sieci telekomunikacyjnych przy-

nosi w efekcie cały szereg interesujących zalet w stosunku do rozwiązań klasycznych.

4.1. Jakość transmisji

Charakter wpływów dróg transmisyjnych na sygnał cyfrowy jest zupełnie odmienny niż w przypadku sygnału analogowego. Zakłócenia wnoszone podczas transmisji sygnału PCM - o ile tylko amplitudy tych zakłóceń są mniejsze od połowy amplitudy nadawanych impulsów - mogą być całkowicie wyeliminowane dzięki zastosowaniu wzmacniaczy - regeneratorów. W takim przypadku zakłócenia powstające w poszczególnych odcinkach wzmacniakowych nie sumują się. Dopóki więc amplitudy zakłóceń są mniejsze od połowy amplitudy impulsów, sygnał rozmówny przesyłany jest tylko z szumem kwantyzacji wynikającym z zasady modulacji, bez dodatkowych zniekształceń, niezależnie od drogi transmisyjnej. Oznacza to, że wymagania na odstęp sygnału od zakłóceń oraz tłumienność przenikową mogą być bardzo łagodne. Zagadnienia stałości poziomu, stabilności łączy są przy transmisji sygnału PCM praktycznie bez znaczenia.

4.2. Sterowanie i technologia

Istniejący związek pomiędzy zasadą przesyłania sygnałów rozmównych i zasadą sterowania stanowi wprawdzie drugorzędne, jednakże nie mniej ważne zagadnienie technologiczne.

Jak wiadomo, część sterująca centrali ma za zadanie odebranie informacji wybierczych od abonenta, zmagazynowanie ich oraz przetworzenie tych informacji według ustalonego programu tak, aby właściwe zespoły komutacyjne mogły zestawić połączenie między dwoma dowolnymi abonentami. Wspomniany program zawiera zbiór instrukcji określających, w jaki sposób informacje wybiercze mogą być przetwarzane na polecenia i rozkazy wykonawcze w sieci dróg rozmównych. Program ten zmagazynowany jest w specjalnym urządzeniu, zwanym pamięcią programu.

Oprócz tego w centrali muszą istnieć urządzenia rejestrujące, a więc pamiętające różne informacje związane z abonentem (np. numer i uprawnienia abonenta) oraz informacje o aktualnym stanie pętli. Część sterująca centrali stanowi więc pewnego rodzaju uproszczoną maszynę matematyczną. Wprowadzenie urządzeń pamięciowych do części sterującej centrali pozwala na opracowanie systemów bardzo elastycznych, dających duże udogodnienia w eksploatacji.

Obecnie nie ulega wątpliwości, że zintegrowane systemy cyfrowe będą wymagały centralnego zaprogramowanego sterowania. Układy sterowania umieszczone będą w centrum łączeniowym, tzn. w centrali węzłowej. Pod względem technologicznym układy sterowania nie powinny różnić się od układów dróg rozmównych. Powinny to być układy cyfrowe, pracujące synchronicznie z układami dróg rozmównych. Korzyści ekonomiczne pod względem produkcyjnym i eksploatacyjnym, jakie z tego wynikają są oczywiste. Od technologii central węzłowych oczekuje się ponadto, iż po-

zwoli ona na obniżenie kosztów sieci zintegrowanych, w szczególności dla traktów o długości mniejszej od 10 km, gdzie jak wiadomo sam system PCM nie jest w chwili obecnej w pełni ekonomiczny.

5. PRAKTYCZNA REALIZACJA CYFROWYCH SYSTEMÓW ZINTEGROWANYCH

Praktyczna realizacja cyfrowych systemów zintegrowanych odbywać się będzie pewnymi etapami. Będzie więc to płynne przejście od obecnej techniki analogowej do techniki cyfrowej. Przy realizacji poszczególnych etapów powinien być uwzględniany perspektywiczny kierunek dalszego rozwoju telekomunikacji.

5.1. Etap wstępny

Etap wstępny stanowić będzie rozbudowa obecnych sieci telekomunikacyjnych nowymi urządzeniami. Podstawowym zadaniem tego etapu będzie praktyczne zastosowanie w sieciach teletransmisyjnych systemu wielokrotnego PCM.

Elektroniczne urządzenia łączeniowe, które powstaną w etapie wstępnym, przygotowane będą do central sieci abonenckich. Muszą one być nie tylko ekonomiczne, lecz także muszą być przystosowane do integracji. Oznacza to, że muszą one umożliwiać w przyszłości zamianę wiązek kanałów z podziałem przestrzennym na wiązki kanałów z podziałem czasowym oraz zamianę własnego sterowania na sterowanie z oddalonego centralnego urządzenia sterującego.

5.2. Etap podstawowy

Głównym zadaniem tego etapu będzie właściwa integracja traktów PCM i przystosowanych do integracji central sieci abonenckich. Obejmuje to tworzenie i praktyczne zastosowanie central węzłowych PCM, central i koncentratorów sieci abonenckich oraz urządzeń końcowych i urządzeń koncentrujących dla transmisji danych.

Na międzynarodowym symposium dotyczącym telekomunikacji elektronicznej, które odbyło się w marcu 1966 r. w Paryżu, wiele krajów: jak Francja, USA, Anglia, NRF ogłosiło, iż niezależnie od siebie wprowadzą w latach 1969-1970 do próbnej eksploatacji pierwsze zintegrowane cyfrowe sieci telekomunikacyjne z programowym sterowaniem central w sieci kilku tysięcy łączy. Jak więc widać, zintegrowane cyfrowe sieci telekomunikacyjne już w niedługim czasie będą rzeczywistością.

5.3. Kierunki dalszego rozwoju

Techniczna realizacja zadań etapu podstawowego stanowi dopiero początek opanowania zintegrowanych systemów cyfrowych. W przypadku większych i dłuższych wiązek kanałów cyfrowych oraz przy centralach dla dużego ruchu wyłaniają się całkiem nowe problemy natury technicznej. Ważnym zadaniem stojącym przed teletransmisją i telekomunikacją jest również zagadnienie łączenia w sieci systemów o różnych szybkościach bitowych. Praktycznego opracowania wymaga także zagadnienie dotyczące wykorzysta-

nia przerw w czasie rozmowy do tworzenia dodatkowych kanałów telekomunikacyjnych.

Zadania telekomunikacji na lata następne są więc ogromne. Polegają one na znalezieniu możliwie najlepszych, a także najekonomiczniejszych rozwiązań, przy czym tworzenie zintegrowanych cyfrowych systemów telekomunikacyjnych jest zadaniem zasadniczym.

WYKAZ LITERATURY

1. Böhrringer M.: Integriertes digitales Nachrichtensystem - das Fernmeldenetz der Zukunft. Nachrichtentechnik 1967 t. 17 nr 5, s. 173-175.
2. Colloque international de commutation électronique à Paris 28 mars - 2 avril 1966. Edition Chiron, Paris 1966.

CYFROWE SYSTEMY ZINTEGROWANE - PRZYSZŁOŚCIĄ TELEKOMUNIKACJI

Opracował M. Żurawski na podstawie artykułu
Böhringer M.: Integriertes digitales Nach-
richtensystems das Fernmeldenetz der Zukunft.
Nachrichtentechnik 1967 t. 17 nr 5, s.173-175.

1. WSTĘP

Rozwój techniki półprzewodnikowej wywołał w całym świecie zasadnicze zmiany systemowe i konstrukcyjne urządzeń telekomunikacyjnych. Obecne elementy i układy półprzewodnikowe odznaczają się dużą niezawodnością, trwałością, prędkością pracy, sprawnością oraz małymi gabarytami. Wymagają one niskich napięć zasilających. Stały, dalszy rozwój elementów półprzewodnikowych powoduje, że są one coraz tańsze i bardziej niezawodne. Zalety elementów półprzewodnikowych są szczególnie wyraźne w przypadku techniki impulsowej, o czym świadczy chociażby dynamiczny rozwój maszyn cyfrowych. W technice impulsowej więc, poza nielicznymi wyjątkami, elementy półprzewodnikowe prawie całkowicie wyparły lampy elektronowe. Stosowane jeszcze obecnie elektromechaniczne elementy przełączające są wprawdzie ekonomiczne, jednakże mogą być stosowane tylko przy małych prędkościach pracy.

W chwili obecnej teletransmisja i telekomutacja szu-

kają jeszcze oddzielnie, każda dla siebie odpowiedniej techniki z wykorzystaniem elementów półprzewodnikowych, do rozwiązania swoich specyficznych zadań. Wraz z zastosowaniem techniki impulsowej zarówno w teletransmisji jak i w telekomutacji powstały koncepcje takiego rozwiązania, które byłoby korzystne dla obu tych dziedzin telekomunikacji.

Realizacja tych koncepcji może przynieść w efekcie znaczne korzyści ekonomiczne. Podstawą techniczną tych koncepcji jest zastosowanie systemów zintegrowanych. Bliżej o możliwości zastosowania tych systemów powiemy po krótkim omówieniu zarysowujących się obecnie tendencji w kierunkach rozwoju teletransmisji i telekomutacji.

2. OBECNE KIERUNKI ROZWOJU TELETRANSMISJI

Około 30 lat temu nastąpił duży skok w rozwoju teletransmisji. Wówczas to pojawiła się telefonia nośna, przynosząc dynamiczny rozwój systemów teletransmisyjnych. Obecnie stoimy u progu nowego etapu w rozwoju teletransmisji. Od kilku lat szereg ozołowych firm np. w USA, Japonii, Anglii, Włoszech zajmuje się systemem nośnym z podziałem czasowym opartym na modulacji impulsowo-kodowej (PCM) i w chwili obecnej pracuje w świecie kilkaset tysięcy kanałów tego systemu. Główne zastosowanie znalazł 24-kanałowy system na małe odległości, tzn. w sieciach miejskich i do łączności wewnątrz stref numeryjnych, a więc na odległości 10 + 50 km.

Istota modulacji impulsowo-kodowej (PCM) polega na

zamianie chwilowej wartości napięcia sygnału analogowego mowy na ciąg impulsów określający wielkość tej chwilowej wartości. Ciąg impulsów stanowi zapis binarny chwilowej wartości napięcia, przy czym impulsowi w ciągu odpowiada "1", zaś brakowi impulsu - "0". Zapisu tego dokonuje się według określonego kodu. Taki ciąg impulsów nosi nazwę "słowa kodu".

Sygnał analogowy mowy jest funkcją ciągłą, zawierającą nieskończoną ilość różnych wartości chwilowych. Natomiast dla dostatecznie wiernego odtworzenia sygnałów mowy po stronie odbiorczej wystarczy przesłać pewną skończoną ilość wartości chwilowych napięć. Cały zakres amplitud sygnału dzieli się na skończoną ilość określonych wartości (poziomów) i tylko te wartości są przesyłane. Liczba poziomów zależna jest od długości słowa, tj. ilości elementów (bitów) w słowie i wynosi 2^n , gdzie n jest liczbą bitów w słowie. W systemach PCM przyjęto 7-elementowe słowo kodu. Oznacza to, że pełny zakres sygnału mowy podzielony został na $2^7 = 128$ poziomów. Przy takiej ilości poziomów przeciętny abonent nie zauważa niekształceń wprowadzonych przez modulację PCM. Wiadomo że dla dostatecznie wiernego odtworzenia dowolnego przebiegu elektrycznego na podstawie próbek pobieranych z tego przebiegu, w pewnych stałych odstępach czasu, konieczne jest, aby częstotliwość pobierania tych próbek była co najmniej dwukrotnie większa od największej częstotliwości odtwarzanego przebiegu. W telefonii górną częstotliwością graniczną jest 3400 Hz, stąd częstotliwość pobierania próbek musi wynosić co najmniej 6800 Hz. W prakty-

ce przyjmuje się częstotliwość próbkowania równą 8 bądź 10 kHz, co oznacza, że próbki w określonym kanale pobierane są co 125 μ sek bądź 100 μ sek.

Zasada działania systemu PCM jest więc następująca: sygnał analogowy mowy przychodzący do stacji końcowej jest próbkowany z częstotliwością 8 lub 10 kHz. Próbki te zostają następnie podane do kompresora momentalnego, którego zadaniem jest zwężenie dynamiki odbieranych sygnałów. Zwężenie dynamiki ma na celu ustalenie względniego błędu kodowania na stałym poziomie, niezależnym od amplitudy impulsu. Po kompresji próbki podawane są do przemiennika analogowo-cyfrowego (kodera), w którym wielkość próbek zamieniana jest na wartość cyfrową. Wartość cyfrowa jako 7-elementowy kod binarny wysyłana jest w linię. Dodatkowo do grupy kodowej dodaje się jeszcze 1 bit (ósmą cyfrę) przeznaczony do tworzenia kanałów sygnalizacyjnych. W 24-kanałowym systemie PCM, w ciągu jednego cyklu 125 bądź 100 μ sek (w ciągu jednej ramki) przesyła się więc $24 \times 8 = 192$ bity. Na początku każdej ramki wprowadza się w niektórych urządzeniach sygnał synchronizacyjny, składający się z 1 bądź 8 bitów, a więc w sumie w ciągu ramki przesyła się 192, 193 lub 200 bitów, z których każdy trwa około 0,65 μ sek.

Jak z tego wynika, dla transmisji sygnałów w systemie PCM wymagana szerokość pasma przenoszonych częstotliwości jest znacznie większa w porównaniu z pasmem w systemie klasycznym z podziałem częstotliwościowym. Związana jest z tym także konieczność znacznego skrócenia odcinka regeneracyjnego w omawianym systemie w stosunku

do odcinka wzmacniakowego w systemie klasycznym i tym samym. Zwiększenie kosztów urządzeń liniowych. Nie dotyczy to jednak systemów o bardzo dużej liczbie kanałów. Okazuje się bowiem, iż przy bardzo dużych krotnościach, długość odcinka wzmacniakowego w systemach PCM może być nawet większa niż w systemach częstotliwościowych. Wynika to stąd iż wzmacniacz-regenerator w systemie PCM regeneruje sygnały cyfrowe przychodzące szeregowo w czasie, wskutek czego ze wzrostem krotności nie zachodzi konieczność obniżenia poziomu wyjściowego wzmacniaka. Z drugiej strony, duża odporność sygnału cyfrowego na zakłócenia i przeniki powstające w linii umożliwia przyjęcie mniejszego poziomu na wejściu wzmacniacza-regeneratora. Z powyższych względów tłumienność odcinka wzmacniakowego, a tym samym jego długość może być większa niż w systemach częstotliwościowych o tej samej krotności.

Wymienione wady systemu PCM są skompensowane całym szeregiem zalet natury techniczno-ekonomicznej. Przede wszystkim koszt urządzeń końcowych w systemie PCM jest znacznie niższy niż w systemach klasycznych częstotliwościowych. Zniekształcenia sygnału spowodowane zakłóceniami w torze mogą wystąpić tylko wtedy, gdy przebieg zakłócający posiada tak dużą amplitudę, że może być fałszywie odebrany jako impuls, dlatego wymagania dotyczące wartości zakłóceń w torze mogą być w dużym stopniu złagodzone. Dopuszcza się stosunek sygnału do szumu 4:1 (1,4 N; 12 dB).

Z tych samych względów wymagania na tłumienność przenikową są bardzo łagodne i w związku z tym symetryzacja torów kablowych nie jest potrzebna. Łagodne też są wymagania odnośnie stałości poziomu, wskutek czego odpada konieczność stosowania drogich urządzeń automatycznej regulacji poziomu. Nie są to oczywiście wszystkie zalety systemu PCM, jednakże już te wymienione pozwalają przypuszczać, iż przyszłość teletransmisji należy do systemów cyfrowych.

Jak już wspomniano, 24-krotny system PCM jest już w dużym zakresie opracowany. Obecnie zarysowują się dwa kierunki, w których prowadzone są dalsze prace badawcze. Po pierwsze zajęto się problemami technicznymi transmisji o dużo większej krotności poprzez kable szerokopasmowe i linie radiowe. Po drugie rozważa się możliwość zastosowania w cyfrowych systemach nośnych głównej myśli urządzenia TASI, przewidzianego do zastosowania na kablu transatlantyckim. W urządzeniu tym wykorzystuje się to, iż abonent jest aktywny tylko przez co najwyżej 50% czasu właściwego połączenia, praktycznie zaś 25% do 30%. W pozostałym okresie czasu słucha on stacji przeciwnej bądź zastanawia się i dlatego dany tor informacyjny nie jest wykorzystany. Na zasadzie tego rozważania możliwe jest wykorzystanie danego łącza dwutorowego do wielokrotnych połączeń i w ten sposób zwiększenie ilości jednocześnie prowadzonych rozmów.

3. OBECNE TENDENCJE TELEKOMUTACJI

W telekomutacji od dziesięcioleci utrzymują się i konkurują między sobą trzy podstawowe rodzaje elektromechanicznych elementów łączeniowych. Są to: wybierak o ruchu jednokierunkowym (obrotowy), wybierak o ruchu dwukierunkowym (podnosząco-obrotowy) i wybierak krzyżowy. Pod względem kosztów produkcji najkorzystniejsze są dziś jeszcze urządzenia łączeniowe z wybierakami podnosząco-obrotowymi, natomiast z punktu widzenia łatwiejszej obsługi, niezawodności i większego zakresu zastosowań lepsze są wybieraki krzyżowe. Wspomniane elementy łączeniowe cechuje jedna podstawowa wada w postaci małej prędkości działania. Dalszy postęp w dziedzinie central automatycznych możliwy jest jedynie przez wprowadzenie nowych elementów pracujących na innej zasadzie niż dotychczasowe elementy elektromechaniczne. Muszą to być elementy o czasach działania rzędu części mikrosekundy. Takimi elementami są elementy elektroniczne. Dlatego też elektronika jest od kilkunastu lat w centrum uwagi konstruktorów urządzeń komutacyjnych. Początkowo wprowadzono elementy elektroniczne tylko do układów sterowania elementów łączeniowych, zwłaszcza wybieraków krzyżowych działających na zasadzie elektromechanicznej.

Powstały w ten sposób systemy tzw. półelektroniczne lub quasi-elektroniczne. Pojawienie się elementów półprzewodnikowych umożliwiło wprowadzenie elektroniki do zamykania i otwierania obwodów prądów rozmównych. Po-

wstały w ten sposób systemy całkowicie elektroniczne z tzw. przestrzennym rozdziałem dróg rozmównych. Dalszy rozwój elementów półprzewodnikowych pozwolił na wykorzystanie i wprowadzenie do urządzeń komutacyjnych techniki impulsowej oraz różnego rodzaju modulacji impulsowych.

W ten sposób powstała grupa systemów elektronicznych z czasowym rozdziałem dróg rozmównych. W chwili obecnej ze względów ekonomicznych systemy central sieci publicznej z czasowym rozdziałem dróg rozmównych nie weszły jeszcze nigdzie do produkcji wielkoseryjnej, jednakże wydaje się, iż praktycznym systemem przyszłości będzie jeden z tej grupy systemów.

Czołowe firmy w świecie prowadzą obecnie intensywne prace nad systemem opartym na modulacji amplitudy impulsu (PAM). Zasada działania takiego systemu jest następująca. Do jednej i tej samej szyny zbiorczej tzw. telestrady dołącza się poprzez bramki abonentów danej centrali. Raz na 100 lub 125 μ sek, na okres czasu rzędu kilku mikrosekund, otwiera się bramki pary abonentów mających rozmawiać między sobą. Umożliwia to przepływ energii od nadajnika jednego abonenta do odbiornika drugiego. W pozostałym czasie dokonuje się w identyczny sposób połączeń innych par abonentów.

Jak z tego wynika, największa możliwa ilość rozmów prowadzonych jednocześnie przez tę samą telestradę wynika z szerokości przedziału czasowego przeznaczonego dla jednego kanału. Zakładając tę szerokość równą 5 μ sek i przyjmując okres repetycji 125 μ sek, otrzymamy liczbę rozmów prowadzonych jednocześnie równą 25. Praktycznie

taka telestrada może obsłużyć grupę około 100 abonentów. W rozwiązaniu takim istnieje jeden problem wymagający dokładniejszego omówienia. Problem ten związany jest z dodatkową tłumiennością przejścia wnoszoną przez modulację PAM. Inaczej mówiąc, przez telestradę przesyłana jest tylko część energii sygnałów generowanych przez abonenta. Dodatkowe tłumienie wprowadzane przez modulację PAM jest proporcjonalne do stosunku: T/t_1 gdzie: T - okres repetycji, a t_1 - przedział czasu przeznaczony dla jednego kanału. Wartość tej tłumienności jest więc dość znaczna. Istnieją dwie zasadnicze metody kompensacji tej tłumienności. Jedna polega na rozdzieleniu kierunków rozmowy na dwa tory i włączeniu w każdy tor wzmacniacza. Drugi sposób polega na magazynowaniu energii w kondensatorach w czasie $T-t_1$ i oddawaniu jej do telestrady w czasie t_1 .

W celu zapewnienia całkowitego przelania ładunku od jednego abonenta do drugiego w czasie t_1 należy utworzyć z obu pojemności C oraz indukcyjności telestrady L szeregowy obwód rezonansowy o okresie drgań własnych $2t_1$. Metoda ta nosi nazwę metody rezonansowej i w praktyce daje prawie całkowitą kompensację dodatkowej tłumienności przejścia.

Obok central PAM prowadzi się w świecie badania nad urządzeniami z podziałem czasowym, które dokonywałyby połączeń poprzez telestradę sygnału PCM. Systemy takie pozwalają na duże wykorzystanie sieci kablowej. Są to więc systemy bardzo ekonomiczne. W publikacji [3] podane jest przykładowo, że koszt stopnia łączącego takiego

urządzenia stanowi tylko $1/4$ kosztu odpowiedniego elektromechanicznego stopnia łączącego z wybierakami podnosząco-obrotowymi.

4. TENDENCJE W STRUKTURZE SIECI TELEKOMUNIKACYJNEJ

Obecne tendencje w strukturze sieci telekomunikacyjnej idą w kierunku decentralizacji sieci. Koncepcja ta polega na wyniesieniu z centrali stopnia abonenckiego i umieszczeniu go w pobliżu grupy abonentów. Taki wyniesiony stopień abonencki nosi nazwę koncentratora. Część wyposażenia koncentratora znajduje się w stopniu wyniesionym, a pozostała część znajduje się w centrali. Koncentrator jest urządzeniem łączeniowym całkowicie zależnym od centrali, czyli biernym stopniem łączenia. Szereg koncentratorów dołączonych do jednego centrum łączeniowego stanowi rozproszoną w terenie centralę telefoniczną. Taka zdecentralizowana sieć telefoniczna pozwala na dużą oszczędność linii kablowych. Jeżeli mamy koncentrator o pojemności np. 100 abonentów o przeciętnym natężeniu ruchu, to dla załatwienia ruchu całej tej grupy abonentów wystarczy połączyć koncentrator z centrum łączeniowym za pomocą 24 łączy. Oszczędność linii abonenckich jest więc wyraźna. Koncepcja ta nie jest koncepcją nową, jednakże ze względów ekonomicznych powszechna realizacja tej koncepcji z zastosowaniem elektromechanicznych elementów łączeniowych była ograniczona. Zysk uzyskany z zaoszczędzenia linii abonenckich byłby wówczas skompensowany zwiększonymi kosztami eksploata-

cyjnymi. Praktyczną realizację omawianego systemu umożliwiają jedynie szybko działające elementy elektroniczne. Stosując układy elektroniczne, można omawianym urządzeniom nadać cechy central elektronicznych. Uzyska się w ten sposób oszczędności w urządzeniach komutacyjnych, a także w sieci linii abonenckich. Dodatkową oszczędność linii abonenckich uzyskamy, jeżeli pomiędzy koncentratorem a centrum łączeniowym zastosujemy urządzenie telefonii wielokrotnej. Ze względu na krótkie odcinki łączy stosowanie tu klasycznych systemów częstotliwościowych byłoby wysoce nieekonomiczne. Takim systemem, który może być tu zastosowany, jest system PCM, który jak wiadomo jest opłacalny już dla bardzo małych odległości. A więc dla załatwienia ruchu koncentratora o pojemności 100 abonentów wystarczyłoby połączyć go z centrum łączeniowym za pomocą jednego urządzenia 24-krotnego systemu PCM.

5. ZASADY INTEGRACJI

Typową, wspólną cechą powyżej przedstawionych rozwiązań, tak teletransmisyjnych jak i telekomutacyjnych, jest to, że na zewnętrzne zaciski urządzeń wchodzi się i wychodzi z sygnałem analogowym m.cz. Postępowanie takie jest jeszcze w tej chwili usprawiedliwione, dopóki cyfrowe systemy teletransmisyjne i centrale elektroniczne są wyspą na morzu analogowych urządzeń telekomunikacyjnych, jednakże jest ono krótkowzroczne. Już w tej chwili należy przewidzieć centrale elektroniczne przy-

stosowane do współpracy z cyfrowymi systemami teletransmisyjnymi.

Wyobraźmy sobie połączenie składające się z dwóch koncentratorów i dwóch central w sieci z systemem PCM i centralami PAM. Sygnał rozmówny będzie musiał być poddany 3-krotnie przemianie analogowo-cyfrowej i 3-krotnie przemianie cyfrowo-analogowej oraz 4-krotnie modulacji i demodulacji PAM. Zagadnienie zrozumiałości, jaką uzyska się przy takim rozwiązaniu, stanowi tylko mały problem. Dużo ważniejszym zagadnieniem jest sprawa opłacalności takiego rozwiązania. Jak już przedstawiono, teletransmisyjny system PCM został opracowany i jest stosowany, ponieważ jest systemem ekonomicznym. Podobnie należy przypuszczać, że w niedługim czasie elektroniczne systemy telekomutacyjne przewyższą pod względem ekonomicznym urządzenia elektromechaniczne. Wiadomo również, że najważniejszą część kosztów systemów teletransmisyjnych i telekomutacyjnych stanowią koszty przemienników analogowo-cyfrowych i cyfrowo-analogowych oraz modulatorów i demodulatorów PAM. Nasuwa się więc wniosek, że najbardziej opłacalnym rozwiązaniem byłoby przyjęcie w teletransmisji i telekomutacji jednolitej zasady transmisji sygnałów mowy w urządzeniach komutacyjnych i w torach.

Przy takim rozwiązaniu duża część przemienników i modulatorów byłaby zbędna. Pod względem ekonomicznym taka sieć telekomunikacyjna byłaby siłą rzeczy bardziej korzystna, niż ta sama sieć na bazie łańcucha PCM i PAM. Wielorakie argumenty techniczno-ekonomiczne przemawia-

ją za przyjęciem w sieci metody cyfrowego przetwarzania sygnałów mowy. Można więc uważać, że przyszłością sieci telekomunikacyjnej będą zintegrowane systemy cyfrowe.

Kiedy zintegrowane cyfrowe systemy telekomunikacyjne zostaną zastosowane w praktyce, pokażą to najbliższe lata. Uzależnione to jest od wielu czynników, ale przede wszystkim od rozwoju elementów mikroelektronicznych, obwodów scalonych itp. Muszą to być elementy tanie, a przy tym o bardzo dużej niezawodności, tak aby nie zachodziła konieczność prowadzenia stałego nadzoru technicznego. Rzut oka na istniejące elementy elektroniczne oraz istniejące urządzenia teletransmisyjne i telekomutacyjne pozwala przypuszczać, iż cyfrowe systemy zintegrowane zostaną zastosowane w pełni w ciągu najbliższych 10 lat. Ze względu na to, iż opracowania ekonomicznych central elektronicznych są opóźnione w stosunku do teletransmisyjnych systemów cyfrowych praktyczne wprowadzenie cyfrowych systemów zintegrowanych poprzedzone będzie pewnym etapem wstępnym, w którym zostaną opracowane i zastosowane na szeroką skalę centrale elektroniczne niezintegrowane.

Możliwe jest również ominięcie tego etapu i wprowadzenie od razu zintegrowanych systemów cyfrowych, jednakże uzależnione to jest od bieżących badań techniczno-ekonomicznych i planów inwestycyjnych w poszczególnych krajach.

6. TECHNICZNE METODY REALIZACJI ZINTEGROWANYCH SYSTEMÓW CYFROWYCH

Przy opracowywaniu zintegrowanych systemów cyfrowych celowe jest przyjęcie za punkt wyjściowy opracowanego systemu teletransmisyjnego PCM. Odnośnie dalszych prac zarysowują się obecnie dwa kierunki badań. Pierwszy kierunek dotyczy sposobu włączania sygnału PCM do szyny zbiorczej, czyli telestrady. W drugim kierunku prowadzone są prace dotyczące wykorzystania przerw w czasie rozmowy. Przy cyfrowej transmisji wielokanałowej, poszczególne słowa kodu nie zawierają żadnej cechy, określającej, do którego kanału dane słowo należy. Cechę tę należy więc podać gdzie indziej. Proponuje się tu [5] dodanie specjalnego bitu o odmiennej polaryzacji. Sygnał liniowy ma wówczas potrójny logiczny charakter. Według innych propozycji [1] do słowa kodu dodaje się tzw. "adres", czyli binarny numer kanału. Wariant ten określa się jako system amplitudowo-adresowo-kodowy (AAK).

Inną, odmienną formą przenoszenia sygnału PCM jest system adresowo-kodowy z modulacją położenia adresu (APM) [1]. System ten polega na tym, że jako słowa kodu przesyła się w ramce 125 μ sek adresy wszystkich aktywnych kanałów. Czasowe położenie adresu wewnątrz ramki zawiera informację o chwilowej amplitudzie sygnału w danym kanale.

Odnośnie problematyki łączenia sygnału PCM w dotychczasowych publikacjach zarysowują się dwa zasadnicze

kierunki badań. Pierwszy kierunek [11], [6], tak jak klasyczny PCM, wychodzi z założenia, że cechą chwilowego połączenia jest czasowe położenie słowa w ramce 125 μ sek. Każde słowo kodu dołączonego systemu PCM wchodzi do pamięci odbiorczej, obliczonej na przyjęcie słów całej ramki. Taka sama pamięć nadawcza służy do przygotowania słów w ramce, przeznaczonej do nadania w odpowiednim kierunku.

Wszystkie "miejsca słów" wszystkich pamięci odbiorczych i wszystkie "miejsca słów" pamięci nadawczych są dołączone poprzez bramki do wielożyłowej szyny zbiorczej (ilość żył równa ilości elementów w słowie). W danym przedziale czasu zawartość "miejsca słowa" pamięci odbiorczej może przejść do dowolnego "miejsca słowa" pamięci nadawczej. Centralny rejestr zawiera informację, które wejście z którym wyjściem należy połączyć i automatycznie układ wybierczy ustala dla każdego połączenia położenie czasowe w ramce, w którym słowa jego zostaną przesłane przez szynę zbiorczą.

Drugi kierunek badań [1] opiera się na zastosowanej w systemach teletransmisyjnych zasadzie AAK. W urządzeniu komutacyjnym z każdego słowa kodu odczytuje się, przesłany razem ze słowem, adres kierunku, w którym słowo ma być przesłane. Razem ze słowem przesyła się przez szynę zbiorczą pozostałą część adresu, niezbędną dla dalszych stopni łączących.

Ze względu na ramy niniejszej pracy przedstawiony tu opis kilku możliwych rozwiązań zintegrowanych systemów cyfrowych jest tylko bardzo powierzchowny. Możliwe

jest również pojawienie się nowych wariantów cyfrowych systemów zintegrowanych, które pod względem ekonomicznym mogą okazać się korzystniejsze od znanych obecnie rozwiązań. Reasumując można stwierdzić, że integracja systemów telekomunikacyjnych jest ekonomiczną koniecznością i cyfrowa zintegrowana sieć telekomunikacyjna jest sprawą najbliższej przyszłości.

WYKAZ LITERATURY

1. Acs E.: Verfahren zur Mehrkanal-Nachrichtenübertragung mit Koden, die Adresse und Amplitudeninformation oder nur die Adresse tragen. Hochfrequenztechn. und Elektroakust. 1965 t. 74 nr 2, s. 39-47.
2. Averill R.M., Stone R.C.: No 101 ESS: The time division switching unit. Bell Lab. Rec. 1963 t. 41 nr 11, s. 425-431.
3. Cooper M.D.: Electronics will help to meet trebled demand for telephones. Electronics Weekly 1966 nr 301, s. 7.
4. Deloraine E.M., Reeves A.H.: The 25-th anniversary of pulse code modulation. IEEE Spectrum 1965 t. 2 nr 5, s. 56-63.
5. Deregnaucourt J.V.: Variable length words-pulse code modulation. IEEE Trans. COM 1966 t. 14, nr 2, s. 181-186.
6. Dumousseau C.: An integrated PCM network. IEEE Trans. COM 1965 t. 13 nr 1, s.42-49.

7. Fultz K.E., Penick D.B.: The T1 carrier system. Bell Syst. Techn. J. 1965 t. 44 nr 7, s. 1405-1451.
8. Inose H., Yoshida Y., Yasuda Y., Koono Z.: A time slot interchange system in time - division electronic exchanges. IEEE Trans. CS 1963 t. 11 nr 3, s. 336-345.
9. Kumagai D., Amono S., Kurahashi Y., Matsuura Y.: System performance of PCM system for short haul trunks. Rev. Electr. Commun. Lab. NTT 1965 t. 13 nr 11/12, s. 863-876.
10. Mayo J.S.: Experimental 224 Mb/s PCM terminal. Bell Syst. Techn. J. 1965 t. 44, nr 9, s. 1813-1841.
11. Mornet P., Chatelon A., Corre J.: Anwendung der Pulsecodedemodulation in einem integrierten Fernsprechnetz. Elektr. Nachrichtenwes. 1963 t. 38 nr 1, s. 5-37.
12. Telettra DT 24 System. Telefonica Elettronica e Radio, Bologna o.J. s. 11.

