

1 9 7 1

Nr 2 (101)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA — MIEDZESZYN

PRZEGLĄD
ZAGADNIENI
ŁĄCZNOŚCI



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRZEGLĄD ZAGADNIENI ŁĄCZNOŚCI

ROK 11

WARSZAWA 1971

NR 2(101)

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 Kazimierz Kotowski,
mgr inż. Adam Moniuszko, mgr inż. Józef Mozejko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyń, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Dorkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 770. Druk ukończoną
w lutym 1971 r.

PRZEGLĄD
ZAGADNIENÍ ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

Str.

Marubayashi G., Sakurai I. i inni: Współ-
osiowy system telefonii wielokrotnej o
2700 kanałach typu CP-12 MTr - Opracował
W. Barjasz

1

WSPÓŁOSIOWY SYSTEM TELEFONII WIELOKROTNEJ

O 2700 KANAŁACH TYPU CP - 12 MTr

Opracował W. Barjasz na podstawie artykułu:
Marubayashi G., Sakurai I i inni: CP-12 MTr
coaxial cable transmission system. Rev. Elect.
Commun. Lab. 1968 t. 16 nr 11-12, s. 966-1024

W niniejszym artykule omówione są badania i prace rozwojowe nad systemem CP-12 MTr, przeznaczonym do pracy na torach współosiowych, który został opracowany przez Electrical Communication Laboratory NTT. Omówiono także zasadnicze parametry tego systemu oraz główne wyniki badań.

System CP-12 MTr jest tranzystoryzowanym systemem o 2700 kanałach telefonicznych wykorzystującym współosiowe tory normalno- lub małowymiarowe. Przewiduje się, że w krótkim czasie system ten stanie się podstawowym systemem dalekosiężnym w Japonii. W porównaniu z poprzednio stosowanym lampowym systemem 4 MHz ma on bardzo małe szумы, korzystne wskaźniki ekonomiczne i wysoki stopień niezawodności. System ten skonstruowano uwzględniając ostatnio opracowane tymczasowe zalecenia CCITT na urządzenia tranzystorowych systemów 12 MHz.

Poniższy artykuł przedstawia podstawy teoretyczne, zasady projektowania, główne założenia i ich dyskusję, omówienie systemu, elementy, projektowanie poszczególnych zespołów i wyniki badań urządzeń.

1. WPROWADZENIE

W rozdziale tym omówione jest znaczenie systemu CP-12 MTr na tle dotychczasowego rozwoju systemów nośnych dla torów współosiowych. Następnie zostaną wyjaśnione główne punkty projektowania systemu i jego podstawowe parametry.

1.1. Podstawowe przesłanki

1.1.1. Lampowe systemy dla współosiowych torów

Pierwszy system dla torów współosiowych został zastosowany już ponad 30 lat temu, w latach 1930-tych. Badania nad systemami współosiowymi w Japonii również rozpoczęły się dość dawno - pierwsze eksperymenty były prowadzone przed II wojną światową. Jednakże w latach wojny i tuż po niej nie zaobserwowano wyraźnych sukcesów.

W wyniku odbudowy i rozbudowy publicznej sieci telekomunikacyjnej po II Wojnie Światowej zapotrzebowanie na łącza międzymiastowe gwałtownie wzrosło. Aby sprostać temu zapotrzebowaniu, japońska Administracja Łączności opracowała plan rozwoju sieci w oparciu o kable współosiowe i linie radiowe i rozpoczęła stosowanie kabli współosiowych na szeroką skalę, począwszy od 1954 r. W latach 1954-1957 została zbudowana sieć kabli normalnowymiarowych 2,6/9,5 mm, na których zainstalowano lampowy system C-4M (4 MHz). W tym okresie zdobyto podstawowe doświadczenia w zakresie budowy i eksploatacji systemów współosiowych.

W Instytucie Łączności (ECL) NTT prowadzone były dalsze studia zmierzające do zwiększenia krotności systemów współosiowych i w 1961 r. zakończono opracowanie lampowego systemu o krotności 2700 (C-12M).

1.1.2. Tranzystoryzacja i małowymiarowe kable współosiowe

Około roku 1950 rozpoczęło się wprowadzanie tranzystorów do urządzeń telefonii nośnej. Na początku tranzystory zostały wprowadzone do przemienników kanałowych i urządzeń systemów na małe odległości.

Tranzystory są szczególnie korzystne dla tego typu urządzeń, ponieważ dzięki zmniejszeniu zapotrzebowania na energię zasilającą i znacznej miniaturyzacji prowadzą do wydatnego potanienia urządzeń. W 1961 r. prawie wszystkie urządzenia telefonii nośnej wykorzystujące częstotliwości poniżej 100 kHz były w Japonii stranzystoryzowane. Jednak wprowadzenie tranzystorów do systemów współosiowych było w owym czasie dość wątpliwe, ponieważ perspektywy rozwojowe tranzystorów na wysokie częstotliwości były jeszcze niejasne. Oprócz tego zmniejszenie poboru mocy i miniaturyzacja urządzeń nie miały zbyt dużego wpływu na ekonomiczną stronę systemów współosiowych ze względu na wysoki koszt kabli, decydujący o całkowitym koszcie systemu.

Systemy lampowe wykorzystywały pasmo częstotliwości rozciągające się do 12 MHz i można było przewidzieć, że jest to granica szerokości pasma i krotności ze względu na trudności ograniczenia szumów, potrzebę stosowania

złożonych metod automatycznej regulacji poziomu i konieczność stałej wymiany lamp elektronowych. W takiej sytuacji, systemy stranzystoryzowane musiały znaleźć odpowiednie ekonomiczne uzasadnienie, które pozwoliłoby wyprzeć systemy lampowe. Zważywszy, że główne korzyści z tranzystoryzacji osiąga się w urządzeniach przemiany kanałowej, to tranzystoryzacja wzmacniaków liniowych mogłaby odegrać jedynie znikomą rolę, jeśliby nie przedsięwziąć środków radykalnie zmieniających ekonomikę systemów współosiowych.

Niezależnie od nieograniczonych możliwości wpływających z wprowadzania coraz to nowych elementów, trzeba także mieć na uwadze zasadnicze kierunki rozwojowe systemów współosiowych. Pomysł zmniejszenia średnicy torów współosiowych był doskonale dopasowany do tranzystoryzacji wzmacniaków liniowych. Dla obniżenia ogólnych kosztów systemu należało zmniejszyć średnicę torów współosiowych proporcjonalnie do obniżonego kosztu stranzystoryzowanych wzmacniaków. Jako rezultat studiów w tym zakresie powstały tzw. małowymiarowe tory współosiowe o znormalizowanych przez CCITT wymiarach $1,2/4,4$ mm. W pierwszej fazie rozwoju systemy tranzystorowe były opracowywane z myślą o wykorzystaniu małowymiarowych torów.

Na rysunku 1^{x)} została zilustrowana zależność pomiędzy średnicą wewnętrznego przewodu pary współosiowej a kosztem łącza, przy założeniu, że pasmo liniowe jest stałe.

1) Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

W 1964 r. w CCITT rozważany był problem wyboru i standaryzacji systemu o krotności rzędu 1000 kanałów. Przyjęto wówczas dwa systemy: 6 MHz z odcinkiem wzmacniakowym o długości 3 km i 4 MHz z odcinkiem wzmacniakowym 4 km.

W nowo projektowanych systemach szerokość pasma liniowego i długości odcinków wzmacniakowych to dwa najistotniejsze parametry wywodzące się z technicznego poziomu rozwoju tranzystorów, elementów i metod projektowania. Oba te parametry rzutują także na przyszły rozwój rodziny systemów współosiowych i wiążą się nierozzerwalnie z ekonomiką systemów.

1.1.3. Zagadnienia ekonomiczne systemów współosiowych

Przy stosowaniu systemów współosiowych na odległościach rzędu kilkuset kilometrów koszty traktu liniowego stają się czynnikiem decydującym o koszcie całego systemu. Koszt traktu liniowego składa się z kosztu kabla i kosztu wzmacniaków, a koszt kabla w przeliczeniu na kanał maleje odwrotnie proporcjonalnie do liczby kanałów systemu. Tłumienność toru współosiowego rośnie proporcjonalnie do pierwiastka kwadratowego z częstotliwości, a więc im szersze jest pasmo liniowe przy rosnącej liczbie kanałów, tym krótsze są odcinki wzmacniakowe i wzrasta liczba wzmacniaków w trakcie liniowym. Na przykład, jeśli założy się stałe wzmocnienie, to liczba wzmacniaków w odcinku traktu o określonej długości będzie rosła proporcjonalnie do pierwiastka kwadratowego z górnej czę-

stotliwości granicznej. Jednak liczba kanałów rośnie proporcjonalnie do częstotliwości, więc w ostatecznym efekcie koszt wzmacniaków na jeden kanał maleje. W praktyce jednak wzmocnienie wzmacniaków ograniczane jest wraz ze zwiększaniem szerokości pasma, między innymi ze względu na szumy, tak więc liczba wzmacniaków w trakcie liniowym wraz ze wzrostem liczby kanałów rośnie nieco szybciej, niż to było powiedziane wyżej.

Jeśli na tym samym kablu instaluje się kolejno systemy o coraz to większej liczbie kanałów, to uzyskuje się lepsze wskaźniki ekonomiczne. Początkowo decydującym czynnikiem są koszty kabla, a przy pewnej liczbie kanałów osiąga się równowagę pomiędzy kosztami kabla i wzmacniaków. Jeśli jednak liczba kanałów przekroczy pewien poziom, wówczas czynnikiem decydującym stają się koszty wzmacniaków, i wskaźniki ekonomiczne znów się pogarszają.

Optymalna liczba kanałów systemu zależy oczywiście od średnicy toru współosiowego. Tak dalece dopóki rozważa się stosowanie wzmacniaków tranzystorowych o obecnie stosowanej konstrukcji i technologii, można przypuszczać, że górną granicą dla kabli normalnowymiarowych jest częstotliwość około 100 MHz, a dla torów małowymiarowych około 20 MHz.

Zarysowująca się tendencja rozwojowa obniżania kosztu traktu liniowego w przeliczeniu na jeden kanał jest pokazana na rys. 2.

1.2. Znaczenie tranzystoryzacji systemu 12 MHz

Biorąc jako punkt wyjścia system 4 MHz dla małowymiarowych torów współosiowych wraz z całym uzasadnieniem wyżej omówionym, rozważmy obecnie przesłanki, które mogłyby posłużyć do rozpoczęcia studiów nad nowym systemem.

Biorąc pod uwagę, że systemy lampowe rozwinęły się od systemu 4 MHz do systemu 12 MHz i były stosowane na normalnowymiarowych torach, oraz że systemy tranzystorowe rozwinęły się jako rodzina systemów 1 MHz i 4 MHz (6 MHz), to można by rozważać opracowanie następujących nowych systemów tranzystorowych:

- a) 12 MHz dla torów normalnowymiarowych,
- b) 12 MHz dla torów małowymiarowych,
- c) system o pasmie około 20 MHz dla normalnowymiarowych torów,
- d) system o pasmie około 8 MHz dla torów małowymiarowych.

Z tych systemów, system 12 MHz dla torów normalnowymiarowych bardzo mało się różni, z ekonomicznego punktu widzenia, od istniejącego systemu lampowego, jak to pokazano na rys. 2.

Pomimo że system tranzystorowy posiada samoistnie szereg zalet, jak większa niezawodność, większa stałość poziomu itp., to jednak rozpatrując celowość wprowadzenia torów małowymiarowych dla systemów tranzystorowych, przede wszystkim należy mieć na uwadze wyraźne zalety ekonomiczne.

Następny z wymienionych systemów, system 12 MHz dla torów małowymiarowych, jest najbardziej obiecujący zarówno pod względem konstrukcyjnym, jak i z uwagi na zalety ekonomiczne. Jednakże w momencie rozpoczynania pracy było problematyczne, czy będzie możliwa jego techniczna realizacja. Dla małowymiarowych torów współosiowych długość odcinków wzmacniakowych powinna być możliwie jak największa, aby ogólna liczba wzmacniaków w trakcie liniowym była do przyjęcia z ekonomicznego punktu widzenia, a także z uwagi na niezawodność i wahania poziomu. Z drugiej strony, przy założeniu długiego odcinka wzmacniakowego, poważnym ograniczeniem były zniekształcenia nielinearne.

Dla ułatwienia zadania można by zaproponować dla torów małowymiarowych system pośredni o górnej częstotliwości granicznej 8 MHz, co pozwoliłoby na złagodzenie wymagań na wzmacniacze. Jednak system ten jest mniej atrakcyjny, aniżeli systemy zaproponowane w punktach a - c.

Z punktu widzenia techniki projektowania wzmacniaczy rozszerzenie pasma jest równoważne ze wzrostem głębokości sprzężenia zwrotnego. Innymi słowy, stopień trudności wykonania wzmacniaczy dla małowymiarowych torów i pasma 12 MHz oraz torów normalnowymiarowych i pasma 20 MHz jest podobny. W ten sposób dochodzimy do systemu wymienionego jako trzeci, tzn. 20 MHz dla torów 2,6/ /9,5 mm, wykonanego prawie taką samą techniką jak system 12 MHz dla torów małowymiarowych. Oba te systemy nie różnią się w sposób istotny również i pod względem

ekonomicznym. Wadą takiego rozwiązania jest powstanie dwóch różnych systemów dla obu rodzajów torów współosiowych.

Biorąc pod uwagę wyżej opisaną sytuację, z rozważanej rodziny systemów należy wybrać jako najbardziej korzystny system 12 MHz, przewidziany do stosowania na obu typach torów współosiowych, nawet jeśli spodziewane są trudności techniczne przy jego realizacji.

Zważywszy, że długość odcinka wzmacniakowego w systemie 4 MHz dla małowymiarowych torów wynosi 4 km, to z uwagi na możliwość wykorzystania istniejących już urządzeń najbardziej wskazane byłoby przyjąć odcinek wzmacniakowy zmniejszony do połowy, tzn. odcinek 2 km. Co więcej, ponieważ tłumienność odcinka toru małowymiarowego o długości 2 km jest mniej więcej równa tłumienności odcinka 4,5 km toru normalnowymiarowego, to mogłoby być bardzo korzystne stranzystoryzowanie traktów liniowych zarówno dla torów małowymiarowych jak i normalnowymiarowych za pomocą tych samych wzmacniaków.

Rozważając z kolei zagadnienie szumów, to jeśli wzmacniaki stosowane w torach małowymiarowych pozwolą spełnić międzynarodowe zalecenia na szumy w trakcie liniowym ($0,1 \mu\text{V/km}$), wówczas zastosowanie tych samych wzmacniaków w normalnowymiarowych torach powinno dać szumy $1,5 \mu\text{V/km}$ (dzięki dwukrotnie mniejszej liczbie wzmacniaków) co oznacza polepszenie jakości w porównaniu z istniejącymi systemami lampowymi.

Takie postawienie zagadnienia stwarza konieczność pokonania podwójnej trudności: rozszerzenia pasma i jed-

nocześnie obniżenia szumów. Jednakże, aby zapewnić na przyszłość lepsze wykorzystanie urządzeń opracowywanego systemu, te problemy techniczne powinny być rozwiązane.

1.3. Stan prac w CCITT

Już od roku 1962 w CCITT prowadzone były dyskusje nad wyborem następnego systemu (po systemach 4-6 MHz) dla małowymiarowych torów współosiowych. Jednak przy ówczesnym poziomie techniki było rzeczą niezwykle trudną przewidzieć prawidłowo kierunek rozwoju. Przez około dwa lata dyskusja nie posuwała się naprzód - uważano za górny kres możliwości technicznych pasmo do około 8 MHz.

Autorzy niniejszej pracy prowadzili badania od roku 1961, zmierzając do rozszerzenia pasma systemów tranzystorowych. W 1964 r. stało się możliwe rozwiązanie problemu przesunięcia fazowego, które było główną przeszkodą. Autorzy udowodnili wówczas danymi doświadczalnymi możliwość utworzenia systemu 12 MHz dla torów małowymiarowych.

Opierając się na uzyskanych wynikach, autorzy zgłosili do CCITT materiały, w których zostały opisane podstawowe parametry transmisyjne systemu 12 MHz dla torów małowymiarowych oraz także możliwość zastosowania tych samych urządzeń na torach normalnowymiarowych z odcinkiem wzmacniakowym równym odcinkowi dotychczas stosowanemu dla systemów lampowych (4,5 km), przy jednoczesnym zmniejszeniu szumów do 1,5 pW/km. Kontrybucja ta została zgłoszona do CCITT w kwietniu 1965 r. i była rozwa-

żana przez grupę roboczą w październiku 1965 r.

Propozycje tymczasowych wymagań na tranzystoryzowany system 12 MHz były zgłaszane przez wiele krajów, jednak wszystkie propozycje, wyjąwszy japońską, dotyczyły systemu dla torów normalnowymiarowych i proponowały szumy 3 pW/km.

Jednak już po upływie jednego roku słuszność propozycji japońskich została potwierdzona przez grupę roboczą XV Komisji Studiów CCITT, która w swoim sprawozdaniu wyraźnie stwierdziła, że jedynym zalecanym nowym systemem dla małowymiarowych torów współosiowych jest system 12 MHz. Opisywany tutaj system był w dużej mierze podstawą do opracowania zaleceń CCITT dla tranzystorowego systemu 12 MHz.

1.4. Założenia i podstawowe parametry systemu

Przy opracowywaniu opisywanego systemu prowadzono szeroko zakrojone badania oraz prace rozwojowe nad różnego rodzaju wzmacniakami, urządzeniami przemiany, zdalnego zasilania, zdalnego nadzoru, w zakresie począwszy od projektowania elementów i zespołów, kończąc na opracowaniu zasad montażu urządzeń. Przy projektowaniu urządzeń wykorzystano odpowiednio doświadczenia uzyskane przy opracowywaniu systemów C-12M i P-4MTr.

Podstawowe wyjściowe założenia opisywanego systemu można ująć w następujących punktach:

1. Podstawowe założenia

Głównym celem było opracowanie systemu o wysokiej niezawodności, łatwego do obsługi, ekonomicznego, posiadającego zalety systemów stranzystoryzowanych, jak: małe wymiary, niski pobór mocy i trwałość.

Z ekonomicznego punktu widzenia już na wstępie uznano za najbardziej korzystny system 12 MHz dla małowymiarowych torów współosiowych z odcinkiem 2 km. Przyjęto także, że niezawodność urządzeń traktu liniowego powinna być tego samego rzędu co niezawodność kabla współosiowego.

Przy projektowaniu pomieszczeń dla stacji wzmacniających przyjęto założenia, wynikające z potrzeby i możliwości wykorzystywania istniejących już pomieszczeń na niektórych trasach, z trudności z wykupem gruntów oraz z uwagi na łatwość obsługi.

Takie założenia oznaczają, że wzmacniaki muszą być przystosowane nie tylko do studzienek betonowych, ale również do pracy w naziemnych budynkach istniejącego systemu 4 MHz. Te same wzmacniaki powinny pracować na kablu normalno- i małowymiarowym.

2. Szumy

Zakładając, że projektowany system będzie umożliwiał tworzenie międzynarodowych łączy o długości 2500 km, należało obniżyć szumy tak dalece, jak to było możliwe. W odniesieniu do urządzeń traktu liniowego przyjęto dotychczasowe normy 3 pW/km dla toru małowymiarowego, a

dla torów normalnowymiarowych 1,5 pW/km. Dzięki zastosowaniu modulatorów tranzystorowych w urządzeniach końcowych szumy pary przemienników grupy czwórnaj można było obniżyć do połowy w porównaniu z dotychczasowymi rozwiązaniami.

3. Główne parametry urządzeń wzmacniakowych

Dla ograniczenia do minimum przesunięcia fazowego w obwodzie emitera tranzystorów zostały opracowane i zastosowane specjalne kondensatory typu BL^{x)}.

Urządzenie zdalnego zasilania składa się z dwóch urządzeń pracujących równolegle. W porównaniu do poprzednich rozwiązań liczba elementów została zmniejszona o około 25%, a niezawodność wzrosła dwukrotnie.

W nowo opracowanym systemie wprowadzono po raz pierwszy gazową kontrolę pojemników na wzmacniaki. Waga pojemników została obniżona, a zastosowana konstrukcja ułatwia czynności eksploatacyjne.

W obecnym rozwiązaniu możliwe jest również instalowanie w podziemnych studzienkach wzmacniaków z automatyczną regulacją prądem pilotowym, dzięki zastosowaniu elektronicznych układów alarmowych (zamiast przekaźnikowych) oraz dzięki zwiększeniu niezawodności termistora grzanego pośrednio.

^{x)} Kondensator typu BL jest to kondensator ceramiczny wykonany metodą dyfuzji tlenków metali z półprzewodnika BaTiO₃; posiada stałą dielektryczną rzędu 20.000-100.000, bardzo małe wymiary, dużą pojemność, wysokie napięcie przebicia i bardzo dobre własności dla wysokich częstotliwości.

4. Urządzenia końcowe

Dzięki pełnej tranzystoryzacji przemienników można było uzyskać zmniejszenie szumów o połowę. Także czas przełączania generatora podstawowego na rezerwowy został zmniejszony do około 100 μ s, co umożliwi w przyszłości wykorzystanie systemu do transmisji danych o bardzo dużej szybkości. Takie wydatne zmniejszenie czasu przełączania uzyskano dzięki zastąpieniu przekaźników diodowymi urządzeniami przełączającymi.

W urządzeniach generacyjnych zaniechano stosowania dzielników częstotliwości o działaniu opartym na sprzężeniu zwrotnym i zastąpiono je dzielnikami impulsowymi.

Generator podstawowy ma stałość częstotliwości $5 \cdot 10^{-8}$ dzięki zastosowaniu kwarcu o cięciu AT, pracującego na piątej harmonicznej o częstotliwości 2500 kHz. Kwarc umieszczony jest w termostacie, którego temperatura kontrolowana jest za pomocą uzwojenia platynowego.

5. Elementy

We wzmacniaczach zostały zastosowane nowo opracowane krzemowe tranzystory epitaksjalno-planarne ($f_t = 1300$ MHz dla pierwszych dwóch stopni i $f_t = 700$ MHz dla stopnia wyjściowego, o wskaźniku intensywności uszkodzeń większym od $30 \cdot 10^{-9}$).

W obwodach emiterów jako kondensatory odblokowujące zastosowane zostały kondensatory typu BL o bardzo dużej stałej dielektrycznej i doskonałych własnościach w szerokim pasmie częstotliwości; dzięki tym kondensatorom własności wzmacniaczy znacznie się polepszyły.

Wszystkie elementy zostały poddane bardzo ostrym próbom, zwłaszcza ze szczególnym naciskiem na badania niezawodności.

1.5. Badania i opracowanie urządzeń prototypowych

Badania nad opisywanym systemem rozpoczęły się w 1961 r. w Instytucie Łączności japońskiej PTT (Electrical Communication Laboratory of Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation).

W wyniku badań podstawowych przeprowadzonych w ECL, które to badania rozpoczęły się od opracowania modeli tranzystorów, i trwały około trzech lat, uzyskano jasny pogląd o możliwości zrealizowania systemu. Bazując na tych pracach, w czerwcu 1961 r. ustalono program dalszego opracowania urządzeń transmisyjnych, zdalnego zasilania, pojemników dla nieobsługiwanych stacji wzmacniaczkowych, elementów biernych i elementów półprzewodnikowych. Wkrótce potem ustalono strukturę organizacyjną i rozpoczęto prace konstrukcyjne. W 1964 r. w ECL powstały pierwsze eksperymentalne modele wzmacniaków i następnie przeprowadzono w niewielkiej skali badania transmisyjne. W tym samym czasie zamówiono prototypowe serie wzmacniaków jednocześnie u dwóch producentów: NEC i Fujitsu, a także prowadzono prace przygotowawcze dla przyszłych badań urządzeń systemu w terenie. Pierwsza prototypowa seria wzmacniaków została wykonana w maju 1965 r. Badania na linii doświadczalnej rozpoczęto w lipcu 1965 r. pomiędzy Nagoya i Okazaki na linii z torami normalnowymia-

rowymi, które łącznie tworzyły pętlę o długości 80 km (22 wzmacniaki). Po tych pierwszych badaniach można było uznać podstawowe parametry transmisyjne urządzeń za ustalone. W następnej kolejności wyprodukowano drugą serię prototypową, zawierającą już komplet urządzeń traktu liniowego, łącznie z różnymi wykonaniami wzmacniaków, urządzeniami pomocniczymi, a także urządzeniami końcowymi. Próbna seria urządzeń zdalnego nadzoru została zamówiona w firmie Okura Electric Co. Próbna eksploatacja urządzeń wchodzących w skład drugiej serii prototypowej przeprowadzona została w okresie trzech miesięcy, poczynając od lipca 1966 r., na trasie Nagoya - Toyohashi wyposażonej w tory normalnowymiarowe o łącznej długości 160 km (42 wzmacniaki). Jednocześnie przeprowadzono badania w mniejszej skali na trasie wyposażonej w tory małowymiarowe pomiędzy Miki i Nishiwaki.

Zarówno pierwsza jak i druga seria prototypowa po przeprowadzeniu badań pozostały na trasie dla przeprowadzenia kontroli stałości parametrów w czasie. Badania czasowe trwały do czerwca 1967 r. Ponieważ otrzymane wyniki podczas badań drugiej serii prototypowej pozwalały już na stosowanie urządzeń w normalnej eksploatacji w sieci publicznej, ECL więc sporządziło sprawozdanie z przeprowadzonych badań i wraz z wynikami prac badawczo-konstrukcyjnych i dokumentacją przekazało do Wydziału Techniki NTT PC w październiku 1966 r.

W urządzeniach prototypowych wspomnianych wyżej stacja wzmacniakowa z automatyczną regulacją poziomu prądu pilotowym była pierwotnie wykonana jako naziemna, ponie-

waż brak było danych co do niezawodności termistora i stosowanych przekaźników. Jednocześnie prowadzono dalsze prace, które pozwoliły na zwiększenie niezawodności termistora i zmodyfikowanie regulatora sterowanego prądem pilotowym. W rezultacie prace te umożliwiły umieszczenie stacji z automatyczną regulacją również w pomieszczeniach podziemnych. Sprawozdanie na ten temat zostało zgłoszone w marcu 1968 r.

W oparciu o dokumentację i wyniki badań rozpoczęto seryjną produkcję urządzeń pod auspicjami Wydziału Techniki NTT PC. Eksploatacyjne próby urządzeń pochodzących z produkcji seryjnej uruchomiono w sierpniu 1967 r. pomiędzy Yamaguchi i Shimonoseki (76 km) oraz pomiędzy Sapporo i Asahikawa (151 km). (

W badaniach eksploatacyjnych uzyskano pozytywne wyniki i w związku z tym system CP-12 MTr znalazł szerokie zastosowanie w sieci krajowej, począwszy od sierpnia 1968 r.

2. MOŻLIWOŚĆ REALIZACJI SYSTEMU

W przypadku systemu 12 MHz dla torów małowymiarowych z odcinkiem wzmacniakowym o długości 2 km najtrudniejszym problemem jest zapewnienie dostatecznie niskich szumów wzmacniaków. To z kolei sprowadza się do trudnego zagadnienia zaprojektowania wzmacniacza, który posiadałby tak dużą tłumienność zniekształceń nieliniarnych, jak to wymagają założenia systemu. Problemy te zostaną omówione poniżej.

2.1. Szumy systemu a sprzężenie zwrotne

Ogólnie biorąc, szumy wzmacniacza składają się z szumów termicznych oraz szumów pochodzących od zniekształceń nieliniarnych drugiego i trzeciego stopnia. Jeżeli przyjmuje się nieliniową charakterystykę preemfazy, żaden z wymienionych składników nie posiada prostej zależności w funkcji częstotliwości. Jednakże jeśli przyjąć założenia upraszczające, że charakterystyka preemfazy jest liniowa i że pomijamy zniekształcenia trzeciego stopnia, to wówczas stosunek sygnału do szumu odniesiony do jednostki długości traktu liniowego może być wyrażony następującym wzorem:

$$\frac{1}{l} \text{ (N/S)} = \sqrt{2t_2 N_i f_0} F_0^{-1} l^{-1} 10^{\frac{a\sqrt{f_0 l}}{20}} F_a \quad (1)$$

gdzie:

t_2 - moc wyjściowa zniekształceń drugiego stopnia przy wyłączonym sprzężeniu zwrotnym, odniesiona do 1 mW mocy sygnału podstawowego,

N_1 - moc szumu termicznego przypadająca na 1 kHz (mW/kHz) dla najwyższej częstotliwości pasma f_0 , odniesiona do mocy wejściowej wzmacniacza,

F_0 - maksymalne realizowalne sprzężenie zwrotne (wartość rzeczywista).

- f_0 - górna częstotliwość graniczna (kHz),
 l - długość odcinka wzmacniakowego (km),
 a - tłumienność jednostkowa toru współosiowego dla 1 kHz (dB)

$a = 0,17$ dB dla torów małowymiarowych

$a = 0,075$ dB dla torów normalnowymiarowych

- F_a - współczynnik uwzględniający wpływ preemfazy.

Następnie maksymalne sprzężenie zwrotne, jakie można uzyskać we wzmacniaczu, można obliczyć według poniższego wzoru podanego przez Bode'go:

$$20 \log_{10} F_0 = -401(y) \log_{10} \frac{4(1-y)}{nf_0} \cdot \frac{f_p f_t}{(f_p + f_t) 10^{\frac{x-A_t}{20n}}} +$$

$$+ \frac{2(1-y)}{n} (x-A_t) - x \quad [\text{dB}] \quad (2)$$

gdzie:

n - liczba stopni wzmacniacza,

f_0 - górna częstotliwość graniczna,

f_t - częstotliwość graniczna,

f_p - częstotliwość, dla której występuje wyskok fazy,

A_t - tłumienność asymptoty obwodu sprzężenia zwrotnego,

x - margines wzmocnienia,

y - margines fazy $y \pi$ rad.

Jeśli przyjmie się, że dodatkowe przesunięcie fazowe całej pętli sprzężenia wynosi α (stop./MHz), to f_p będzie wynosiło

$$f_p = \frac{360n}{\pi^2 \alpha} \text{ [MHz]}$$

W równaniu (1) t_2 zależy głównie od współczynnika zniekształceń nieliniarnych wyjściowego tranzystora; N_i określone jest przede wszystkim przez współczynnik szumów tranzystora wejściowego, natomiast F_A zależy od przyjętych metod projektowania. Jednakże wszystkie te wielkości nie mogą być w zdecydowany sposób poprawione w porównaniu z uzyskanymi we wzmacniaczach dotychczas projektowanych. Tak więc o możliwości zrealizowania założeń systemowych decyduje fakt, czy będzie możliwe osiągnięcie dostatecznie głębokiego sprzężenia zwrotnego.

2.2. Sprzężenie zwrotne i dodatkowe przesunięcie fazowe

W założeniu, że t_2 , N_i i F_a w równaniu (1) są wielkościami stałymi, rozważmy jak głębokie sprzężenie zwrotne jest potrzebne dla systemu 12 MHz z odcinkiem wzmacniakowym o długości 2 km.

Biorąc do porównania system 4 MHz i zakładając, że stosunek sygnału do szumu pozostanie stały (również i t_2 ,

N_i i F_a , podstawiając $l = 2$ km i $f_0 = 12000$ kHz zamiast $l = 4$ km i $f_0 = 4000$ kHz, można stwierdzić, że sprzężenie zwrotne powinno wzrosnąć o 5 dB.

Z drugiej strony, jeśli parametry występujące w równaniu (2) pozostają stałe z wyjątkiem f_0 , to przy wzroście szerokości pasma o jedną oktawę, głębokość sprzężenia zwrotnego powinna zmaleć o 12 (1-y) dB. Przyjmując margines fazy równy 30° ($y = 1/6$), to wówczas przy zmianie częstotliwości granicznej od 4 do 12 MHz głębokość sprzężenia zmaleje o 16 dB.

Tak więc z uwagi na wymagania systemowe głębokość sprzężenia zwrotnego powinna wzrosnąć o 5 dB, natomiast przy braku postępu w budowie i projektowaniu wzmacniaczy sprzężenie zmaleje o 16 dB.

Wobec takich wymagań na polepszenie współczynnika zniekształceń nieliniarnych, nawet jeśli sytuacja ulegnie pewnej poprawie przy zmianie współczynników t_2 , N_i , F_a , w głównej mierze należy polegać na postępie w konstruowaniu wzmacniaczy. Dla określenia kierunków poprawy sytuacji należy przedyskutować równanie (2).

W równaniu (2) x i y są marginesami fazy i wzmocnienia, które zwykle przyjmuje się $x = 10$ oraz $y = 1/6$. A_t jest wartością asymptotyczną tłumienności pętli sprzężenia zwrotnego dla wysokich częstotliwości i aczkolwiek wielkość ta różni się nieco w zależności od przyjętego rozwiązania, jednak jej wpływ na głębokość sprzężenia jest stosunkowo niewielki. W naszym przypadku, uwzględniając fakt, że mamy do czynienia ze wzmacniaczem trzy-stopniowym o mieszanym sprzężeniu, przyjmuje się $A_t = 10$ dB,

opierając się na poprzednich doświadczeniach.

Do momentu wyboru liczby stopni wzmacniacza istniał dodatkowy stopień swobody, jednak po zdecydowaniu się na wzmacniacz trzystopniowy mamy już określone $n = 3$.

Dla pozostałych parametrów nie ma zbyt dużego przedziału zmienności - na sprzężenie zwrotne wpływają głównie f_t i f_p . W przypadku wzmacniacza tranzystorowego jako f_t przyjmujemy częstotliwość przy której następuje odcięcie prądowego współczynnika wzmocnienia w stanie zwarcia w układzie wspólnego emitera.

Częstotliwość f_t jest częstotliwością, dla której występuje zawahanie charakterystyki fazowej pętli sprzężenia zwrotnego (dodatkowe przesunięcie fazowe). Badanie znaczenia częstotliwości f_p jest natomiast ściśle związane z możliwością realizacji systemu CP-12MTr, co będzie pokazane dalej. Na początku możemy założyć tutaj, że wzmiankowany wyskok fazy składa się z dwóch części: części wywołanej geometryczną długością pętli sprzężenia zwrotnego oraz wyskoku spowodowanego innymi pozostałymi czynnikami.

Przyjmijmy za punkt odniesienia wzmacniacz systemu 4 MHz. W tym systemie średnia częstotliwość f_t tranzystorów wynosiła około 500 MHz, a długość pętli sprzężenia około 30 cm (wyskok fazy $0,36^\circ$ / MHz) i uzyskano sprzężenie o głębokości około 30 dB. Podstawmy te wartości do równania (2). Wtedy otrzymuje się $f_p = 65$ MHz i wyskok fazy $\alpha = 1,32^\circ$ / MHz, przy podstawieniu $20 \log F_o = 30$, $y = 1/6$, $x = 10$, $n = 3$, $f_o = 4$, $f_t = 500$ i $A_t = 10$. Z wyskoku fazy wynoszącego $\alpha = 1,32^\circ$ / MHz,

wartość $0,36^\circ/\text{MHz}$ została wywołana długością geometryczną pętli sprzężenia, a $0,96^\circ/\text{MHz}$ innymi czynnikami.

Z drugiej strony dla realizacji systemu 12 MHz konieczne jest zwiększenie głębokości sprzężenia zwrotnego do 32 dB dla polepszenia stosunku sygnału do szumu, co będzie dokładniej wyjaśnione w dalszym ciągu artykułu. Jeśli tę wielkość podstawimy do równania (2), to łatwo dojdziemy do wniosku, że nawet mając tranzystor o częstotliwości $f_t = \infty$ i przy długości pętli sprzężenia zwrotnego równej zero, też nie można byłoby uzyskać sprzężenia o głębokości 32 dB w pasmie 12 MHz.

Ukryte potencjalne możliwości rozwiązania tkwią w fakcie, że dodatkowe przesunięcie fazowe wywołane innymi czynnikami, aniżeli długość pętli, jest dość duże i że przyczyny wywołujące to przesunięcie nie są jeszcze dostatecznie wyjaśnione.

Można więc powiedzieć, że problem dodatkowego przesunięcia fazowego stanowi klucz do realizacji systemu.

Spoglądając wstecz, można łatwo wyciągnąć wyżej napisany wniosek metodą dedukcji. W rzeczywistości został on osiągnięty dość krętą drogą, po rozpatrzeniu niezliczonej ilości zagadnień, takich jak tranzystory wysokiej częstotliwości, metody pomiarowe, konstrukcja obwodów wysokiej częstotliwości itp.

2.3. Wyniki studiów nad zagadnieniem dodatkowego przesunięcia fazowego

Rozpatrując na początku zakres częstotliwości, w którym może występować wyskok przesunięcia fazy, przeanalizujemy schemat zastępczy pierwszego stopnia wzmacniacza pokazany na rys. 3. W schemacie pominięto pojemność emitera i uproszczono pojemnościowe połączenie pomiędzy bazą a kolektorem; uproszczenie to nie ma jednak wpływu na wyniki poniżej przeprowadzonej analizy.

Wyznacznik obwodu pokazanego na rys. 2 jest następujący:

$$\Delta = \begin{vmatrix} Z_G + R + 1 + L\lambda, & -(1 + L\lambda), & -R \\ -(1 + L\lambda) + \frac{\alpha}{C_1\lambda'}, & Z_L + 1 + L\lambda + \frac{1-\alpha}{C_1\lambda'}, & -\frac{1}{C_1\lambda} \\ -(R + \frac{\alpha}{C_1\lambda}), & -\frac{1-\alpha}{C_1\lambda'}, & R(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}) \frac{1}{\lambda} \end{vmatrix} \quad (3)$$

Jeśli w równaniu (3) przyjmiemy, że podwyznacznik wyznacznika jest Δ_{ij} , to wtedy przewodność Y_T , współczynnik wzmocnienia prądowego i współczynnik wzmocnienia mocy można określić wzorami:

$$Y_T = \frac{I_2}{E} = \frac{\Delta_{12}}{\Delta}, \quad A_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{11}}, \quad G = A_i^1 \frac{Z_G}{Z_L},$$

tak więc fakt posiadania lub nie wyskoku przesunięcia fazy przez analizowany wzmacniacz zależy od tego, czy pier-

wiastek znajduje się w prawej półpłaszczyźnie λ .

Rozwinięcie Δ_{12} przedstawia się następująco:

$$\Delta_{12} = \frac{KRL}{\lambda^2(1+K\lambda)} \cdot M(\lambda) \quad (4)$$

gdzie

$$M(\lambda) = \lambda^4 + A\lambda^3 + B\lambda^2 + C\lambda + D$$

$$A = \frac{1}{K} + \frac{C_1 + C_2}{RC_1 C_2} + \frac{1}{L}$$

$$B = \frac{C_1 + C_2}{KRC_1 C_2} + \left(\frac{1}{K} + \frac{1}{C_1} + \frac{C_1 + C_2}{RC_1 C_2} \right) \frac{1}{L} \quad (5)$$

$$C = \frac{1}{K} \left(\frac{1}{\beta_0 C_1} + \frac{C_1 + C_2}{RC_1 C_2} \right) \frac{1}{L}$$

$$D = -\frac{1}{KRC_1 C_2 L}$$

W rezultacie $M(\lambda)$ posiada tylko jedno dodatnie rozwiązanie w prawej półpłaszczyźnie λ . Oznaczając je przez λ_1 , wyskok przesunięcia fazy θ można obliczyć jako:

$$e^{-j\theta} = \frac{\lambda_1 - \lambda}{\lambda_1 + \lambda} \quad (6)$$

Na rysunku 4 pokazane są przykłady wyników obliczeń. W rezultacie przeprowadzonej analizy stwierdzono, że o-

porność bazy i oporność emitera mają znikomy wpływ na przesunięcie fazowe i w związku z tym do obliczeń można przyjąć wielkości te jako stałe. Pojemność C_f , potraktowana na rys. 4 jako parametr, powoduje z jednej strony wzrost przesunięcia fazowego, a z drugiej strony zmniejsza tłumienność dla wielkich częstotliwości dzięki działaniu bocznikującemu. Jednak zmniejszenie przesunięcia fazowego dzięki zmniejszeniu tłumienności dla wysokich częstotliwości jest równoważone wzrostem wyskoku fazy. Na rys. 4 parametr ten w rezultacie ma charakter neutralny.

Przy projektowaniu wzmacniacza należy uwzględnić wszystkie części składowe przesunięcia fazowego, powodujące wyskok fazy. Do nich należą: przesunięcie fazowe spowodowane procesami dyfuzyjnymi, przesunięcie proporcjonalne do geometrycznej długości pętli sprzężenia zwrotnego, przesunięcia wywołane działaniem dzielnika prądowego RC_2 . Uwzględniając wszystkie te czynniki przy obliczaniu f_p we wzorze (2), można określić wyskok przesunięcia fazowego dostatecznie dokładnie.

Wpływ wyskoku przesunięcia fazowego we wzmacniaczu opisywanego systemu jest zilustrowany na rys. 5. Wykres sporządzono dla sprzężenia zwrotnego o głębokości 32 dB we wzmacniaczu trzystopniowym o pasmie 12 MHz. Z wykresu wynika, że dla osiągnięcia głębokiego sprzężenia należy dążyć do osiągnięcia jak najmniejszej indukcyjności wyprowadzenia emitera. Jeśli indukcyjność wyprowadzenia emitera jest duża, wówczas projektowanie wzmacniacza staje się trudne i ograniczone pasożytniczą po-

jemnością tranzystora, nawet jeśli stosuje się tranzystor o wielkiej częstotliwości f_T . Jednak z rys. 5 wynika, że jeśli indukcyjność wyprowadzenia emitera jest dostatecznie mała, to można projektować wzmacniacz, nie obawiając się zbytnio wpływu pojemności pasożytniczej i częstotliwości f_T .

W przypadku wzmacniacza dla opisywanego systemu było możliwe zrealizowanie sprzężenia zwrotnego o głębokości 32 dB dzięki obniżeniu indukcyjności wyprowadzenia emitera tak dalece jak to było możliwe, co było wnioskiem z wyżej omówionych studiów, oraz dzięki zastosowaniu kondensatorów typu BL dla zbocznikowania oporności w obwodzie emitera.

Szeroko zakrojone badania pokazały, że stosowanie kondensatorów innych typów nie pozwalało uzyskać tak głębokiego sprzężenia, a tym samym nie zapewniało dostatecznie niskiego współczynnika zniekształceń, co utrudniłoby osiągnięcie na małowymiarowych torach współosiowych szumów rzędu 3 pW/km. Tak więc jak to wyjaśniono wyżej, realizację wzmacniaczy, a zatem i całego systemu 12 MHz/2 km, umożliwiły badania zagadnień związanych z przesunięciem fazowym w pętli sprzężenia zwrotnego.

Należy jeszcze dodać, że teoretycznie jest możliwe, na podstawie analizy równania (1), skonstruowanie wzmacniacza dla normalnowymiarowych torów współosiowych dla systemu 12 MHz z odcinkiem wzmacniakowym 5,6 km. Jednakże, biorąc pod uwagę istniejące systemy lampowe, a także zalety stosowania jednakowych wzmacniaczy dla obu ro-

dzajów torów współosiowych, przyjęto odcinek wzmacniaczy dla torów normalnowymiarowych 4,5 km.

W związku z tym, stosując te same wzmacniaki na torach normalnowymiarowych, ale w ilości dwukrotnie mniejszej, otrzymuje się szumy traktu liniowego 1,5 pW/km.

3. OPIS SYSTEMU

3.1. Plan częstotliwości w pasmie liniowym

Oдноśnie planu częstotliwości w zaleceniu CCITT G 333 można znaleźć trzy warianty:

a) pasmo częstotliwości poniżej 4 MHz jest zagospodarowane grupami wtórnymi o numerach od 2 do 16 (900 kanałów), w pasmie powyżej 4 MHz umieszczonych jest sześć grup trójnych po 300 kanałów każda,

b) pasmo liniowe zawiera dziewięć grup trójnych,

c) pasmo liniowe zawiera trzy bloki grup wtórnych, każdy zawierający grupy wtórne od 2 do 16.

Istniejący już system C-12 M pracuje według wariantu a) z uwagi na konieczność współpracy z wcześniej stosowanym systemem C-4 M. Jednak w obecnej sytuacji coraz szerzej stosuje się w nowo uruchamianych mikrofalowych liniach radiowych i magistralach współosiowych wariant b). Ostatnio w CCITT ustalilo się przekonanie o celowości zaniechania wariantu a).

Po przestudiowaniu wymienionych trzech wariantów, dla obecnie opracowywanego systemu przyjęto ostatecznie wariant b).

Plan grup w pasmie liniowym oraz proces modulacji pokazano na rys. 6. Pasma liniowe tworzy się za pomocą dwustopniowej modulacji grup trójnych, a następnie czwórných. Taki sposób tworzenia pasma liniowego jest w zasadzie taki sam jak w poprzednim systemie z wariantem a) i dzięki temu urządzenia przemiany mogą być dla obu systemów prawie takie same za wyjątkiem pierwszej grupy czwórnej.

3.2. Umyślone łączy odniesienia

Jako łączy odniesienia przyjęto pokazane na rys. 7 umyślone łączy odniesienia zalecane przez CCITT (G 333).

3.3. Trakt liniowy

Uproszczony schemat odcinka traktu liniowego pokazany jest na rys. 8. Długość odcinka wzmacniakowego wynosi dla normalnowymiarowych torów współosiowych 4,5 km (maksymalnie 4,75 km), tzn. tyle samo co w poprzednim lampowym systemie C-12 M. Dla małowymiarowych torów długość odcinka wynosi 2 km (maksymalnie 2,1 km), co stanowi połowę długości odcinka w poprzednim systemie P-4 MTr.

Temperaturowe zmiany tłumienności toru są kompensowane na każdej stacji wzmacniakowej (to urządzenie jest oznaczone jako T-AGC) stosownie do zmian temperatury gruntu. Resztkowe niedokładności termicznej regulacji wzmocnienia są kompensowane na co szóstej stacji wzmac-

niakowej za pomocą automatycznej regulacji poziomu prądem pilotowym (P-AGC). Następnie główne lub końcowe stacje wzmacniakowe, każda z nich wyposażona w szereg dodatkowych urządzeń, jak: korekcja dokładna, zdalne zasilanie, zdalna kontrola, itp., są rozmieszczane w odstępach co 100 km.

W przypadku małowymiarowych torów współosiowych w polowie odległości 100 km umieszczana jest dodatkowa stacja zdalnie zasilająca.

Jeśli wykorzystuje się pomieszczenia naziemne lampowego systemu 4 MHz, to wówczas można stosować co 9 km naprzemian wzmacniaki o stałym (nieregulowanym) wzmocnieniu i wzmacniaki z automatyczną regulacją poziomu prądem pilotowym.

Schemat blokowy układu zdalnego zasilania pokazany jest na rys. 9. Do przesyłania prądu zdalnego zasilania wykorzystuje się wewnętrzne żyły par współosiowych. Zdalne zasilanie odbywa się prądem stałym o natężeniu 75 mA. Spadek napięcia na każdej stacji z regulacją termiczną wynosi 21 V, a na stacji z regulacją prądem pilotowym 42 V. Maksymalne napięcie zdalnego zasilania wynosi 700 V.

3.4. Urządzenia przemiany

Urządzenia przemiany do poziomu grupy wtórnej włączenie zostały już stranzystoryzowane przy opracowywaniu systemu 4 MHz i te urządzenia mogą być zastosowane do opisywanego systemu bez żadnych zmian.

Urządzenia przemiany grup trójnych i czwórných zostały na nowo opracowane w wersji tranzystorowej. Przy projektowaniu tych urządzeń brano pod uwagę, że wspomniane wyżej istniejące już urządzenia przemiany niższych stopni powinny być stosowane bez żadnych zmian oraz że współpraca ze starszymi urządzeniami lampowymi również powinna być możliwa.

3.4.1. Urządzenia przemiany grup trójnych

Schemat blokowy i wykres poziomów opisywanych przemienników pokazany jest na rys. 10. Urządzenia te umożliwiają przemianę czterech podstawowych grup trójnych o pasmie 812–2.044 kHz (GW 2–8) do położenia podstawowej grupy trójnej o pasmie 8.516–12.388 kHz. Na jednym stojaku mieszczą się przemienniki dla sześciu systemów. Jeden stojak pobiera moc 100 W. Waga w pełni wyposażonego stojaka wynosi 299 kg.

Zarówno modulator jak demodulator są całkowicie tranzystorowe. Całkowite szumy własne przemienników równe są połowie szumów przemienników starego typu.

Wzmacniacz odbiorczy przemiennika grupy trójnej posiada wbudowany układ automatycznej regulacji poziomu, sterowany przez odbiornik prądu pilotowego grupy trójnej 1.552 kHz.

W opisywanych urządzeniach przemiany wprowadzono szeregi dalszych udoskonaleń, a między innymi: ulepszono konstrukcję i ułatwiono obsługę, poziom wejściowy prądów nośnych wynosi +5 dBm, wzmacniacze prądów nośnych są za-

warte w urządzeniach przemiany, po stronie wejściowej uwzględniono dodatkowo tłumienność kabla łącznikowego 2 dB i w związku z tym dopuszcza się poziom wejściowy -38 dBr (zamiast poprzednich -36 dBr). Na wejściach i wyjściach urządzeń wprowadzono gniazdka do pomiaru poziomu prądów pilotowych, a poziom pomiarowy zunifikowano jako -70 dBr.

Modulatory i demodulatory grup trójnych są jednakowe dla wszystkich grup trójnych, dzięki temu można było znacznie zmniejszyć liczbę urządzeń rezerwowych. W poprzednim systemie wszystkie wzmacniacze w urządzeniach końcowych posiadały własną rezerwę, natomiast w nowych urządzeniach, dzięki znacznie większej niezawodności urządzeń tranzystorowych, na cały stojak daje się tylko jeden wspólny wzmacniacz rezerwowy. W przypadku konieczności włączenia wzmacniacza rezerwowego należy go połączyć równolegle z zastępowanym wzmacniaczem, przewidzianymi do tego celu przewodami współosiowymi.

Gabarytowe wymagania na filtry stosowane w urządzeniach przemiany grup trójnych pokazane są na rys. 11.

3.4.2. Urządzenia przemiany grup czwórných

Schemat blokowy i wykres poziomów przemienników grup czwórných pokazane są na rys. 12. Urządzenia te umożliwiają przemianę podstawowych grup czwórných o pasmie 8.516-12.388 kHz do pasma liniowego 316-12.388 kHz. W pełni wyposażony stojak zawiera urządzenia dla trzech systemów. Pobór mocy zasilania wynosi około 40 W; cię-

żar wyposażonego stojaka - około 230 kG.

Wszystkie podstawowe cechy konstrukcyjne, jak: tran-
zystoryzacja, sposób doprowadzenia prądów nośnych, gnia-
zda pomiarowe na wejściach i wyjściach, wspólny wzmac-
niacz rezerwowy itp., są takie same jak dla urządzeń
przemiany grup trójnych.

Gabarytowe wymagania na filtry stosowane w urządze-
niach przemiany grup czwórných podane są na rys. 13.

3.5. Urządzenia generacji prądów nośnych

Obecnie opracowane urządzenia generacyjne składają
się ze stojaka generacyjnego i stojaka rozdziału prądów
nośnych. Oba te stojaki razem dostarczają prądy o czę-
stotliwościach podstawowych, służące do wytwarzania prą-
dów nośnych dla przemienników kanałowych, grup pierwot-
nych i grup wtórnych, a także prądy pilotowe oraz prądy
nośne dla przemienników grup trójnych i czwórných. Jeden
komplet urządzeń generacyjnych może zasilać osiem syste-
mów 2700 kanałowych. Częstotliwości prądów wytwarzanych
przez urządzenia generacyjne podane są w tabeli 1.

Potrzebna moc zasilania wynosi około 90W dla stojaka
generacyjnego i około 20 W dla stojaka rozdziału prądów
nośnych. W pełni wyposażone urządzenia generacyjne wa-
żą: stojak generacyjny około 190 kG i stojak rozdziel-
czy około 100 kG.

Schemat blokowy ilustrujący zasadę wytwarzania prą-
dów nośnych pokazany jest na rys. 14. Prąd o częstotli-
wości 2,5 MHz, wytwarzany przez generator podstawowy,

Prądy wytwarzane w podstawowym stojaku generacyjnym

Rodzaj prądu	Częstotliwość (kHz)
Podstawowe prądy sterujące	4
	12
	124
Prądy nośne	10560
	11880
	12704
	13200
	16720
Prądy pilotowe	308
	4287
	11196
	12435
	300

przekształcany jest na przebieg prostokątny i następnie kolejno przechodzi przez cztery dzielniki częstotliwości o stosunku podziału 1:5 każdy. W rezultacie otrzymuje się prąd o częstotliwości 4 kHz. Przebiegi pobierane z wyjść poszczególnych dzielników przekształca się ponownie na napięcia sinusoidalne o częstotliwościach odpowiednio: 4, 12, 124, 300, 308, 440 i 496 kHz. Następnie każdą z potrzebnych częstotliwości wytwarza się w układzie pokazanym na rys. 15. Częstotliwości nie wymienione powyżej wytwarzane są drogą odpowiednich prze-

kształceń harmonicznych 440 kHz lub z oddzielnych generatorów kwarcowych (liniowe prądy pilotowe).

Głównymi cechami charakterystycznymi opisywanych urządzeń generacyjnych jest zwiększenie częstotliwości generatora podstawowego z 120 kHz do 2.500 kHz oraz zastosowanie impulsowego dzielnika częstotliwości (rys.16), zamiast poprzednio stosowanych dzielników opartych na sprzężeniu zwrotnym.

Generator podstawowy umieszczony jest w termostacie kontrolowanym czujnikiem platynowym. Stałość generatora podstawowego wynosi $\pm 5 \cdot 10^{-8}$ - stałość tę można utrzymać przy dostrajaniu nie częściej niż raz do roku.

Stojak urządzeń generacyjnych zawiera dwa jednakowe urządzenia: zasadnicze i rezerwowe. Każdy z prądów wytwarzanych w stojaku generacyjnym doprowadzony jest do stojaka rozdzielczego poprzez przełącznik dokonujący przełączenia: urządzenie podstawowe - rezerwa.

W poprzednim systemie urządzenia przełączające były wyposażone w przełączniki elektromechaniczne i dlatego czas przełączania wynosił około 2-3 ms. Natomiast w obecnym rozwiązaniu zastosowano przełączniki diodowe i dzięki temu skrócono czas przełączania do około 100 μ s. Generator podstawowy i urządzenia przełączające będą szczegółowo opisane w rozdziale 5.

3.6. Wzmacniaki

Jak to już było opisane poprzednio, wzmacniaki zostały tak zaprojektowane, że mogą być stosowane na obu ty-

pach torów współosiowych: mało- i normalnowymiarowych. Mogą być także wykorzystane istniejące już na niektórych trasach naziemne pomieszczenia dla nieobsługiwanych stacji wzmacniakowych. Szczegółowy opis urządzeń wzmacniakowych różnych typów podany jest w następujących punktach.

3.6.1. Urządzenia końcowej stacji wzmacniakowej

Schemat blokowy pokazany jest na rys. 17.

Sygnal przychodzący z przemienników grup czwórných przechodzi przez korektor okablowania stacyjnego i z poziomem -35 dBr podawany jest na układ preemfazy (nachylenie 10 dB). Po wzmocnieniu w wzmacniaczu nadawczym sygnal z poziomem -9 dBr (dla 12.435 kHz) i -19 dBr (dla 308 kHz) wysyłany jest w tor. Na pozostałe trzy wejścia doprowadzane są liniowe prądy pilotowe ze stojaka generacyjnego: P_1 - 308 kHz, P_2 - 4.287 kHz i P_3 - 12.435 kHz. Prąd pilotowy P_1 jest wprowadzany poprzez rozgałęźnik bezpośrednio do traktu liniowego, ponieważ prąd ten jest już stabilizowany w stojaku generacyjnym.

Prądy pilotowe P_2 i P_3 są wprowadzone do stabilizatorów poziomu i dopiero następnie poprzez rozgałęźnik do głównej drogi transmisyjnej.

Po stronie odbiorczej sygnal przechodzi przez linię wydłużającą (jeśli poprzedzający odcinek wzmacniakowy jest krótszy od nominalnego) do wzmacniacza liniowego. Charakterystyka wzmocnienia wzmacniacza jest odpowiednio korygowana układem automatycznej regulacji poziomu sterowanej trzema liniowymi prądami pilotowymi.

Dodatkowe wyrównanie charakterystyki przenoszenia traktu dokonuje się za pomocą korektora stałego (błędów systematycznych). Następnie sygnał przechodzi przez obwód deemfazy i z poziomem -32 dBr jest przesyłany do urządzeń przemiany grup czwórných.

Na stojaku wzmacniaków końcowych, oprócz wymienionych wyżej urządzeń, są zainstalowane jeszcze urządzenia zdalnego zasilania.

3.6.2. Urządzenia przelotowej stacji wzmacniakowej

Przelotowe stacje wzmacniakowe występują w trakcie liniowym w odstępach co około 100 km i umożliwiają korekcję charakterystyki przenoszenia w wyższym stopniu aniżeli nieobsługiwane stacje wzmacniakowe. Jeden stojak zawiera wzmacniaki dla obu kierunków transmisji wraz z urządzeniami zdalnego zasilania.

Blokowy schemat urządzeń transmisyjnych stacji przelotowej jest prawie taki sam, jak dla kierunku odbiorczego stacji końcowej - jedynie nie ma blokowania prądów pilotowych i układu deemfazy, a urządzenia zdalnego zasilania występują na obu kierunkach.

3.6.3. Nieobsługiwana stacja wzmacniakowa zdalnie zasilająca

Na małowymiarowych torach współosiowych istnieje potrzeba instalowania w połowie odległości pomiędzy dwoma stacjami przelotowymi dodatkowej stacji zdalnie za-

silającej. Wyposażenie transmisyjne takiej stacji jest takie same, jak zwykłej stacji przelotowej. Jednak ponieważ stacja ta ma być stacją nieobsługiwaną, wyposażona jest więc dodatkowo w lokalny generator dla umożliwienia zdalnej kontroli.

3.6.4. Nieobsługiwana stacja wzmacniakowa z automatyczną regulacją poziomu prądu pilotowym

Urządzenia tego typu są instalowane na co szóstą stację wzmacniakowej dla skompensowania skumulowanych błędów pozostających po termicznej regulacji wzmocnienia.

Potrzebna moc zasilająca jest dostarczana ze stacji końcowej lub przelotowej po wewnętrznych żyłach torów współosiowych. Spadek napięcia zdalnego zasilania na stacji z automatyczną regulacją poziomu wynosi 42 V (dla jednego kierunku transmisji).

Głównymi zadaniami urządzeń opisywanej stacji są: kompensacja rozrzutu długości odcinków wzmacniakowych za pomocą linii wydłużających oraz automatyczna regulacja poziomu za pomocą liniowego prądu pilotowego P_3 .

Zakres zmian wzmocnienia wynosi 3 dB. Początkowo urządzenia tego typu stacji umieszczane były w pomieszczeniach naziemnych z uwagi na niezbyt dużą niezawodność termistorów z podgrzewaniem pośrednim oraz przekąźnika alarmowego w odbiorniku pilota. W późniejszym stadium opracowania, dzięki ulepszeniu termistorów i zastąpieniu przekąźnika układem półprzewodnikowym, możli-

we było umieszczanie stacji tego typu w studzienkach podziemnych, podobnie jak zwykle stacje nieobsługiwane.

Schemat blokowy stacji wzmacniakowej z automatyczną regulacją poziomu pokazany jest na rys. 18.

Jeśli poziom liniowego prądu pilotowego zmienia się więcej niż ± 2 dB, to wówczas dioda SCR jest polaryzowana impulsami blocking generatora. Pomocnicza para symetryczna w kablu jest zwierana i w ten sposób wysyłany jest alarm do stacji końcowej lub przelotowej obsługiwanej.

3.6.5. Stacja wzmacniakowa o stałym wzmacnieniu

Jeśli urządzenia opisywanego systemu są instalowane na trasie, na której poprzednio pracował system lampowy C-4M, wówczas dla nieobsługiwanych stacji wykorzystuje się istniejące kioski naziemne (dla co drugiej stacji). W stacjach naziemnych realizacja termicznej regulacji wzmacnienia jest poważnie utrudniona. Nie byłoby również celowe dawanie w każdej stacji urządzeń automatycznej regulacji poziomu prądem pilotowym i dlatego w takiej sytuacji stosuje się wzmacniaki o stałym wzmacnieniu na co drugiej stacji.

3.6.6. Podziemne stacje wzmacniakowe

Podziemne stacje wzmacniakowe umieszczone są w zasobnikach (skrzyniach). Zasobnik zawiera wszystkie urządzenia stacji, jak: wzmacniacze liniowe, lokalny ge-

nerator dla zdalnej kontroli, zwrotnice zdalnego zasilania i urządzenia termicznej regulacji wzmocnienia (regulujące na temperaturę wewnątrz studzienki).

Schemat blokowy stacji wzmacniakowej z termiczną regulacją wzmocnienia pokazany jest na rys. 19.

Zasobnik stacji nieobsługiwanych podziemnych będzie opisany w rozdziale 4.

Stacje wzmacniakowe z automatyczną regulacją poziomu prądem pilotowym są umieszczane w takich samych zasobnikach.

3.7. Urządzenia zdalnej kontroli

Urządzenia zdalnej kontroli i łączności służbowej spełniają następujące funkcje:

- a) łączność służbową,
- b) nadzór nieobsługiwanych stacji wzmacniakowych obu typów,
- c) nadzór przelotowej stacji zasilającej nieobsługiwanej,
- d) nadzór stanu kabla.

Zasada pracy urządzeń zdalnego nadzoru zilustrowana jest na rys. 20. Głównymi cechami odróżniającymi obecne rozwiązanie od poprzedniego są: kodowo-czasowy system nadzoru przelotowej, zasilającej stacji nieobsługiwanej oraz zastosowanie przełączania zdalnego zasilania dla umożliwienia wykorzystania tych samych częstotliwości dla wielu stacji nieobsługiwanych.

3.7.1. Zdalny nadzór nieobsługiwanych stacji podziemnych

Wykrywanie wzmacniaczy o nieprawidłowym wzmacnieniu odbywa się za pomocą pomiaru poziomu prądów wysyłanych z generatorów lokalnych. W jednym odcinku zdalnego nadzoru o długości około 100 km jest 21 nieobsługiwanych zdalnie kontrolowanych stacji na kablu normalnowymiarowym, a 49 na kablu małowymiarowym. Z uwagi na dużą liczbę stacji, przydzielenie każdej z nich odrębnej częstotliwości generatora lokalnego byłoby poważnie utrudnione i dlatego tę samą częstotliwość mają po dwie stacje. Rozróżnienie tych dwóch stacji jest realizowane przez przełączanie zdalnego zasilania dla generatorów lokalnych.

Generatory lokalne zasilane są przez pomocnicze pary symetryczne według schematu wyjaśnionego na rys. 21. Jeden obwód zdalnego zasilania obejmuje stacje o numerach parzystych, a drugi stacje o numerach nieparzystych.

Generatory zasilane są prądem stałym o natężeniu 8mA, a spadek napięcia na jednym generatorze wynosi 7 V. Maksymalne napięcie nadajnika zdalnego zasilania wynosi 120 V.

Generatory mają 30 częstotliwości rozmieszczonych w pasmie od 13.00 do 13.12 MHz, w odstępach co 4 kHz.

Przebieg lokalizacji uszkodzonego wzmacniacza jest następujący: obniżenie poziomu prądu pilotowego poniżej normy wywołuje zadziałanie diody alarmowej SCR na naj-

bliższej stacji z odbiornikiem prądu pilotowego; na stacji obsługiwanej zostaje uruchomiony alarm, następnie obsługa mierząc poziomy poszczególnych prądów z lokalnych generatorów, lokalizuje uszkodzony wzmacniak.

3.7.2. Zdalny nadzór przelotowej stacji nieobsługiwanej zasilającej

Przelotowa stacja zasilająca, jak to już zostało napisane, posiada takie same wyposażenie jak zwykła stacja przelotowa obsługiwana. Dla skontrolowania prawidłowości pracy wszystkich urządzeń transmisyjnych i zasilających takiej stacji potrzebna jest dość duża ilość informacji. Informacje te są zestawione w tabeli 2...

T a b e l a 2

Kryteria sygnalizacyjne pośredniej stacji zasilającej

	Informacja	Ilość	Uwagi
Wzmacniak	Pilot P1	2	A-B, B-A
	" P2	2	
	" P3	2	
	Zdal. zas.	1	
	Bezpiecz.	1	
Zdalne zasilanie	Brak zasil.	1	Rezerwowy
	Nieprawidł.		
	Nap. wyjść.	1	
	Błąd	1	
	Nadm. obc.	1	

	Informacja	Ilość	Uwagi
Nadzór	Prąd zmienny	1	
	Dzwonek	1	
Stacja wzmacn.	Drzwi	1	
	Ogień	1	
Ogółem alarmów		16	

Dla przesłania takiej dużej ilości informacji nie wystarczy sygnalizacja prądem stałym po symetrycznych parach pomocniczych kabla współosiowego i dlatego konieczne było zastosowanie systemu wielokrotnego z wykorzystaniem wymienionych wyżej par pomocniczych.

Przy wyborze systemu nośnego dla tych celów rozważane były zarówno systemy z podziałem częstotliwościowym, jak również z podziałem czasowym. Zastosowane rozwiązanie jest zbliżone do systemów transmisji danych, a także do urządzeń zdalnego nadzoru stosowanego z dobrymi rezultatami w liniach radiowych. Powyżej pasma rozmownego łącza służbowego utworzony jest kanał transmisji danych o szybkości 200 bodów, który pozwala na przesyłanie do 27 rozmaitych sygnałów do stacji nadzorującej. Poszczególne impulsy przesyłane są za pomocą modulacji częstotliwości nośnej $3.145 \text{ Hz} \pm 45 \text{ Hz}$. Impulsy przesyłane są grupami po 32 bity i synchronizowane metodą start-stop. Dla poprawienia stopy błędów stosuje się po-

wtarzanie wysyłanych informacji oraz kontrolę parzystości.

4. PROJEKTOWANIE SYSTEMU I ZAGADNIENIE NIEZAWODNOŚCI

4.1. Projektowanie systemu

Początkowo planowano, zgodnie z dotychczasowymi zaleceniami CCITT, że 10.000 pW psofometrycznej mocy szumów przewidzianej dla umyślnego łącza odniesienia o długości 2.500 km będzie podzielone: 2.500 pW na urządzenia końcowe i 7.500 pW na urządzenia traktu liniowego. Jednakże mając na uwadze konieczność realizacji łączy o zasięgu światowym, moce szumów przewidziane zarówno dla urządzeń końcowych jak i dla traktu liniowego zostały wydatnie zmniejszone.

4.1.1. Urządzenia przemiany

W tabeli 3 pokazano zestawienie mocy szumów uzyskiwanych w poszczególnych typach przemienników systemu 4MTr oraz podsumowanie szumów dla łącza odniesienia. Obok podane jest podobne zestawienie dla systemu 12MTr, w którym zastosowane są dla niższych stopni modulacji takie same przemienniki, ale w innym zestawieniu ilościowym, a z drugiej strony dochodzą jeszcze przemienniki grup trójnych i czwórných. Z całkowitej mocy szumów 2.500 pW, po uwzględnieniu rezerwy 250 pW, na przemienniki grup trójnych i czwórných przypada zaledwie 510 pW, tzn. po

Tabela 3

Rozdział szumów dla urządzeń przemiany pracujących w hipotetycznym łączu odniesienia o długości 2500 km

System 4MT		System 12MT			
Przemiana pW	Liczba par przemien- ników	Szum pW	Przemiana pW	Liczba par przemien- ników	Szum pW
Kanał: 330	3	990	Kanał	3	990
Gr.pierw.: 90	6	540	Gr.pierw.	3	270
Gr.wt.: 80	9	720	Gr.wt.	6	480
			Gr.trój. i czwór.	9	510
Ogółem		2250			2250
Rezerwa		250			250

57 pW na każdą parę przemienników. Mając jednak na względzie przyszłą eksploatację łączy dalekosiężnych, których szумы powinny być jak najmniejsze, w założeniach projektowych wymagania na szумы jeszcze zaostrożono, dopuszczając na parę złożoną z przemiennika grupy trójnej i przemiennika grupy czwórnej maksymalnie 40 pW z tym, że średnio w całym łączy odniesienia mniej niż 25 pW na parę.

Do projektowania przyjęto dla poszczególnych zespołów wchodzących w skład urządzeń przemiany współczynniki szumów i zniekształceń nieliniarnych jak w tabeli 4. Uzyskane wyniki przedstawiono w tabeli 5.

T a b e l a 4

Współczynniki szumów i zniekształceń nieliniarnych
(założone)

Urządzenie	Współczynnik szumu dB	Zniekształcenia nieliniarne dB/dBm	
		drugiego rzędu	trzeciego rzędu
MOD-DEM	14	90/-40	120/-40
Gr.tr.-Wzm. Odb.	7	65/0	95/0
Wzm. płaski	5	71~81/+10	96~106/+10

Następnym poważnym problemem było zapewnienie dostatecznej czystości prądów nośnych. Pasożytnicze składowe prądów nośnych powodują powstawanie niepożądanych wstępnych i tym samym powodują pogorszenie jakości trans-

T a b e l a 5

Projektowany rozkład szumów dla urządzeń przemiany

		Gr. trójna	Gr. czwórna	Ogółem
Szum termiczny		10,2	6,0	16,2
Zniekształce- nia nieline- arne	2-rzędu	1,2	2,9	4,1
	3-rzędu	0,0	0,3	0,3
Przesłuchy zrozumiałe i niezrozumiałe	filtry w stojaku	1	1	8,8
	przez prą- dy nośne	2	2	
		0,4 } 4,4	0,4 } 4,4	
	zanie- czyszcz. prądów nośnych	1	1	
Ogółem		15,8	13,6	29,4 pW

misji. Jeśli niepożądana składowa o amplitudzie I_a występuje razem z podstawową falą nośną o amplitudzie I , jako jej dwie wstęgi boczne, to wówczas stosunek sygnału do szumu na wyjściu przemiennika może pogorszyć się w najgorszym przypadku o wielkość $S/N = 20 \log I/I_a$ dB, w zależności od wzajemnych stosunków fazowych.

Wymagania na czystość prądów nośnych w dotychczasowych rozwiązaniach nie były dostatecznie jasno sprecyzowane - dla omawianego systemu przyjęto gabaryty, określające czystość fal nośnych, pokazane na rys. 22.

4.1.2. Szumy wzmacniaków

Uwzględniając wyniki pomiarów w różnych warunkach pracy uznano, że można przyjąć jako rozsądne wymagania na współczynniki szumów i zniekształceń nieliniarnych:

współczynnik szumów tranzystorów: mniej niż 4 dB
(5 dB dla wzmacniacza),

współczynnik zniekształceń drugiego stopnia: 50 dB
(przy 0 dBm na wyjściu),

współczynnik zniekształceń trzeciego stopnia: 85 dB
(przy 0 dBm na wyjściu).

Wymienione wyżej współczynniki zniekształceń nieliniarnych wzmacniacza poprawiane są przez sprzężenie zwrotne o 32 dB, co daje 82 dB dla zniekształceń drugiego stopnia i 117 dB dla zniekształceń trzeciego stopnia. W rzeczywistości, ponieważ dla skompensowania zniekształceń powodowanych na dolnym krańcu pasma przez preemfazę zastosowano nachylenie charakterystyki sprzężenia zwrotnego, wynoszące w pasmie 10 dB, podane wyżej współczynniki mniejsze są o 4 dB na górze pasma, a na dole są większe o 6 dB. Odnośnie szumów termicznych można powiedzieć, że maksymalne wzmocnienie wzmacniacza wynosi 40,5 dB, nachylenie charakterystyki szumów wynosi 20 dB i jest liniowe w funkcji częstotliwości.

Sygnaly nadawane są w trakt liniowy z preemfazą wynoszącą 10 dB. Optymalny poziom wyjściowy został przyjęty dla najwyższego kanału jako -9 dBr. Wielkość ta

została przyjęta głównie ze względu na pracę wzmacniaków na torach małowymiarowych, w którym to przypadku szczególnie zależy na optymalizacji szumów.

W normalnych warunkach stacje z automatyczną regulacją poziomu umieszczane są w trakcie liniowym na co szóstą stacji; liczba wzmacniaków poszczególnych typów przy takich założeniach podana jest w tabeli 6.

T a b e l a 6

Liczba wzmacniaków w odcinku regulacji linii

Typ wzmacniaka System	Wzm. płaski	Wzm. z reg. term.	Wzm. z reg. pilot.
Tory małowymiarowe	7	120	24
Tory normalnowymiarowe	4	51	12

Na rysunkach 23 i 24 pokazano uzyskane szумы w wyniku projektowania według wyżej opisanych założeń. Na rysunkach tych zilustrowano także zmiany szumów w zależności od zmian wzmocnienia w przeciągu roku (maksymalne zimą i minimalne latem).

Wzmacniaki i poziomy są dokładnie takie same dla obu rodzajów torów współosiowych i dzięki temu dla torów normalnowymiarowych, nawet dla najgorszego kanału, istnieje w stosunku do założonej wartości 1,5 pW margines około 3 dB. Również w porównaniu z istniejącym systemem lampowym otrzymany rezultat jest lepszy o 3 dB. Za stosowana charakterystyka preemfazy pokazana jest na

rys. 25, a na rys. 26 przedstawiono wpływ współczynnika szumów i współczynników zniekształceń nieliniarnych wzmacniacza na ogólny stosunek sygnału do szumu.

4.2. Założenia przyjęte przy projektowaniu niezawodności

Przy projektowaniu systemu przyjęto założenie, że niezawodność urządzeń powinna być taka, aby w zestroju o długości 2.500 km liczba uszkodzeń w ciągu roku nie przekraczała 4.

Rozpatrując jeden zestrój o długości 2.500 km i porównując intensywność uszkodzeń urządzeń końcowych, wchodzących w skład zestroju, z intensywnością uszkodzeń wzmacniaków traktu liniowego, można powiedzieć, że ta pierwsza jest niewielka i stosunkowo mało wpływa na wskaźnik intensywności uszkodzeń całego zestroju, dlatego w dalszym ciągu rozpatrywana będzie przede wszystkim niezawodność wzmacniaków.

Niezawodność poszczególnych elementów zestawiona jest w tabeli 7.

Przez uszkodzenia tranzystora rozumie się przerwy, zwarcia, obniżenie współczynnika wzmocnienia i powiększenie współczynnika szumów. Z wymienionych uszkodzeń zwarcie pomiędzy kolektorem a emiterym występuje w rzeczywistych warunkach pracy, natomiast nie zdarza się podczas przyspieszonych badań testowych. W tabeli 7 zestawione są te cztery kategorie uszkodzeń zgodnie z ich rzeczywistą częstością występowania.

Spodziewana intensywność uszkodzeń elementów

Tranzystory	C-E przerwa	$9 \cdot 10^{-9}$
	C-E zwarcie	4
	Spadek h	7
	Wzrost szumu	5
Kondensatory:		
tantalowe	Upływność	3
styrofleks	Złe wyprowadz.	0,2
polyetylen	Złe wyprowadz.	0,5
BL	Przebicie	5
papier.metal.	Przebicie	0,5
Oporniki	Przerwa	0,5
Cewki	Przerwa	1
Transformatory	Przerwa	1
	Przebicie	2
Diody	Przerwa	5
Diody Zenera	Przerwa	10
Termistory bezpośredn.	Przerwa	1
Termistory podgrzew.	Przerwa	40
Rezonatory kwarcowe	Przerwa	10
Przełączniki	Przerwa	100
Punkty lutownicze	Niepewny styk	0,5

Spodziewane ilości uszkodzeń w ciągu roku według poszczególnych typów urządzeń wzmacniakowych i wybranych kategorii uszkodzeń zestawione są w tabelach 8 i 9. Dla porównania można przytoczyć intensywność uszkodzeń lampowego systemu C-12M, która wynosiła 67 uszk/rok/2500km. Ponieważ intensywność uszkodzeń tranzystorowego systemu

T a b e l a 8

Spodziewana intensywność uszkodzeń urządzeń traktu liniowego, tor 2,6/9,5 mm, 2500 km

	Liczba wzmacn.	A B C na 1. rok			Miejsce pracy
Wzmacniak liniowy	459x2	2,8			Stu- dzenia
Wzm. SWN z reg.pilot.	81x2	1,0	0,1		
Stojak wzmacn. SWO	18x2	0,7		0,17	
Wzmacniaki końcowe	9x2	0,5		0,29	
Ogółem		5,0	0,1	0,46	

Uwaga: A - ilość zakłóceń w transmisji

B - liczba uszkodzeń bez zakłócenia transmisji, ale wymagających napraw w SWN

C - liczba uszkodzeń bez zakłóceń transmisji, ale wymagających napraw w stacjach obsługiwanych.

12MTr dla normalnowymiarowych torów wynosi około 6 uszk/rok, można więc stwierdzić, że dzięki tranzystoryzacji uzyskano około dziesięciokrotny wzrost niezawodności.

Ponadto opisywany system nie wymaga okresowej wymiany lamp.

Przerwy w obwodach (nie lutowania) stanowią poważny odsetek ogółu uszkodzeń. Dla systemu 12MTr (tory mało-wymiarowe) uszkodzenia wynikające ze złych lutowań wynoszą 20 uszk/rok tj. 38% ogółu uszkodzeń. Przerwy te pojawiają się w przeciągu kilku lat po wyprodukowaniu, nawet jeśli urządzenia bezpośrednio po wyprodukowaniu są włączone do normalnej pracy. Metody lutowania wymagają ciągłej dalszej poprawy.

T a b e l a 9

Spodziewana intensywność uszkodzeń urządzeń traktu liniowego, tor 1,2/4,4 mm, 2500 km

	Liczba wzmacn.	A B C na 1 rok			Miejsce pracy
Wzmacniak liniowy	1080x2	6,7			Stu- dzienka
Wzm. SWN z reg.pilot.	162x2	2,1	0,2		Stu- dzienka
Pośrednie urz. zdałn.zas.	27x2	1,0	0,25		
Stojak wzmacn. SWO	18x2	0,7		0,25	
Wzmacniaki końcowe	9x2	0,5		0,29	
Ogółem		10,8	0,45	0,54	

Uwaga: A - ilość zakłóceń w transmisji

B - liczba uszkodzeń bez zakłóceń w transmisji,
ale wymagających naprawy w SWN

C - liczba uszkodzeń bez zakłóceń w transmisji, ale wymagających naprawy w SWO.

Urządzenia zasilające pracują po dwa równolegle. Ich niezawodność wyraża się liczbą 0,1 uszk/rok/zestroj/
2.500 km, tzn. 10⁴ urządzenia zasilające w zestroju/.
W porównaniu z niezawodnością wzmacniaków niezawodność urządzeń zasilających jest więc stosunkowo duża.

5. GŁÓWNE ZESPOŁY I ELEMENTY

W niniejszym rozdziale będą opisane zarówno projektowanie jak i główne dane charakterystyczne zespołów i elementów, których rozpracowanie było szczególnie istotne dla realizacji systemu CP-12MTr.

5.1. Wzmacniak

5.1.1. Projektowanie wzmacniaka

a) Wybór schematu

Jest rzeczą ogólnie znaną, że tranzystorowy wzmacniacz szerokopasmowy w układzie trzystopniowym i z mieszanym ujemnym sprzężeniem zwrotnym ma szereg zalet, takich jak: dobra charakterystyka szumów termicznych, sprawność energetyczna, dopasowanie oporowe i stałość wzmocnienia. Tego typu układy wzmacniaczy były już wypróbowane z pozytywnymi rezultatami w systemach P-1M, P-4M, przy realizacji więc systemu 12 MHz również preferowano ten typ wzmacniacza. Z drugiej strony, gdyby

nie udało się zbudować wzmacniacza jako trzystopniowego, to można powiedzieć, że również byłoby trudno go zrealizować w innym wariacie schematowym, np. 2x2 stopnie.

Tak więc już na wstępie zdecydowano konstruować wzmacniacz jako trzystopniowy.

- b) Zniekształcenia nieliniarne, głębokość sprzężenia zwrotnego, współczynnik szumów i moc wyjściowa

Na podstawie kalkulacji szumów przeprowadzonej w rozdz. 4.1.2 określono tłumienność drugiej harmonicznej na 79 dB, a trzeciej na 112 dB. Współczynniki zniekształceń nieliniarnych wyjściowych tranzystorów, ocenione na podstawie różnych źródeł, wynoszą około 50 dB dla drugiej harmonicznej oraz około 85 dB dla trzeciej harmonicznej.

Zgodnie z powyższym, współczynnik zniekształceń nieliniarnych dla wysokich częstotliwości powinien być poprawiony za pomocą sprzężenia zwrotnego o około 28 dB, a dla niskich częstotliwości o około 38 dB. Jeśli taką charakterystykę sprzężenia zwrotnego przetransponować na maksymalnie osiągalną głębokość sprzężenia zwrotnego, to okazuje się, że potrzebne jest około 32 dB.

W opisywanym systemie wymagane sprzężenie zwrotne osiągnięto stosując tranzystory o częstotliwości granicznej około 1.000 MHz (f_t) i zachowując przesunięcia fazowe, składające się na wyskok fazy jak w tabeli 10.

Jak to zostało już opisane w rozdz. 2, wyskok fazy powodowany indukcyjnością pasożytniczą w emiterze został ograniczony dzięki stosowaniu kondensatorów typu BL.

Dodatkowe przesunięcie fazowe wzmacniacza

Geometryczna długość pętli sprzężenia	0,25 stop./MHz
Elementy pasożytnicze	0,15 stop./MHz
Inne czynniki	0,05 stop./MHz
Ogółem	0,45 stop./MHz

Przy projektowaniu przyjęto współczynnik szumów termicznych wzmacniacza 5 dB. W praktyce osiągnięto wielkość około 4 dB.

Poziom mocy użytkowej wzmacniacza wynosi 23 dBm, a moc wyjściowego tranzystora wynosi $P_k = 1,5$ W.

c) Zagadnienia korekcji

Przyczyny zmian tłumienności traktu liniowego były badane w czasie projektowania wzmacniaków. Tranzystorowe wzmacniaki znacznie przewyższają wzmacniaki lampowe z uwagi na brak zmian wzmocnienia spowodowany wymianą lamp, mniejsze zmiany wzmocnienia z powodu starzenia się elementów czynnych, a także mniejsze zmiany wzmocnienia w zależności od temperatury dzięki instalacji w pomieszczeniach podziemnych. Jednakże ze względu na dużą liczbę wzmacniaków w trakcie liniowym oraz surowe wymagania na stałość poziomu z uwagi na ruch automacyjny w całej sieci krajowej, wszystkie czynniki mogące wpływać na zmiany charakterystyk muszą być szczegóło-

wo przemysłane. Zarówno odchyłki charakterystyki wzmocnienia jak i jej zmiany w czasie muszą być bardzo małe; liczbowe wielkości przyjętych odchyłek i zmian czasowych podane są w tabeli 11.

Dla skompensowania temperaturowych zmian tłumienności toru stosuje się samoczynną regulację termiczną oraz automatyczną regulację poziomu za pomocą prądu pilotowego. Dokładna korekcja traktu liniowego przeprowadzana jest co 50 km (tory małowymiarowe) lub co 100 km (tory normalnowymiarowe). Korekcja stała jest głównie związana z projektowanymi odchyłkami charakterystyk wzmacniaczy, jak to jest uwidocznione w tabeli 11.

Dla realizacji automatycznej regulacji poziomu przewidziane są trzy prądy pilotowe, a mianowicie: 308 kHz, 4287 kHz i 12435 kHz. Prąd pilotowy 12435 kHz jest używany jako główny prąd regulacji traktu liniowego, tzn. dla wyrównywania wahań tłumienności wywołanych zmianami temperatury. W CCITT były prowadzone prace nad wyborem częstotliwości prądów pilotowych i ich parametrami; prądy pilotowe zastosowane w opisywanym systemie są w pełni zgodne z najnowszymi zaleceniami w tej materii.

Prądy pilotowe 308 kHz i 4287 kHz służą do kompensacji wahań wzmocnienia wzmacniaków w funkcji temperatury, które pokazane są na rys. 29. Zasada pracy tych regulatorów będzie wyjaśniona później - obecnie wystarczy stwierdzić, że regulatory sterowane tymi dwoma prądami pilotowymi zapewniają dostatecznie dokładną korekcję.

W świetle uzyskanych do tej pory wyników, ponieważ charakterystyki wzmacniaków opisywanego systemu są bar-

Założenia na korekcję (jeden blok korekcyjny)

Czynnik	Odchyłka (dB)	Sposób korekcji	Uwagi
Projekt. odchyłki wzmacniacza	$\pm 1,0$	Korekcja stała	0,05 dB x 22 wzm.
Fabrykacyjne odchyłki wzm.	$\pm 0,3$		
Rozrzut tłumienności kabla	$\pm 1,0$	Korektor reg.	0,03 dB x 22 x 2 (dwukrotny zapas)
Resztkowe zniekształcenia przedniego odcinka (bloku korekc.)	$\pm 0,3$		
Resztkowe zafalowania charakterystyki wzmacniaczy	$\pm 1,0$	Aut. regulacja	0,05 dB x 22 wzm.
Zmiany temperaturowe	$\pm 1,2$		0,05 dB x 17 + 0,1 x 4 wzm.
Starzenie się elementów (10 lat)	$\pm 1,0$	Korektor reg.	
Zmiany napięcia zasilania	$\pm 0,2$	Aut. regulacja	Łącznie 0,3 dB dla odcinka
Margines na nieznanne czynniki			280 km jako najgorsza wartość

dzo dobre, nie będzie potrzeby stosowania w przyszłości skomplikowanych układów regulacyjnych.

d) Zabezpieczenia przeciwprzebiegiowe

Rozważano możliwość pojawiania się przebiegów w torze kablowym, pochodzących od wyładowań atmosferycznych i od przerwy obwodu zdalnego zasilania. Ponieważ przebiegi pochodzące od wyładowań atmosferycznych różnią się znacznie w zależności od przypadku i okoliczności, ciągle jeszcze jest bardzo trudno ustalić dokładne marginesy bezpieczeństwa.

W omawianym systemie, ponieważ pasmo transmisyjne rozpoczyna się powyżej 300 kHz, niskoczęstotliwościowe składowe przebiegi są silnie tłumione przez zwrotnice zdalnego zasilania przed dostaniem się do wnętrza wzmacniacza. Dzięki temu uważano, że zabezpieczenia będą miały łagodniejsze warunki pracy niż w poprzednich systemach. Jednak ponieważ nie były jednoznacznie określone napięcia, które mogą się pojawiać, zastosowano oprócz ograniczników waristorowych na wejściach i wyjściach wzmacniaków także diody zabezpieczające wejściowe i wyjściowe tranzystory.

5.1.2. Schemat

Podstawowy schemat wzmacniacza pokazany jest na rysunku 27. Sam wzmacniacz składa się z trzech stopni, obwód emitera w każdym ze stopni zabocznikowany jest kondensatorem typu BL o pojemności 20.000 pF. Każdy

stopień posiada własne równoległe sprzężenie zwrotne, a formowanie charakterystyki pętli sprzężenia zwrotnego odbywa się bez pogarszania linearności układu.

We wzmacniaczu zastosowano tranzystory krzemowe epitaksjalno-planarne, których parametry zestawione są w tabeli 12, a ich punkty pracy opisane są w tabeli 13.

T a b e l a 12

Dane techniczne tranzystorów

		ECL-1227	ECL-1228	Uwagi
V_{CB0}	V	25	40	
V_{EB0}	V	3	3	
I_C	mA	20	300	
P_C	mW	200	1500	
f_T	MHz	1000	500	
C_{cb}	pF	2	5	
Współcz. szumów	dB	4	22	
A_{h2}	dB		40	
A_{h3}	dB		65	

Uwaga: ECL.... tymczasowe oznaczenie prototypu

Punkt pracy wejściowego tranzystora został tak dobrany, aby łącznie z optymalnie dobraną opornością źródła (prądu zmiennego) zapewnić możliwie jak najmniejsze szumy. W stopniu końcowym dobrano punkt pracy i oporność obciążenia, optymalne z uwagi na oddawaną moc wyjściową i minimalne zniekształcenia nielinearne.

Punkty pracy tranzystorów

	S t o p n i e		
	I	II	III
V_{CE}	10 V	10 V	14 V
I_C	2 mA	10 mA	55 mA
P_C	-	-	800 mW

W wyniku licznych prób ustalono wielkości oporności zarówno źródła, jak i obciążenia na 300 omów.

Obwód sprzężenia zwrotnego wykonano w postaci układu T z regulacją. Układ ten projektowano przede wszystkim pod kątem widzenia najmniejszych zniekształceń aproksymacyjnych pośrednich charakterystyk otrzymywanych podczas regulacji. Aby to osiągnąć, zastosowano w obwodzie ponad 20 elementów i w rezultacie uzyskano przy regulacji o 1 dB błąd aproksymacji rzędu 0,002-0,003 dB.

Na wejściu wzmacniaka znajduje się linia sztuczna, której tłumienność przy częstotliwości 12435 kHz może być zmieniana skokami po 1 dB w zakresie 7 dB, za pomocą zewnętrznych przelutowań. Pozwala to kompensować wahania w długościach odcinków wzmacniakowych.

Podstawowe parametry wzmacniaka zestawione są w tabeli 14.

Dane techniczne wzmacniaka

Pasmo	Sygnal: 0,312 -12.388 kHz Nadzór: 13,00 -13,12 MHz
Długość odcinka wzmacniakowego	2,6/9,5 mm - 4,5 km 1,2/4,4 mm - 2,0 km
Wzmocn. nomin.	12.435 MHz: 39,65 dB
Regulacja	T-AGC: <u>+1</u> dB P-AGC: <u>+3</u> dB
Lin. prądu pilot.	308, 4287, 12435 kHz
Poziom wyjściowy	0,3 MHz: -19 dBr, 12,5 MHz: -9 dBr
Współcz. szumów	5 dB
Głębokość sprzężenia	0,3 MHz: 38,5 dB 12,5 MHz: 28,5 dB
Zniekształcenia	2-ego rzędu: 0,3 MHz 89 dB, 12,5 MHz 79 dB
Wy: 0 dBm	3-ego rzędu: 0,3 MHz 122 dB, 12,5 MHz 112 dB
Moc użytkowa	+23 dBm
Pobór mocy	75 mA, 21 V

5.1.3. Charakterystyki

Electrical Communication Laboratory dwukrotnie przeprowadzało pomiary i badania urządzeń pochodzących z serii próbnej. Pierwsze prototypy wzmacniaków wykonane przez Nippon Electric Company i Fujitsu Limited były gotowe w maju 1965 r. Prototypy te były badane na trasie Nagoya i Okazaki. Wyniki tych badań zostały wykorzystane przy wykonywaniu ostatecznej wersji prototypów, które były zbadane powtórnie. Główne parametry wzmacniaków są scharakteryzowane poniżej.

a) Wzmocnienie

Charakterystyki wzmocnienia wzmacniacza, pętli sprzężenia zwrotnego i wzmacniaka jako całości pokazane są na rys. 28.

Jak to pokazano na rysunku, pętla sprzężenia zwrotnego ma nachylenie 10 dB w pasmie i wzmocnienie około 28 dB dla najwyższych częstotliwości.

Pokazana charakterystyka wzmocnienia jest wzmocnieniem właściwego wzmacniacza bez układu wstępnej korekcji i linii wydłużających, uwidocznionych na schemacie na rys. 27. Dodanie na wejściu obu lub tylko jednego z tych układów pozwala uzyskać ostatecznie ukształtowaną charakterystykę wzmacniaka.

b) Charakterystyka temperaturowa

Właściwości temperaturowe wzmacniacza zilustrowane są na rys. 29. Są to wyniki pomiarów kilku wzmacniaków

pracujących w łańcuchowym połączeniu z odcinkami linii sztucznej. Z wykresów widać, że wyniki pomiarów odnieszono do wzmacnienia dla częstotliwości 12.435 kHz i że podane rezultaty odnoszą się do odchyłek wzmacnienia, przypadających na jeden wzmacniacz.

Temperaturowe charakterystyki są wypadkową drobnych składowych czynników, jak temperaturowe zmiany obwodu sprzężenia zwrotnego (β), obwodów wejściowych i wyjściowych wzmacniacza i błędów aproksymacji układu regulacji. Nie można przy tym wskazać na jakiś szczególnie decydujący czynnik.

c) Charakterystyki zniekształceń nieliniarnych

Typowe charakterystyki rozkładu zniekształceń nieliniarnych w funkcji częstotliwości pokazane są na rys. 30. Mierzone były produkty intermodulacji dwóch częstotliwości; kreskowane krzywe przedstawiają wymagania założone przy projektowaniu bilansu szumów. Uzyskane wyniki są prawie całkowicie zadowalające.

Oprócz powyżej wyliczonych parametrów były także mierzone szumy termiczne, impedancje wejściowe i wyjściowe oraz moce użytkowe wzmacniaków. Uzyskane wyniki były znacznie lepsze w porównaniu z wynikami na wzmacniakach poprzednio stosowanych systemów.

5.2. Zasobniki dla wzmacniaków w stacjach nieobsługiwanych

Została opracowana znaczna liczba różnego rodzaju zasobników dla podziemnych stacji nieobsługiwanych systemów P-1M, P-4M i PCM 24CH, opracowanych przed 1960 r.

Opisywany zasobnik powstał w wyniku kontynuacji prac konstrukcyjnych nad poprzednimi zasobnikami z wykorzystaniem doświadczeń konstrukcyjnych i obserwacji eksploatacyjnych. W porównaniu z poprzednimi zasobnik ten posiada następujące nowe cechy:

- a) korek gazoszczelny wykonany jest ze szkła, co poprawiło własności elektryczne i trwałość w porównaniu z poprzednimi korkami epoksydowymi (rys. 31),
- b) korpus zasobnika wykonany jest z płyt stalowych, a kołnierz skrzyni ze stali nierdzewnej. Dzięki temu problem korodowania lub uszkodzeń kołnierza skrzyni w czasie prac został prawie całkowicie rozwiązany,
- c) po raz pierwszy zostały umożliwione prace obsługowo-eksploatacyjne bez naruszania gazoszczelności skrzyni,
- d) na zewnątrz zasobnika przewidziano gniazdo do jednotorowej łączności służbowej dla ułatwienia prowadzenia prac na trasie,
- e) dzięki ulepszeniu konstrukcji złącz pomiędzy końcówkami kabli dostarczanych wraz ze skrzynią a kablem ziemnym skrócono do połowy czas potrzebny na instalację stacji.

W zasobniku może być umieszczony wzmacniak wraz z generatorem do zdalnej lokalizacji uszkodzeń. Przyjęto jako zasadę konieczność przystosowania zasobników do instalacji w studzienkach kablowych. Projektowana trwałość zasobników wynosi 20 lat.

Wykonywane są zasobniki dla dwóch lub czterech zestawów. Do budowy zasobnika używana jest stal walcowana (JIS-G-3101 SS41). Po spawaniu wewnętrzne i zewnętrzne powierzchnie zabezpieczane są za pomocą zanurzeniowego galwanizowania na gorąco. Grubość ścian zasobnika wynosi 8 mm, grubość pokrywy dla ograniczenia ciężaru i ułatwienia obsługi zmniejszono do 4 mm. Jest to możliwe, ponieważ pokrywa w mniejszym stopniu narażona jest na korozję.

W poprzednich rozwiązaniach na korki gazoszczelne stosowane były głównie żywice (epoksydowe lub poliestrowe). W nowym rozwiązaniu zastosowano szkło o dobrych właściwościach elektrycznych i mechanicznych. Zastosowano także kurek do dehermetyzacji zasobnika.

Zasobnik umieszczony w studziencie kablowej pokazany jest na rys. 32.

5.3. Generator podstawowy

Generator podstawowy w systemie 12 MHz powinien mieć stałość częstotliwości co najmniej $5 \cdot 10^{-8}$. Przy opracowywaniu urządzeń generacyjnych opisywanego systemu postawiono jako zadanie skonstruowanie generatora kwarcowego o takiej stałości, który nie wymagałby dostrajania częstotliwości częściej niż raz na rok.

Stołość częstotliwości generatorów kwarcowych zależy od kilku czynników, a głównie od:

- a) parametrów samego elementu kwarcowego,
- b) termostatu,
- c) obwodu drgającego

oraz od wzajemnych zależności pomiędzy wyżej wymienionymi czynnikami. Dlatego też każdy z tych czynników musi być starannie badany oddzielnie i oddzielnie optymalizowany, a dopiero potem składowe elementy można połączyć w całość i badać stołość częstotliwości.

Szczegółowe wymagania na poszczególne wymienione wyżej zespoły są omówione w następujących podrozdziałach.

5.3.1. Element kwarcowy

a) Rodzaje drgań

Elementy kwarcowe stosowane do generatorów o wysokiej stołości częstotliwości można z grubsza podzielić według rodzaju drgań na kwarce o drganiach ścinających i kwarce o drganiach ściskająco-rozciągających. Te ostatnie są wykonywane według cięć GT i DT, a pierwsze według cięcia AT. Właściwości obu typów kwarców, a zwłaszcza zmiana częstotliwości w wyniku starzenia, zostały szczegółowo zbadane w Electrical Communication Laboratory.

W czasie badań zmian starzenia się elementu kwarcowego, wykonanego bardzo starannie i umieszczonego w bańce szklanej w wysokiej próżni (poniżej 10^{-5} mm Hg), starano się wyodrębnić starzenie się samego kwarcu i z dru-

giej strony starzenie się napyłonych elektrod wraz z elementami zawieszenia. Rezultaty badań wskazują, że kwarc o drganiach ścinających, posiadający elektrody umieszczone w punktach o minimalnej amplitudzie drgań, wykazuje znacznie mniejsze zmiany częstotliwości w wyniku starzenia, aniżeli kwarc o drganiach ściskająco-rozciągających, który ma elektrody w punktach maksymalnych naprężeń. Opierając się na tych spostrzeżeniach, dla generatora podstawowego systemu CP-12MTr wybrano kwarc o drganiach ścinających.

Przy wyborze częstotliwości miano na względzie głównie niezawodność i ekonomię rozwiązania całości urządzeń generacyjnych systemu. Kierując się tymi względami, wybrano częstotliwość 2,5 MHz.

Zastosowany kwarc jest płytką o grubości 3,4 mm i średnicy 30 mm. Umieszczony jest on w szklanej bańce.

b) Temperaturowe właściwości szeregowej oporności zastępczej

Przy projektowaniu elementów kwarcowych o drganiach ścinających należy zwracać szczególną uwagę na temperaturową charakterystykę szeregowej oporności zastępczej. Przy niewłaściwym zaprojektowaniu elementu kwarcowego charakterystyka oporności zastępczej w funkcji temperatury może mieć nieciągłość, która powoduje zrywanie oscylacji generatora. Powstają słabe niepożądane drgania, wpływające ujemnie na stałość częstotliwości i dobroć obwodu.

Dla zapewnienia powtarzalności uzyskiwania dobrych charakterystyk kwarcu stosuje się kształtowanie jednej z głównych powierzchni płytki kwarcowej stosownie do jej średnicy, częstotliwości i rzędu overtону, na którym ona pracuje. Wypukłe ukształtowanie powierzchni płytki kwarcowej pozwala na uzyskanie monotonicznej charakterystyki szeregowej oporności zastępczej w żądanym zakresie częstotliwości.

Na rysunku 33 pokazane są charakterystyki szeregowej oporności zastępczej dla różnych promieni krzywizny płytki kwarcowej o średnicy 30 mm, częstotliwości 2,5 MHz i piątego overtónu..

Jak to jest widoczne na rysunku, oporność silnie się zmienia w badanym zakresie temperatury, a jedynie dla płytek o średnicach krzywizny około 150-160 mm otrzymuje się monotoniczne. Dla opisywanych warunków (częstotliwość, wymiary) najlepsze wyniki uzyskuje się przy promieniu krzywizny 150 mm.

Kwarce pracują w termostacie, którego temperatura kontrolowana jest w zakresie 55-65°C i w zasadzie wystarczałoby kontrolowanie charakterystyki oporności w najbliższym sąsiedztwie wymienionego zakresu temperatur. Jednak większość pomiarów kontrolnych podczas procesu produkcyjnego wykonywana jest w temperaturze pokojowej i z tego względu należy obserwować charakterystykę oporności w zakresie od 20°C do około 70°C. Schemat zastępczy kwarcu i pomierzone wielkości poszczególnych parametrów są pokazane na rys. 34.

c) Zmiany częstotliwości w funkcji temperatury

Na rysunku 35a pokazana jest przykładowa charakterystyka zmiany częstotliwości w zależności od zmian temperatury płytki kwarcowej o cięciu AT, a na rys. 35b charakterystyka współczynnika cieplnego takiej płytki. Z wykresów widać, że aby uzyskać stałość częstotliwości, np. $\pm 2 \cdot 10^{-8}$, należy utrzymywać temperaturę wewnątrz termostatu z dokładnością 1°C , przy czym temperatura powinna być równa temperaturze, przy której współczynnik cieplny przechodzi przez zero.

Punkt przejścia współczynnika cieplnego przez zero zależy od kąta, jaki tworzy główna powierzchnia płytki kwarcu (płaska) z jego osią krystalograficzną (kątem cięcia). Dokładność zachowania tego kąta w czasie obróbki jest ograniczona i daje rozrzut temperatury przejścia $\pm 2^{\circ}\text{C}$. W rezultacie, aby było możliwe stosowanie kwarców o tej klasie dokładności cięcia w wysoce stabilnych generatorach, konieczne było opracowanie termostatu, który oprócz wysokiej stałości temperatury pozwalałby na wstępną regulację temperatury pracy w celu dopasowania się do poszczególnych płytek kwarcowych.

5.3.2. Termostat

Dotychczas stosowano zwykle termostaty z czujnikiem bimetalicznym lub rtęciowym przekaźnikiem termicznym o nieregulowanej temperaturze pracy. Wprowadzenie regulacji temperatury pracy w termostatach tego typu prowa-

dziłoby do komplikacji konstrukcyjnych i pogorszyłoby stabilizację temperatury.

Aby spełnić wymagania regulacji punktu pracy termostatu w opisywanych urządzeniach, zastosowano jako element czujnikowy drut platynowy.

Termostat z platynowym czujnikiem był już opracowany dla systemu PCM na małe odległości; został on jedynie ulepszony tak, aby umożliwiał nastawianie dowolnej temperatury pracy w zakresie $60 \pm 5^{\circ}\text{C}$. Zmiana punktu pracy realizowana jest przez proste przełączanie zewnętrznego opornika.

Stołość temperatury wewnątrz termostatu, uzyskana w czasie badań prototypów, wynosiła $\pm 0,05^{\circ}\text{C}$ przy waha- niach temperatury otoczenia w zakresie $0^{\circ}-45^{\circ}\text{C}$. Przy wa- haniach napięcia zasilania o $\pm 4\%$ temperatura wewnątrz utrzymywana była z dokładnością $0,05^{\circ}\text{C}$. Czas wstępnego wygrzewania do momentu osiągnięcia znamionowej tempera- tury pracy wynosił 90 min.

Długotrwałe pomiary temperatury w termostacie wskazu- ją, że zmiany w okresie 10 lat nie powinny przekraczać $0,03^{\circ}\text{C}$.

Podstawowe parametry termostatu można przedstawić na- stępująco:

- a) znamionowa temperatura pracy: dowolnie wybrana w zakresie $60 \pm 5^{\circ}\text{C}$,
- b) dopuszczalna temperatura otoczenia: $+5^{\circ}\text{C} - +35^{\circ}\text{C}$,
- c) napięcie zasilania: $-21\text{ V} \pm 4\%$ prądu stałego,
- d) pobór mocy: poniżej 6 W,
- e) normalne warunki pracy: $+20^{\circ}\text{C} - +25^{\circ}\text{C}$.

5.3.3. Obwód generacyjny

Schemat zasadniczy generatora pokazany jest na rysunku 36. Generator zbudowano w układzie Colpittsa; wytwarzane oscylacje są wzmacniane, prostowane i podawane zwrotnie dla uzyskania stabilizacji amplitudy. Stabilizacja amplitudy drgań pozwala na utrzymanie pobudzania kwarcu na stałym poziomie około 100 μA .

W równoległym obwodzie drgającym elementy L C zostały tak dobrane, aby obwód miał impedancję pojemnościową dla częstotliwości nie niższych niż piąty overtone kwarcu, co zapewnia dogodne warunki oscylacji na piątym overtone.

Zależność zmian częstotliwości w funkcji wielkości pojemności obciążającej przedstawiona jest na rys. 37.

Pojemność obciążająca C_L jest to efektywna pojemność obwodu drgającego widziana od strony kwarcu; ΔC_L oznacza zmiany tej pojemności w wyniku temperatury i w wyniku starzenia się elementów; C_1 jest pojemnością równoległą, a P jest stosunkiem pojemności kwarcu. Krzywa pokazana na rys. 37 została obliczona przy założeniach: $C_1 = 4 \text{ pF}$, $P = 20.000$ i $\Delta C_L / C_L = 1\%$.

Duża pojemność obciążająca pozwala na zmniejszenie wpływu jej zmian na stałość częstotliwości. Jednak jeśli pojemność ta jest duża, to wówczas zakres przestrajania częstotliwości staje się mały, co utrudnia kompensację rozrzutów produkcyjnych. Mając oba te czynniki na uwadze, wybrano znamionową wielkość pojemności obciążającej na 70 pF.

5.3.4. Stałość częstotliwości

Zostały przyjęte następujące podstawowe parametry generatora:

nominalna częstotliwość 2500 kHz,
 stałość częstotliwości $\pm 5 \cdot 10^{-8}$,
 napięcie zasilające $-21 \text{ V} \pm 4\%$,
 temperatura otoczenia $5^{\circ} \dots 35^{\circ} \text{C}$.

Stałość częstotliwości generatora kwarcowego jest określona następującymi czynnikami:

- a) niezależność od temperatury otoczenia,
- b) niezależność od wahań napięcia zasilania,
- c) niezależność od zmian impedancji wyjściowej,
- d) stałość chwilowa,
- e) stałość długotrwała.

Czynniki wymienione w punktach a, b i c zostały zaprojektowane tak, aby uzyskać żądaną stałość, otrzymano następujące rezultaty:

- a) $\pm 3 \cdot 10^{-9}$ w pełnym zakresie zmian temperatury otoczenia,
- b) $\pm 1 \cdot 10^{-9}$ przy zmianach napięcia zasilania o $\pm 4\%$.

Czynniki wymienione w punktach c i d powodują zmianę $1 \cdot 10^{-10}$, mogą więc być pominięte w dalszych rozważaniach i ostatecznie pozostaje długotrwała stałość częstotliwości jako czynnik najważniejszy.

Na rysunku 38 pokazano wyniki pomiarów stałości długoterminowej generatorów z serii próbnej. Krzywa a ilu-

struje zachowanie się generatora, którego kwarc nie był dostatecznie wygrzany przed umieszczeniem w próżniowej bańce szklanej. Krzywa b jest charakterystyką generatora z prawidłowo wygrzanym kwarcem.

Zaznaczone na wykresie wyłączenie zasilania oznacza zarówno przerwanie oscylacji jak również wyłączenie termostatu i ostudzenie całości urządzenia do temperatury pokojowej.

Z przedstawionych wykresów jasno widać ogromne znaczenie obróbki cieplnej kwarcu przed ostateczną instalacją w bańce szklanej. Wygrzewanie to jednocześnie pozwala na usunięcie niepożądanych gazów z napyłonych elektrod i konstrukcji podtrzymującej kwarc. Wygrzewanie przeprowadza się w temperaturze $+150^{\circ}\text{C}$ w próżni $1 \cdot 10^{-5}$ mm Hg, przez co najmniej 6 godzin przed umieszczeniem kwarcu w bańce szklanej. Tego rodzaju obróbka cieplna pozwala uzyskać stałość częstotliwości $7 \cdot 10^{-9}$ na dekadę. Badając zachowanie się tego samego generatora nieprzerwanie przez okres dłuższy niż 10 dni, można stwierdzić, że stałość $\pm 5 \cdot 10^{-9}$ jest możliwa do osiągnięcia w większości przypadków bez okresowych dostrajañ.

Generator podstawowy jest fabrycznie dostrajany i przed wysłaniem do miejsca przeznaczenia bardzo starannie pakowany. Tym niemniej generator powinien być odporny na wibracje i udary mechaniczne, które mogą występować w czasie transportu.

W celu zbadania odporności generatora na wstrząsy i udary przeprowadzano pomiary stałości częstotliwości po wytrząsaniu zespołu w opakowaniu o grubości 20 mm. Czę-

stotliwość drgań testowych wynosiła 5 do 55 Hz, amplituda 2 mm, czas trwania 1 minuta. Zmiana częstotliwości po wytrząsaniu w ciągu 1 godziny nie przekraczała $1 \cdot 10^{-9}$, a generator pracował normalnie. Konstrukcja mechaniczna generatora okazała się dostatecznie wytrzymała na wstrząsy, nawet przy bardzo prostym opakowaniu. Posuwając się dalej w tego typu badaniach, z uwagi na brak sprecyzowanych poglądów co do sposobu pakowania i transportu, przeprowadzono próbę polegającą na przesłaniu generatorów podstawowych z Tokyo do Otaru samolotem i koleją. W obu przypadkach po transporcie generatory pracowały poprawnie.

Powyżej zostały opisane wszystkie czynniki wpływające na stałość częstotliwości. Należy jednak na zakończenie podkreślić, że aby otrzymać kwarc o bardzo wysokiej stałości częstotliwości, utrzymującej się przez długi okres czasu, i aby uzyskać dobrą powtarzalność parametrów produkowanych kwarców, bezwzględnie trzeba wyeliminować wszelkie zanieczyszczenia, jak kurz, tłuszcz, gazy, zarówno z kwarcu jak i z elektrod, trzeba przeprowadzać obróbkę cieplną i umieszczać kwarc w próżniowej bańce szklanej o próżni lepszej niż $1 \cdot 10^{-5}$ mm Hg.

5.3.5. Pomiary częstotliwości

Dokładne określenie charakterystyk wysoko stabilnych generatorów wymaga stosowania odpowiednio precyzyjnych metod pomiarowych. W opisywanych badaniach mierzoną częstotliwość powielano do 1000 MHz. Osiągana dokład-

ność wynosiła $1,10^{-10}$. Jako wzorzec częstotliwości odniesienia stosowano atomowy wzorzec częstotliwości o stałości rocznej $5,10^{-11}$. Wynikły pewne problemy w eksploatacji, w jaki sposób mierzyć bezwzględną wielkość częstotliwości i jaki wzorzec do tego stosować. Na podstawie dotychczasowych doświadczeń z lampowym systemem C-12M zdecydowano stosować istniejący sygnał wzorcowy rozsyłany drogą radiową.

5.4. Kontrola i przełączanie prądów nośnych

Zespół urządzeń kontroli i przełączania prądów nośnych spełnia następujące funkcje:

a) kontroluje poziom wyjściowy zasadniczego urządzenia generacyjnego (N); jeśli poziom obniży się poniżej dopuszczalnej tolerancji, następuje automatyczne przełączenie na generator rezerwowy (E) i uruchamiany jest alarm;

b) nadzoruje poziom wyjściowy rezerwowego urządzenia generacyjnego i powoduje powstanie alarmu w przypadku obniżenia poziomu;

c) umożliwia ręczne przełączanie w obu kierunkach (N \rightarrow E) i (E \rightarrow N).

Przy projektowaniu opisywanych urządzeń przełączających zastosowano szybko działające diody, co pozwoliło uzyskać czas przełączania mniejszy od 100 μ s. Wybierając tak krótki czas przełączania, miano na uwadze przyszłe systemy transmisji danych o dużej szybkości.

Zasadniczy schemat elektryczny urządzenia przełączającego pokazany jest na rys. 39. W przełączniku zastosowano diody krzemowe epitaksjalno-planarne. W kierunku przepustowym ich oporność wynosi około $2-4 \Omega$, a pojemność własna kierunku zaporowego około $1-2 \text{ pF}$.

W normalnym stanie pracy, gdy prąd nośny pobierany jest z generatora N, diody D_1 są spolaryzowane w kierunku przepustowym, a diody D_2 w kierunku zaporowym.

Potrzebny prąd polaryzujący jest zależny od impedancji obwodu i maksymalnego poziomu użytecznego. Dla poziomu $+16 \text{ dBm}$ i oporności $R_0 = 150 \Omega$, prąd polaryzacji w kierunku zaporowym wynosi 25 mA , a dla spolaryzowania w kierunku zaporowym potrzebne jest napięcie około $3,5 \text{ V}$.

Główne parametry elektryczne urządzenia przełączającego są następujące:

zakres częstotliwości: $10 - 17 \text{ MHz}$

poziom wyjściowy: $+15 \text{ dBm}$

tłumienność wtrąceniowa w stanie przepustowym: mniej niż 5 dB

tłumienność przeniku w stanie zaporowym: co najmniej 40 dB

czas przełączania: nie dłuższy niż $100 \mu\text{s}$

współczynnik zniekształceń nieliniarnych: mniej niż 30 dB .

Nawet przy bardzo szybkim przełączaniu generatorów mogą wystąpić przekłamania w transmisji danych, jeśli prądy nośne z obu generatorów różnią się fazą. Należy się spodziewać, że automatyczne przełączanie spowodowa-

ne naturalnym starzeniem się urządzeń z uwagi na ich dużą niezawodność będzie występowało bardzo rzadko. Tym niemniej, ponieważ raz do roku należy przeprowadzać manipulacje kontrolne, trzeba więc zapewnić możliwość ręcznego przełączania z zachowaniem synchronizmu. Schemat blokowy urządzenia przełączającego pokazany jest na rys. 40. Aby zapewnić jednakową charakterystykę fazową dróg przesyłowych prądów nośnych, pochodzących z generatorów podstawowego i rezerwowego, przeprowadza się ich korekcję aż do urządzeń przemiany (z uwzględnieniem okablowania, przejść przez urządzenie przełączające itp.) tak, aby wzajemna różnica fazy nie przekraczała 30° .

Synchronizację fazy można przeprowadzić na drodze porównawczej obserwacji kształtów napięć w gniazdach pomiarowych na wyjściach generatorów.

5.5. Przemienniki tranzystorowe

W porównaniu z poprzednimi modulatorami diodowymi, modulatory tranzystorowe są znacznie korzystniejsze pod każdym względem: mają one mniejszą tłumienność, łatwiej można je dopasować do filtrów i wymagają mniejszej mocy prądów nośnych.

Dzięki tym zaletom modulatorów tranzystorowych urządzenia przemiany zostały rozwiązane znacznie racjonalniej w porównaniu z poprzednimi konstrukcjami.

Pierwszą z zalet wprowadzenia przemienników tranzystorowych jest możliwość podwyższenia poziomu w urządzeniach przemiany, dzięki zmniejszeniu ich tłumionno-

ści. Tym samym zwiększył się odstęp od szumów. Dla przykładu można podać, że w lampowym systemie, w którym stosowane były przemienniki diodowe, szum termiczny urządzeń przemiany grup czwórných wynosił 13 pW, podczas gdy w opisywanym systemie został zredukowany do 3 pW.

Na drugim miejscu należy wymienić znacznie lepsze dopasowanie przemienników do filtrów, - dzięki czemu poprawiła się charakterystyka częstotliwościowa, jak to jest zilustrowane na rys. 41.

Dodatkowo można jeszcze wspomnieć o małej mocy prądów nośnych oraz o zbyteczności wytłumiania resztek fal nośnych za pomocą filtrów.

Zastosowany układ modulatora czynnego pokazany jest na rys. 42, a jego zasada działania przedstawiona jest na rys. 43.

W ciągu połowy okresu fali nośnej dwa tranzystory, np. Tr1 i Tr2 są spolaryzowane czynnie i pracują dla sygnału jako wzmacniacz przeciwsobny w układzie wspólnej bazy. W przeciwnym półokresie fali nośnej, obwód zmienia się, jak to jest pokazane liniami przerywanymi i pracuje jako podwójnie zrównoważony modulator, mający dodatkowo wzmocnienie.

Na rysunku 44 pokazano charakterystyki zniekształceń nieliniarnych modulatora, w którym zastosowano tranzystory typu ECL 1218 (tranzystor wyjściowy we wzmacniaczach systemu P-4M). Tłumienność przemiennika wynosiła 0 dB, współczynnik szumów 10 dB, a tłumienność zarówno fali nośnej jak i resztek sygnału była rzędu 30 - 40 dB.

6. WYNIKI BADAŃ TRASOWYCH

Wykonane były dwie serie próbne urządzeń. Urządzenia serii próbnych były badane na normalnowymiarowej linii wspólnościowej w rejonie Nagoya - Toyohashi przez około dwa lata.

Pierwsza seria próbna wzmacniaków została wyprodukowana w czerwcu 1965 r. i następnie poddana szczegółowym badaniom w warunkach laboratoryjnych w okresie około 1 miesiąca. Później 22 podziemne, nieobsługiwane stacje wzmacniakowe zostały zainstalowane na trasie pomiędzy Nagoya i Okazaki.

Wyniki pomiarów pokazały, że różnica sumy tłumienności odcinków wzmacniakowych i sumy wzmocnień wzmacniaków (22) była mniejsza niż 0,4 dB. Stwierdzono, że charakterystyka wzmocnienia wzmacniaków jest dobrze aproksymowana do charakterystyki tłumienności toru kablowego, co potwierdziło słuszność przyjętych w czasie projektowania założeń. Następnie przeprowadzono badania trwałości urządzeń przez okres 1 roku. W czasie tych badań zmiany tłumienności wynikowej traktu liniowego nie przekraczały 1 dB przy wyłączonej automatycznej regulacji poziomu za pomocą prądu pilotowego; wykres zmian poziomu w czasie pokazany jest na rys. 45.

Doświadczenia osiągnięte w czasie produkcji serii próbnej i badań trasowych pozwoliły na wprowadzenie szeregu ulepszeń. Opracowano drugą serię próbną zarówno wzmacniaków, jak i urządzeń przemiany oraz zdalnej kontroli. Seria ta została wyprodukowana do lipca 1966 r.

Urządzenia te zostały zainstalowane na linii Nagoya - Toyohashi (82 km), składającej się z 42 odcinków wzmacniakowych, w celu przeprowadzenia powtórnych badań i potwierdzenia podstawowych parametrów systemu. Na linii doświadczalnej zainstalowano studzienki kablowe nowego typu, specjalnie zaprojektowane dla stacji nieobsługiwanych opisywanego systemu. Tam gdzie istniały już poprzednio stosowane naziemne domki stacji nieobsługiwanych systemu C-4M, studzienki budowano obok.

Na rysunku 46 przedstawiono schemat blokowy doświadczalnego traktu liniowego. Urządzenia końcowych stacji wzmacniakowych, urządzenia zdalnego nadzoru i urządzenia przemiany zostały zainstalowane w Nagoya i Toyohashi. W Okazaki umiejscowiono pośrednią stację zasilającą. W czasie badań zebrano bogaty materiał pomiarowy; omówienie najważniejszych rezultatów opisane jest poniżej.

A. Charakterystyka przenoszenia traktu liniowego

Aczkolwiek badania trasowe zostały wykonane na normalnowymiarowej linii współosiowej, to jednak większość uzyskanych rezultatów można również odnieść do zastosowania systemu na małowymiarowych torach współosiowych, co było docelowym dążeniem konstruktorów. Jedynym parametrem, który trzeba było badać oddzielnie, była charakterystyka przenoszenia, ponieważ odchyłki charakterystyk wzmacniaków i odcinków wzmacniakowych były małe, a z drugiej strony wyniki pomiarów odcinków wzmacniakowych były zbyt mało dokładne, aby można było je brać do porównania

przy wymaganych tolerancjach 0,01 dB. Tak więc ostateczne sprawdzenie charakterystyk przenoszenia było możliwe jedynie we współpracy z określonym rodzajem toru współosiowego. Badania na małowymiarowym torze zostały wykonane w czerwcu 1966 r. na trasie pomiędzy Miki i Nishiwaki z wykorzystaniem wzmacniaków z drugiej serii próbnej.

Wyniki pomiarów charakterystyk przenoszenia dla traktów liniowych z obu rodzajami torów współosiowych przedstawione są na rys. 47. Charakterystyki te są znacznie lepsze w porównaniu z odpowiednimi charakterystykami uzyskiwanymi w poprzednio stosowanych systemach. Dodać należy, że nie wystąpiły żadne trudności przy stosowaniu tych samych wzmacniaków na obu rodzajach torów współosiowych.

B. Szumy

Charakterystyki szumów urządzeń przemiany pokazane są na rys. 48, a na rys. 49 charakterystyki szumów traktu liniowego. Mierzone były szumy w jednym kanale telefonicznym przy nadawaniu szumu białego w całym pozostałym pasmie częstotliwości badanych urządzeń.

Dla lepszego zbadania urządzeń całego systemu, tzn. łącznie urządzeń przemiany i urządzeń traktu liniowego, przeprowadzono dodatkowe pomiary szumów w zestroju złożonym z dziewięciu pręseł trójnogrupowych o sumarycznej długości 1800 km. Sposób utworzenia takiego zestroju pokazany jest na rys. 50. Szum biały odpowiadający

normalnemu obciążeniu grupy 300 kanałowej nadawany jest na wejście grupy trójnej w pierwszej grupie czwórnej (punkt a SMGI MG7). Po jednorazowym przejściu przez zestój szum ten otrzymuje się na wyjściu grupy trójnej (R OUT.A) i kieruje się powtórnie na wejście następnej grupy trójnej (SMGI MG8). Dziewięciokrotne przesłanie tego samego szumu stwarza warunki pełnego obciążenia urządzeń przemiany i traktu liniowego. Szum biały nadany w punkcie a po przejściu dziewięciu odcinków jednorodnych i dziewięciu przemian na poziomach grup trójnych i czwórnym jest odbierany ponownie w punkcie b.

W tej metodzie pomiarowej, pomimo przesyłania tego samego szumu białego kolejno przez wszystkie grupy trójne, nie następuje jednak, z punktu widzenia wzmacniaków liniowych, sumowanie mocy sygnałów poszczególnych grup, dzięki opóźności linii połączonej w pętlę.

Na rysunku 51 pokazane są wyniki tych pomiarów. Trakt liniowy utworzony był z pętli zawierającej 42 wzmacniaki (około 200 km toru normalnowymiarowego).

Charakterystyka oznaczona "9 odcinków" odpowiada sytuacji zobrazonej na rys. 50; charakterystyki oznaczone "1 odcinek" i "3 odcinki" przedstawiają wyniki pomiarów wykonanych odpowiednio w punktach A i C z zachowaniem niezmiennych poziomów. Linia przerywana ilustruje charakterystykę szumów dziewięciu urządzeń przemiany połączonych łańcuchowo (bez odcinków traktu liniowego).

Założone moce szumów w opisanym zestroju o długości 1800 km wynosiły:

- trakt liniowy: $1,5 \text{ pW/km} \times 200 \text{ km} \times 9 = 2700 \text{ pW}$
- urządzenia przemiany grup trójnych i czwórných:
 $25 \text{ pW} \times 9 = 225 \text{ pW}$
- razem: 2925 pW , co odpowiada poziomowi $-55,3 \text{ dBm}$.

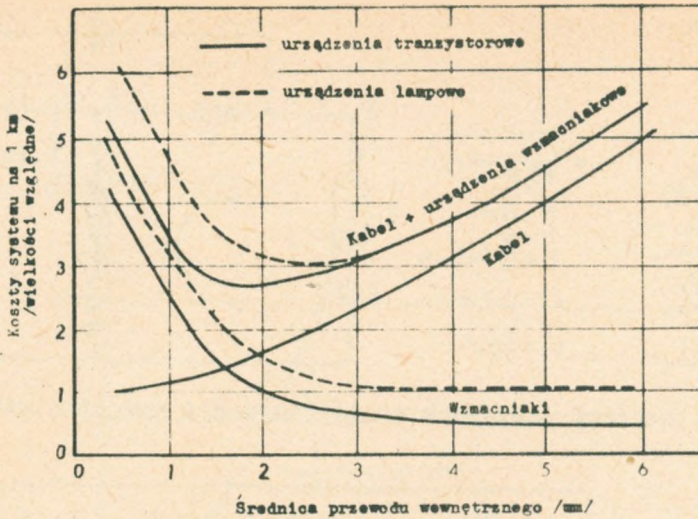
Pomierzony poziom szumów był o 6 dB niższy przy zachowaniu odstępu od poziomu przesterowania 4 dB.

7. WNIOSKI

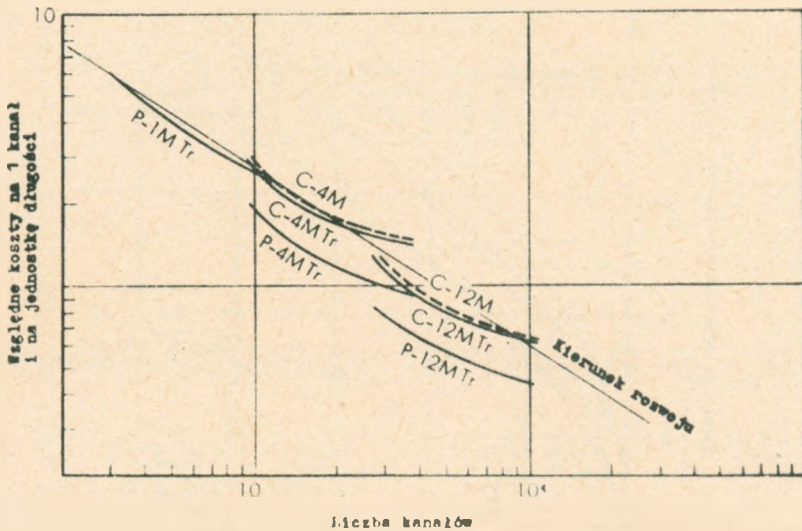
Badania eksploatacyjne urządzeń systemu CP-12MTr, trwające około rok, zostały pomyślnie zakończone w 1967 r. Wprowadzenie tego systemu do eksploatacji na pełną skalę rozpoczęło się w Japonii w 1968 r. W dalszych latach spodziewane jest duże zapotrzebowanie na ten wysoce ekonomiczny i niezawodny system łączności.

WYKAZ LITERATURY

1. Marubayashi G., Shigei Y.: A 12 MHz transistor repeater for the CP-12 MTr 2700 channel transmission system. IEEE International Communications Conference. IEEE International Communications Conference. Tp. 22.III.1966.
2. Marubayashi G., Shigei Y.: A 12 MHz transistor repeater for the CP-12 MTr 2700 channel transmission system. IEEE Trans. Commun. Technol. 1967 t. 15 nr 4, s. 625-637.
3. Warner A.W.: High frequency crystal units for primary frequency standard. Proc. IRE 1952 t. 40 nr 9, s. 1030-1033.



Rys. 1. Zależność jednostkowych kosztów systemu /na 1 km/ w funkcji średnicy wewnętrznego przewodu toru współosiowego



Rys. 2. Porównanie ekonomicznych cech różnych systemów współosiowych

C-4M, C-12M - lampowe systemy dla normalnowymiarowych torów współosiowych,

C-4MTr, C-12MTr - tranzystorowe systemy dla normalnowymiarowych torów współosiowych,

P-1MTr, P-4MTr, P-12MTr - tranzystorowe systemy dla małowymiarowych torów współosiowych

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + K\lambda}$$

$$K = \frac{\alpha_0}{1 + m\alpha_0}$$

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0\lambda}$$

$$\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}$$

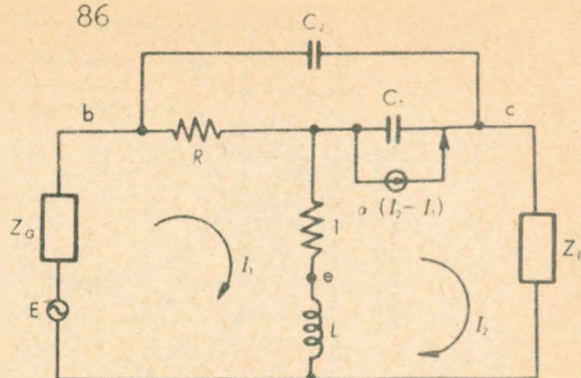
$$\lambda = j(f/f_T)$$

$$R = r_b/r_e$$

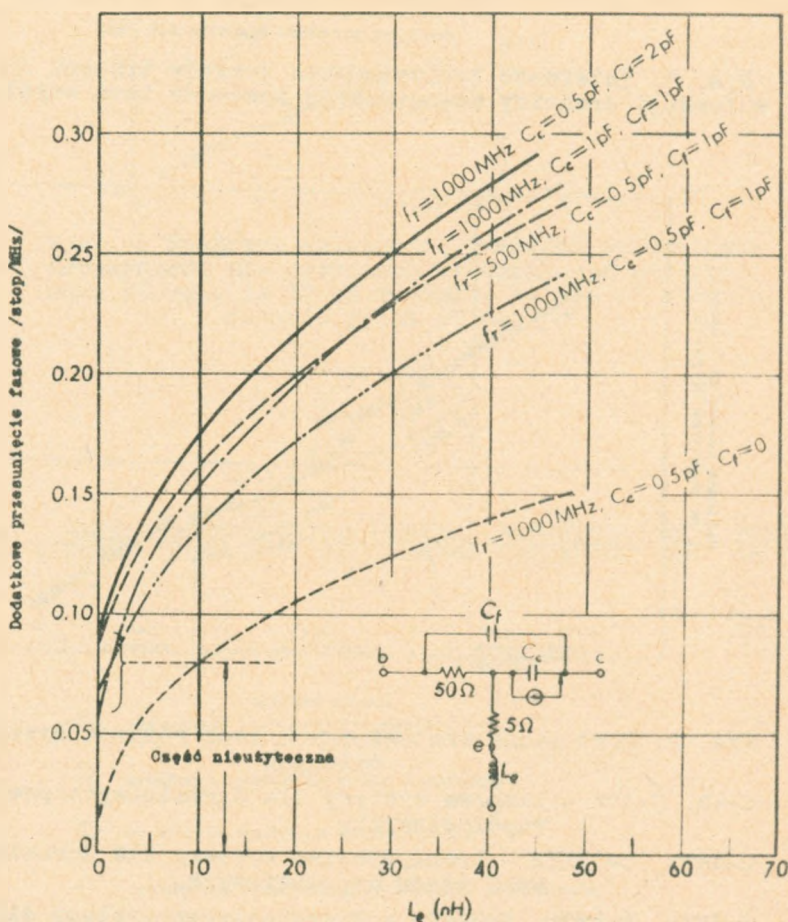
$$L = 2\pi f_T L_e/r_e$$

$$C_1 = 2\pi f_T C_e r_e$$

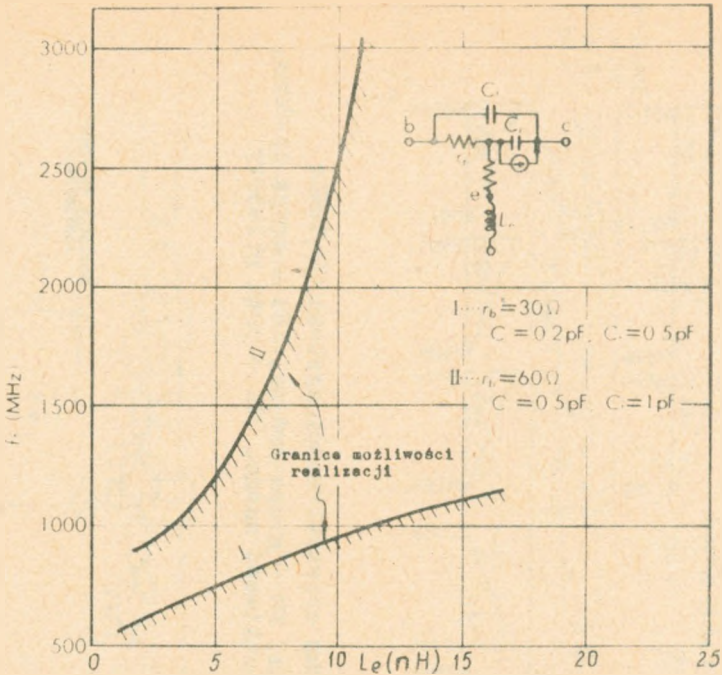
$$C_2 = 2\pi f_T C_f r_e$$



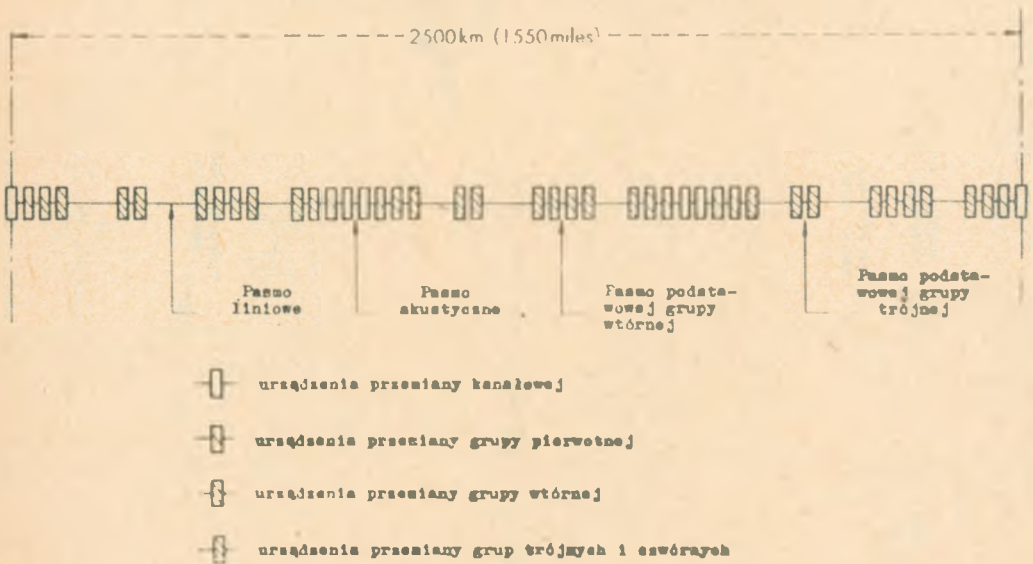
Rys. 3. Schemat zastępczy tranzystora dla wysokich częstotliwości



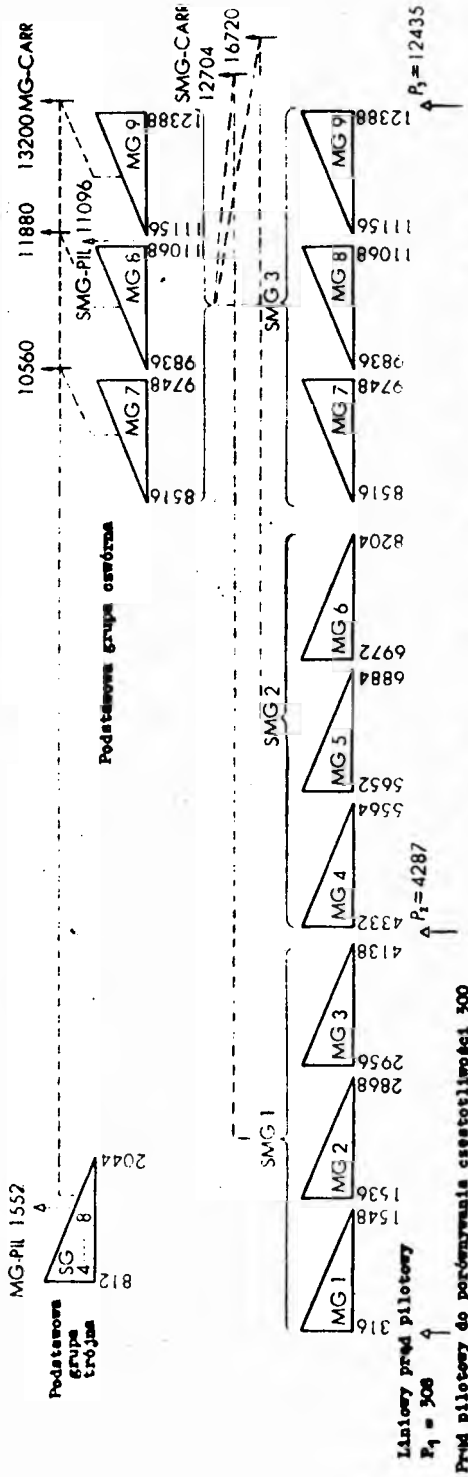
Rys. 4. Charakterystyka dodatkowego przesunięcia fazowego tranzystora



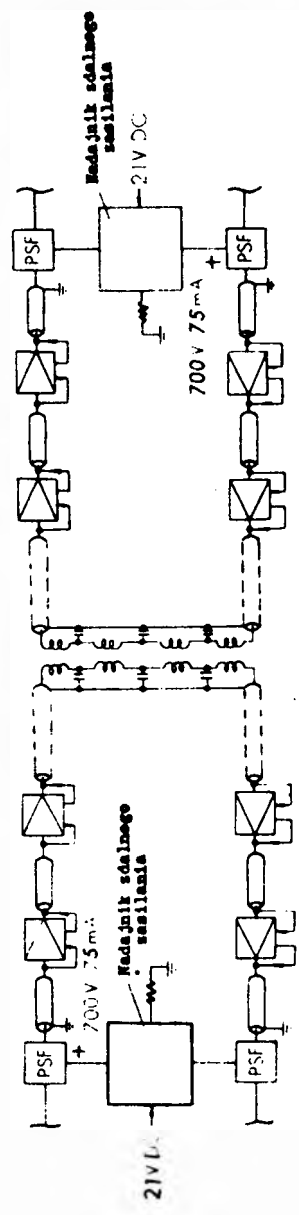
Rys. 5. Wzajemne zależności pomiędzy parametrami tranzystora dla przypadku maksymalnego osiągalnego sprzężenia 32 dB w pasmie 12 MHz /3 stopnie, długość pętli 20 cm/



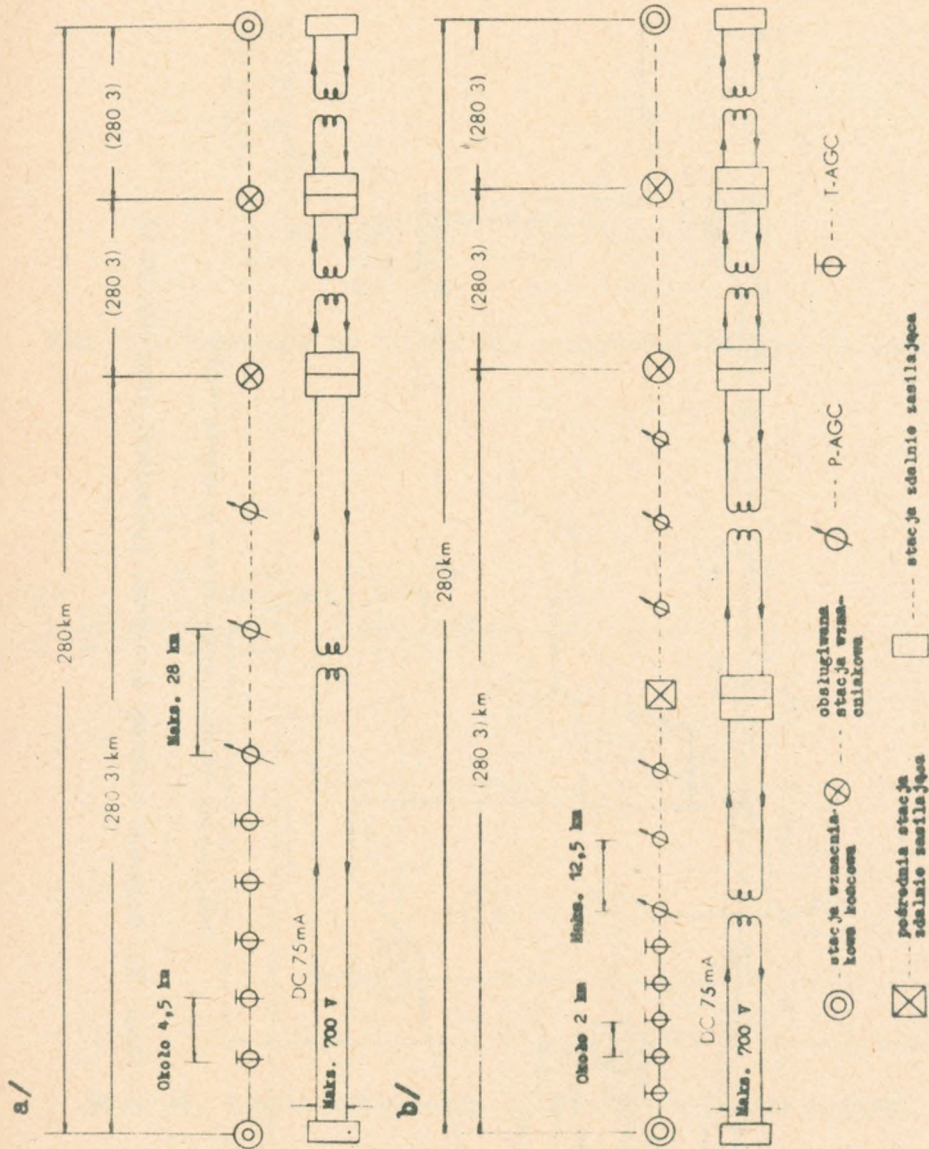
Rys. 7. Hipotetyczne łącze odniesienia systemu 12 MHz



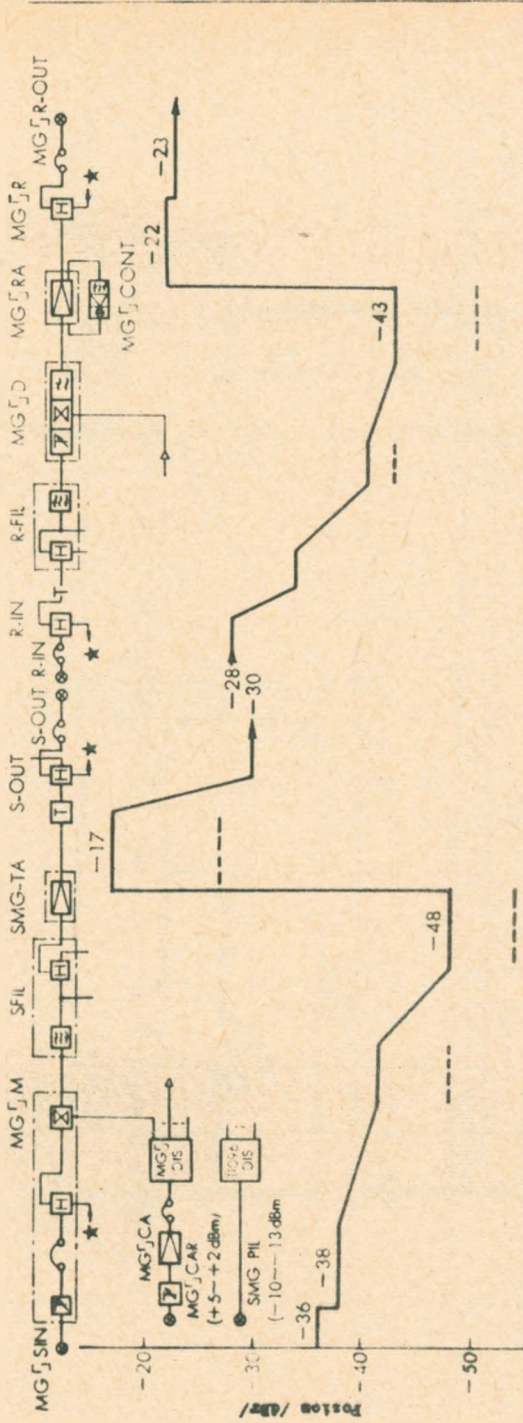
Rys. 6. Plan częstotliwości systemu CP-12MTR
 Częstotliwość: kHz, MG - grupa trójzna, SMG - grupa czwórna,
 CARR - częstotliwość nośna, Pil - prąd pilotowy



Rys. 9. Schemat blokowy szalnego zasilania

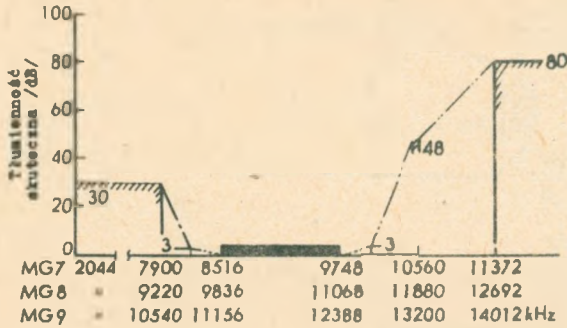


Rys. 8. Schemat blokowy urządzeń traktu liniowego systemu CP-12MFR: a/ - dla normalnowymiarowych torów współosiowych, b/ - dla małowymiarowych torów współosiowych

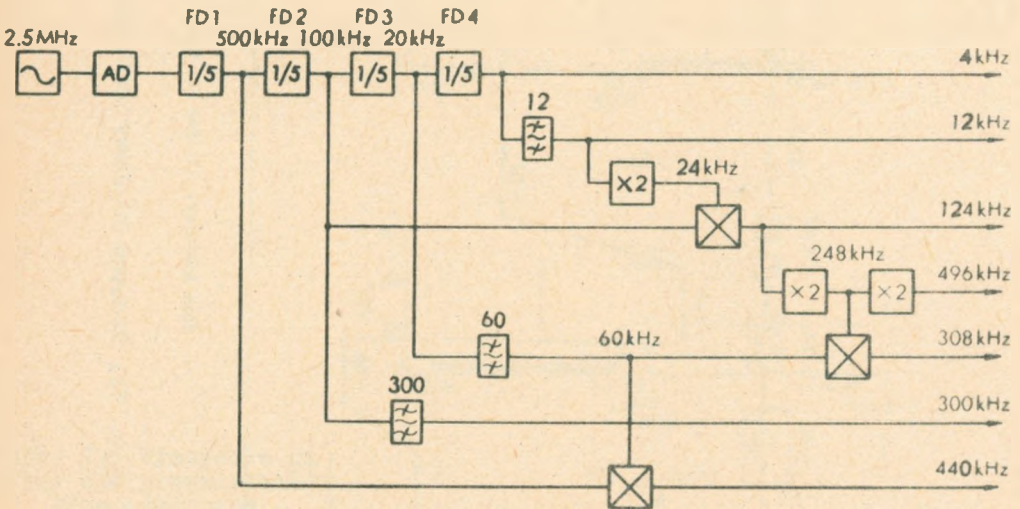


Prąd pilotowy: -70 dba... wykras poziom w systemie lampowym

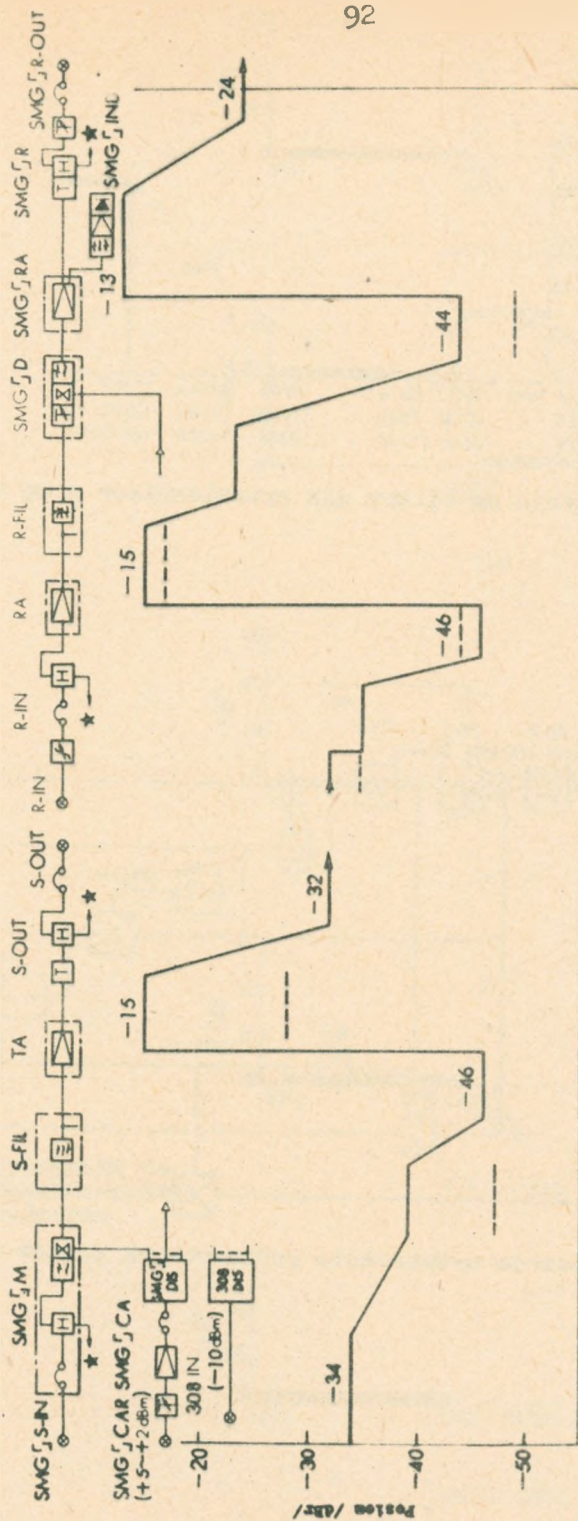
Eys. 10. Schemat blokowy urządzeń przeniany grup trójnych



Rys. 11. Wymagania na filtry dla przemienników grup trójnych

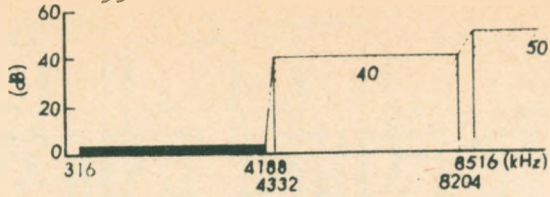


Rys. 14. Zasada wytwarzania podstawowych prądów nośnych



Prędk pilotowy: -70 dba ... wykres poziomu w systemie iasporya

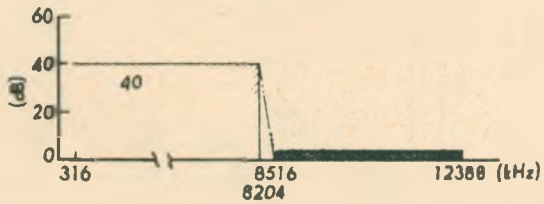
Rys. 12. Schemat blokowy urządzeń przeniesienny w systemie grup czwórnym



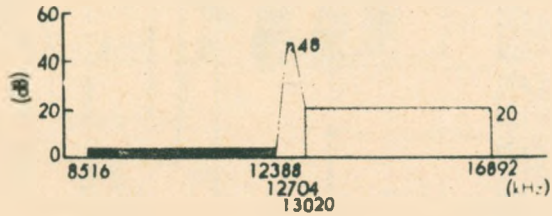
SMG-1 (C.900)



SMG-2



SMG-3

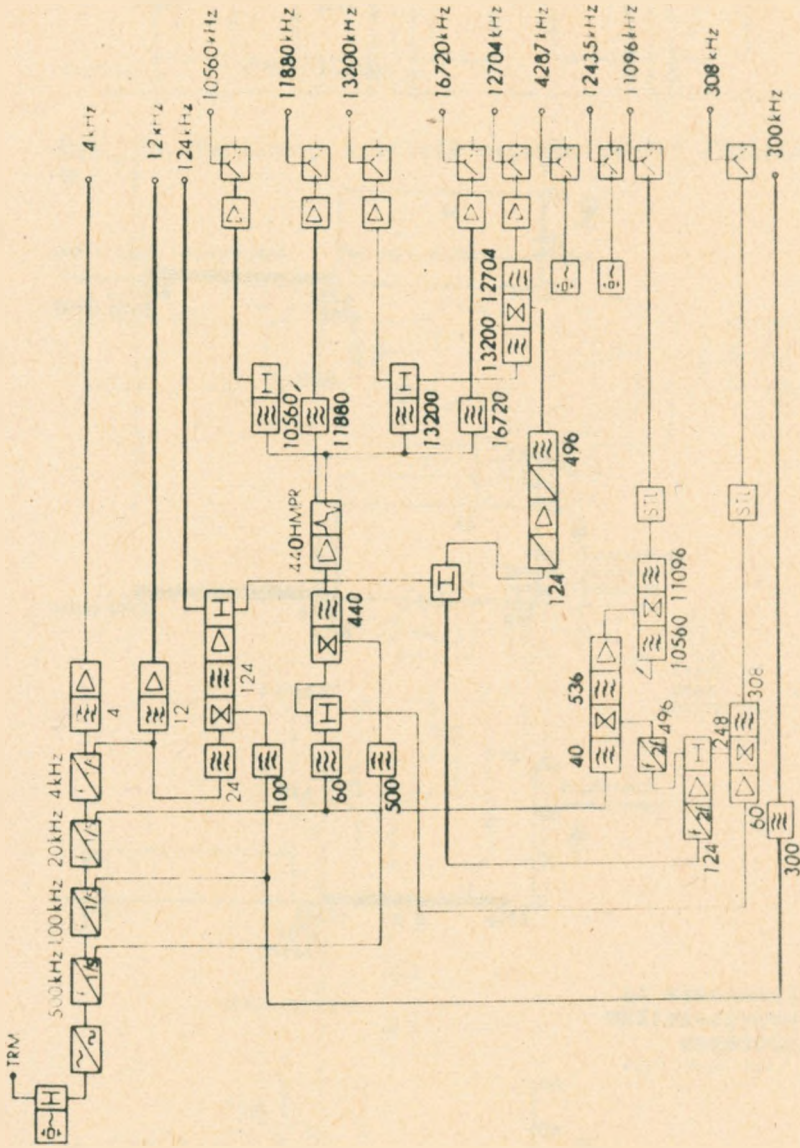


SMG-1 DEM

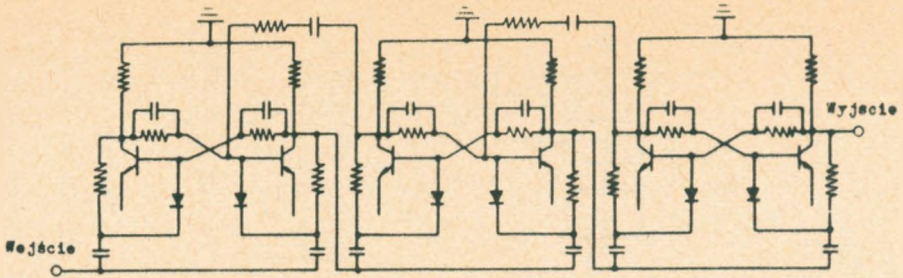


SMG-2 DEM

Rys. 13. Wymagania na filtry dla przemienników grup czwórných



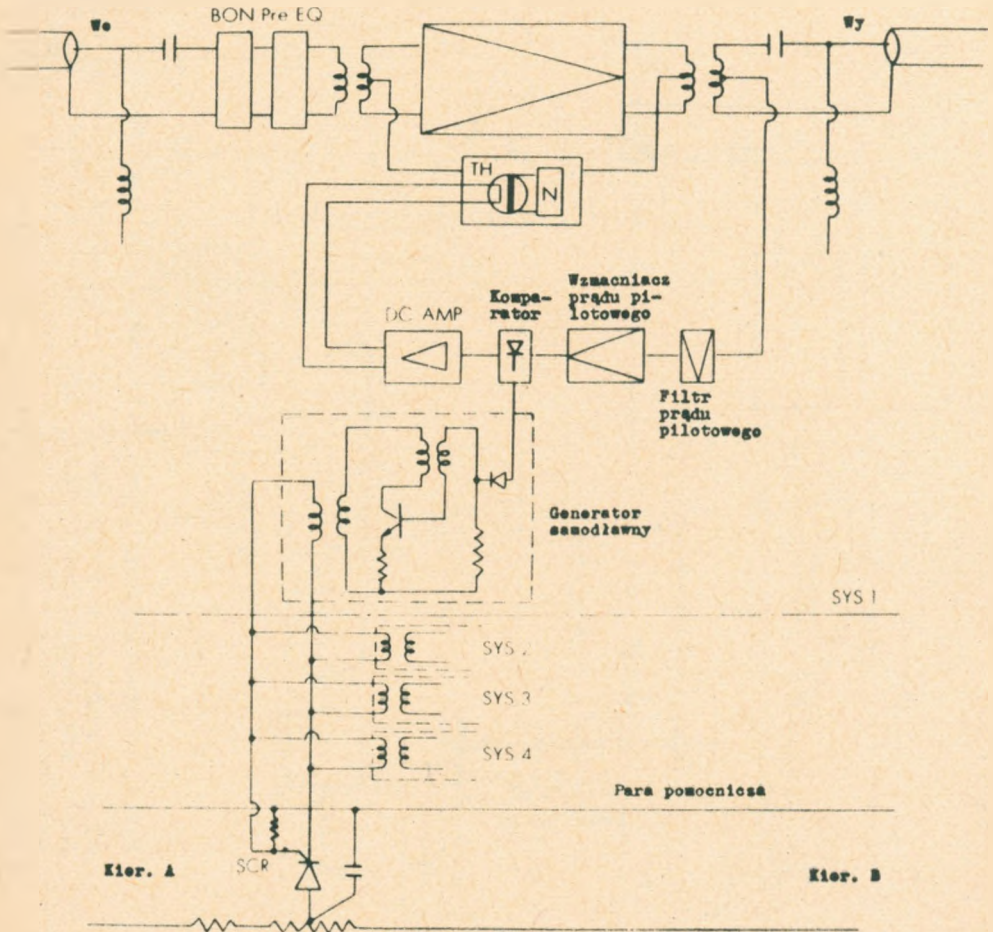
Rys. 15. Schemat blokowy urządzeń generacyjnych



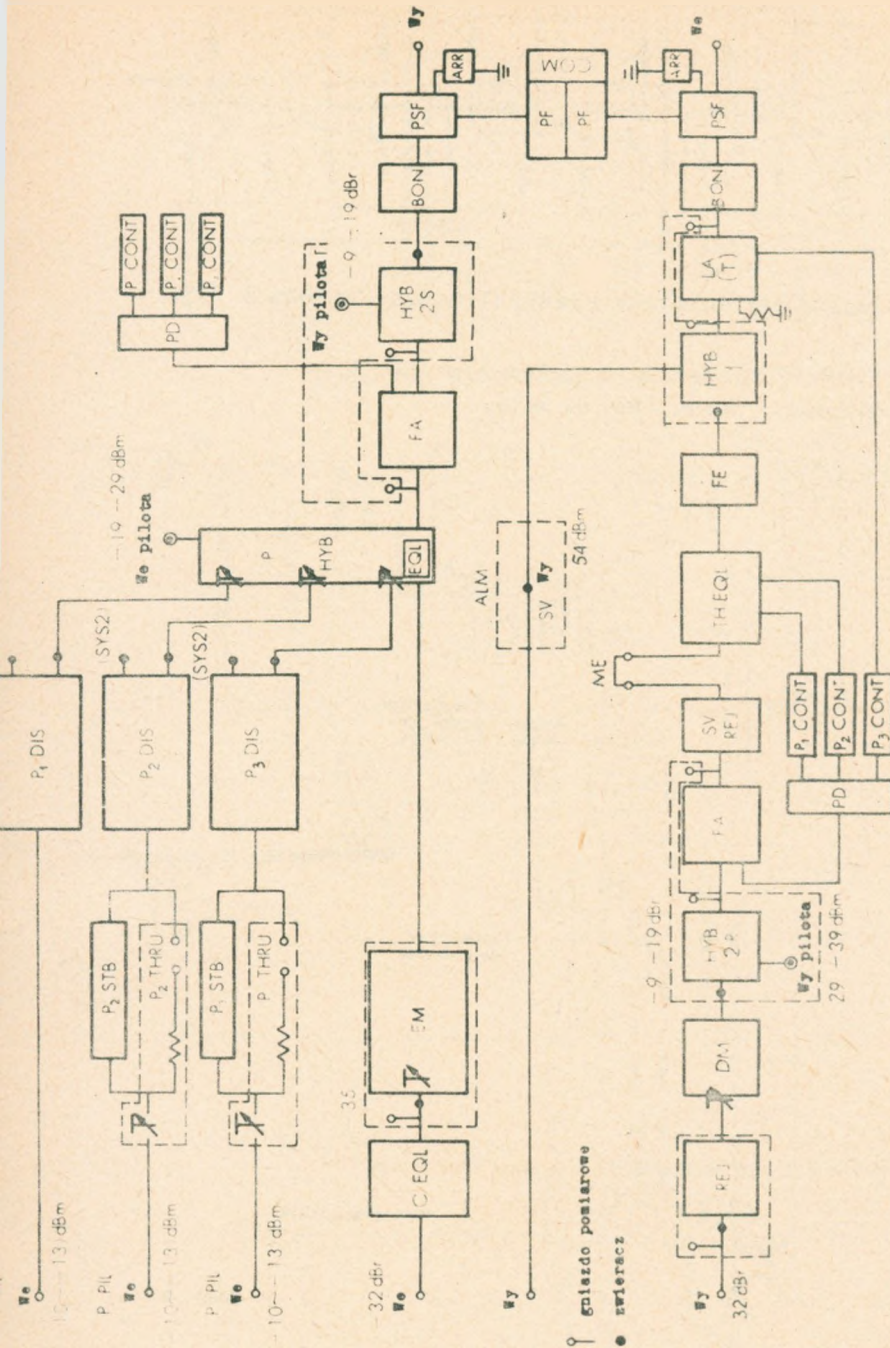
Rys. 16. Impulsowy dzielnik częstotliwości /dzielnik 175/

BON - linia wydłużająca

Pre EQ - korektor wstępny

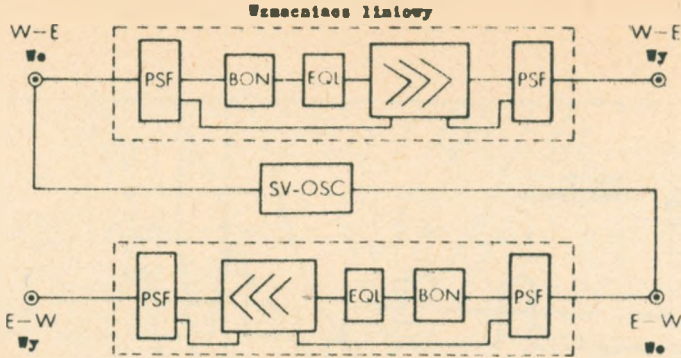


Rys. 18. Schemat blokowy podziemnej stacji wzmacniakowej z automatyczną regulacją poziomu prądu pilotowym



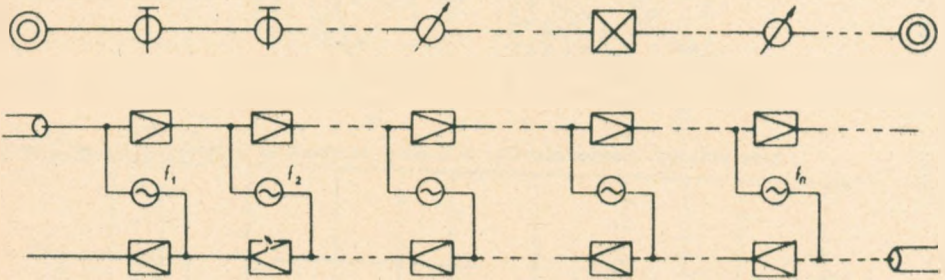
$P_1 P_2 P_3$ - stabilizator prądu pilotowego, EM - preemfaza, FA - wzmacniacz piaski,
 FE - wzmacniacz nieregulowany, PF - nadajnik zdalnego zasilania, DM - deemfaza,
 DIS - urządzenie rozdzielcze, REJ - filtr zaporowy, PSF - zwrotnica zdalnego
 zasilania, CEQL - korektor, STB - stabilizator prądu pilotowego, SV - zdalna
 lokalizacja uszkodzeń, BON - linia sztuczna, LA - wzmacniacz liniowy, CONT -
 - zespół nadzorujący

Rys. 17. Schemat blokowy końcowej stacji wzmacniakowej



Rys. 19. Nieobsługiwana stacja wzmacniakowa

a/



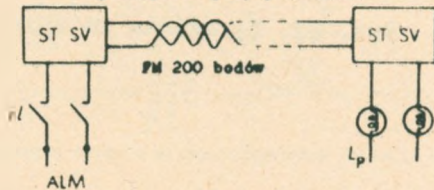
b/

Symetryczne pary pomocnicze

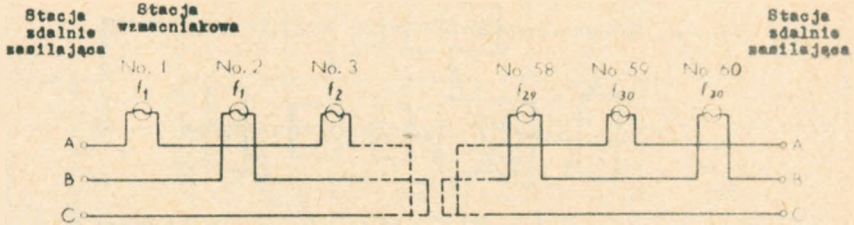


c/

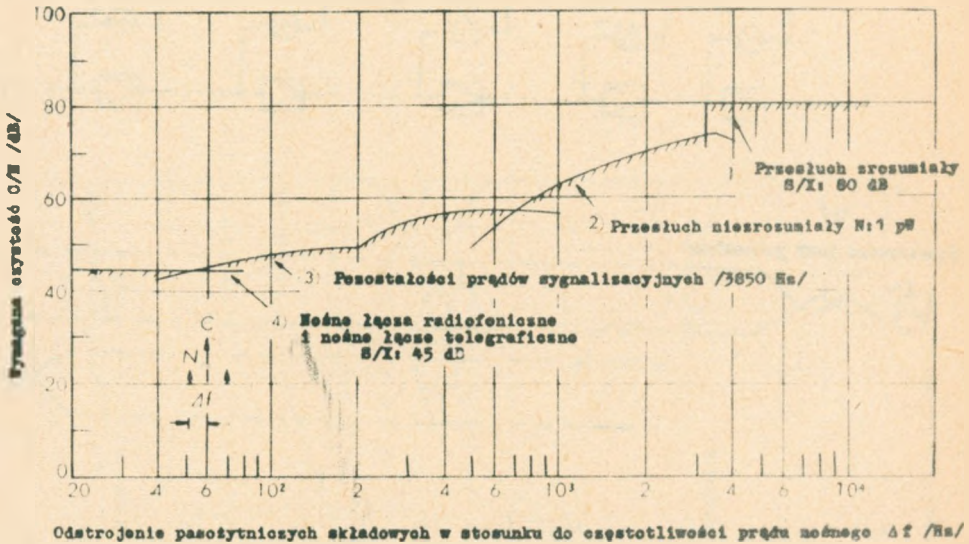
Symetryczne pary pomocnicze



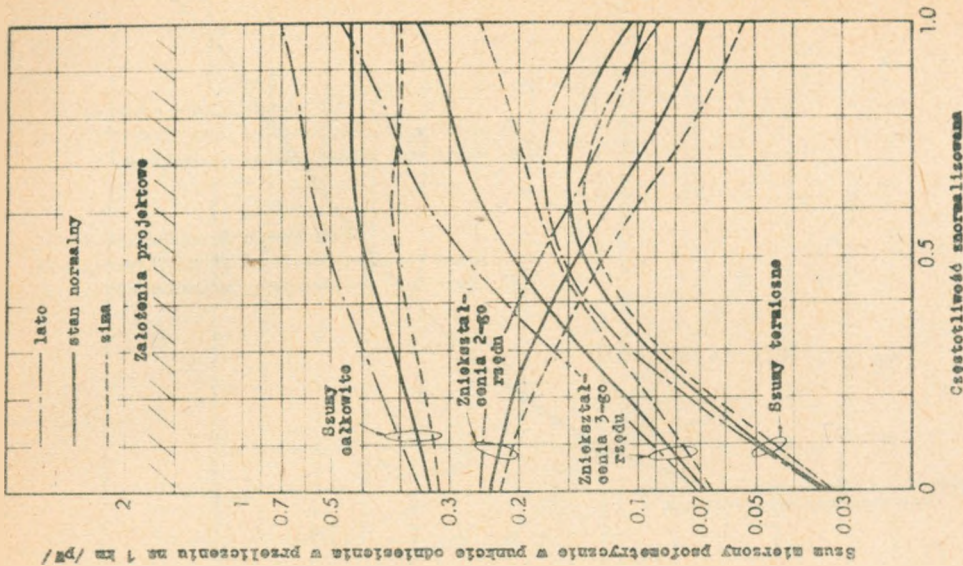
Rys. 20. Urządzenia zdalnego nadzoru: a/ nadzór stanu wzmacniaków, b/ sygnalizacja alarmów z odbiorników pilotów, c/ zdalny nadzór pośredniej szalnie zasilającej stacji wzmacniakowej



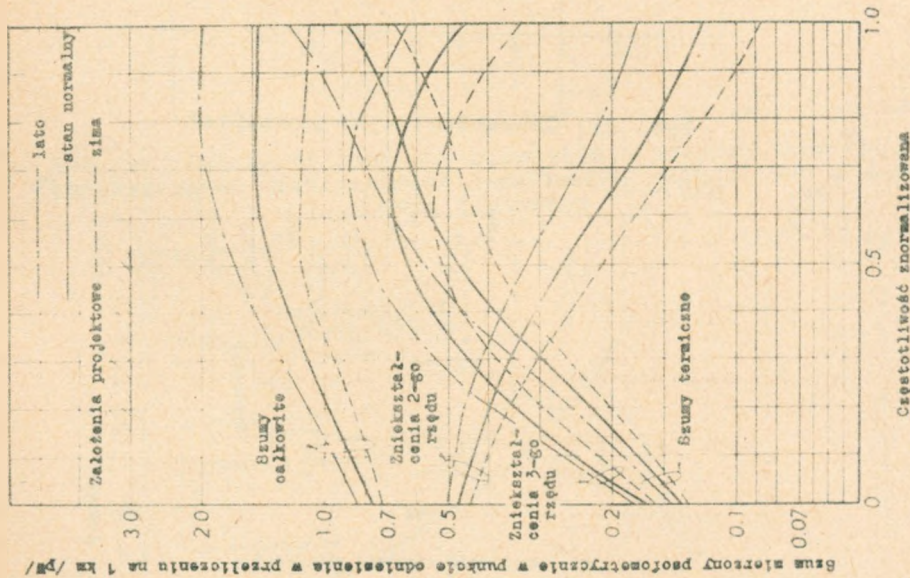
Rys. 21. Rozmieszczenie częstotliwości generatorów zdalnego nadzoru



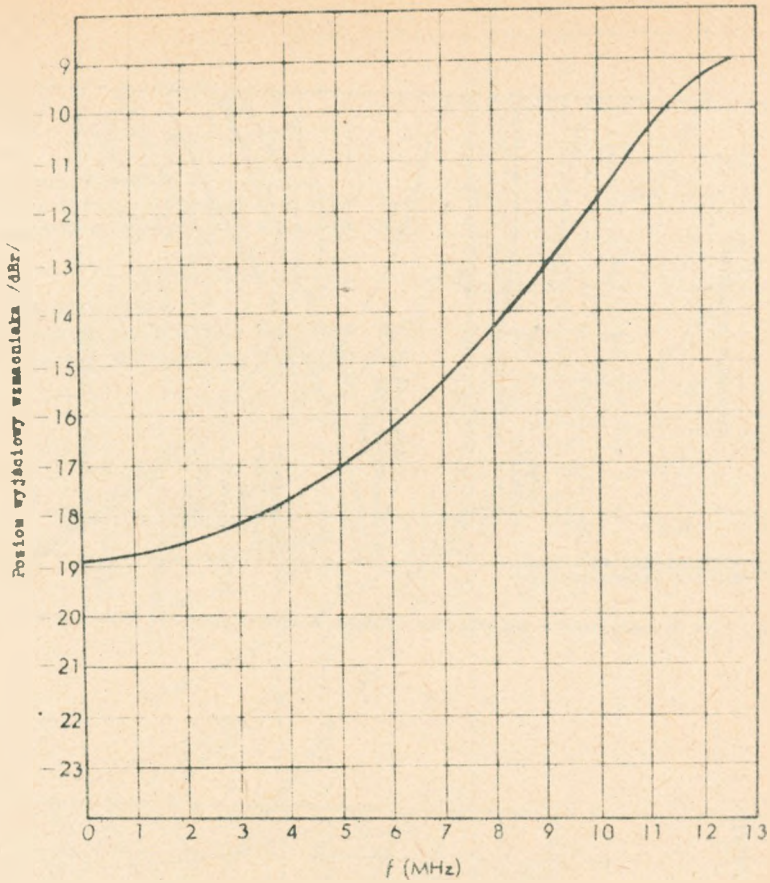
Rys. 22. Wymagania na czystość prądów nośnych



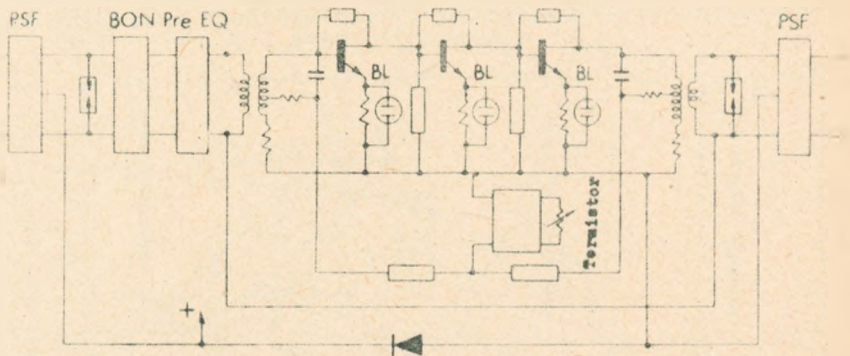
Rys. 24. Charakterystyka szumów dla torów normalnomiarowych w przeliczeniu na 1 km



Rys. 23. Charakterystyki szumów dla małych torów w przeliczeniu na 1 km

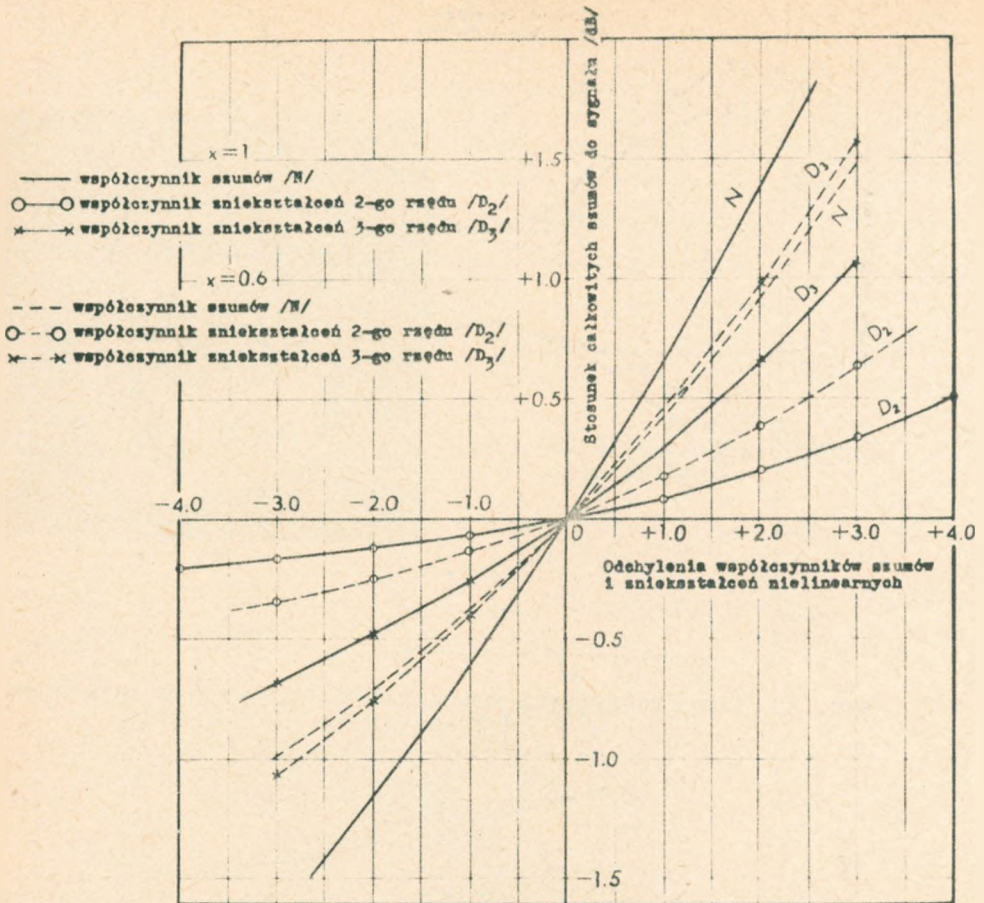


Rys. 25. Charakterystyka preemfazy

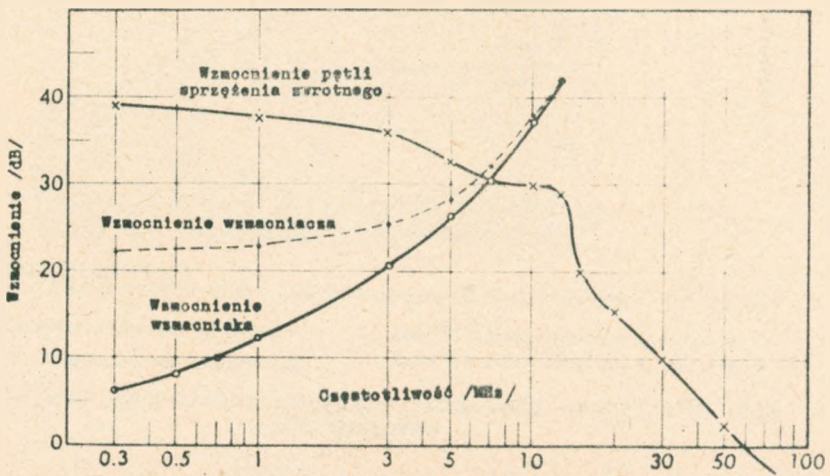


PSF - serwozasilanie zdalnego zasilania
 BON - linia wydluzajaca
 Pre EQ - korektor wstepny

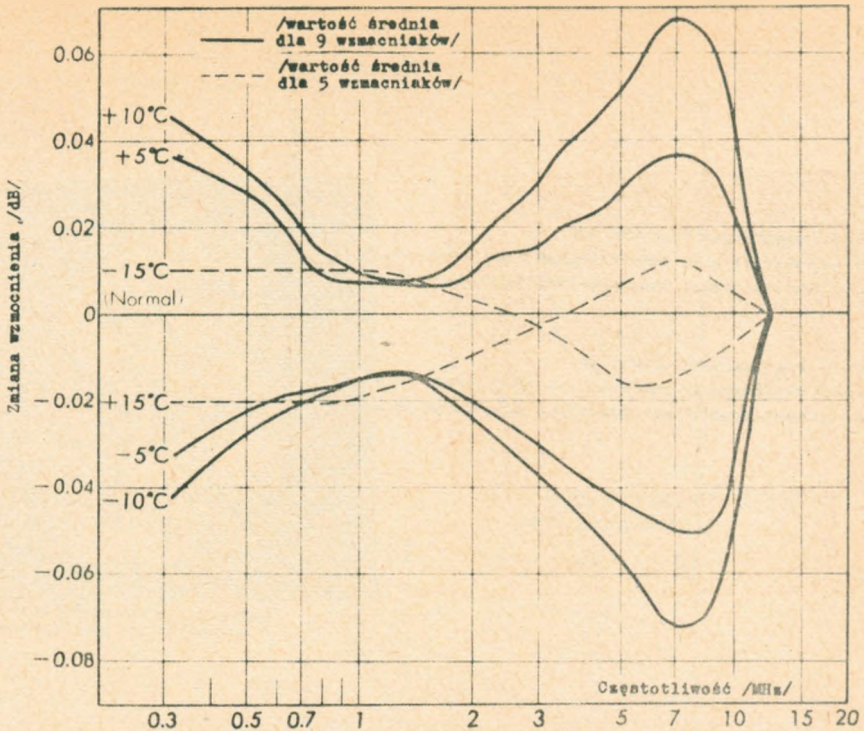
Rys. 27. Uproszczony schemat wzmacniacza



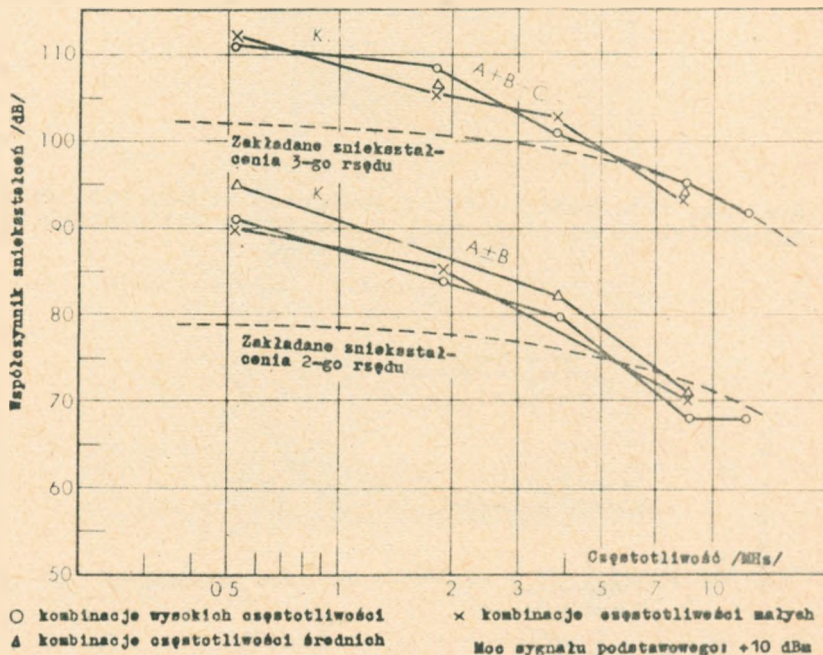
Rys. 26. Zależność pomiędzy rozrzutem współczynników szumów, niekkształceń nieliniarnych i rozrzutem całkowitych szumów traktu liniowego



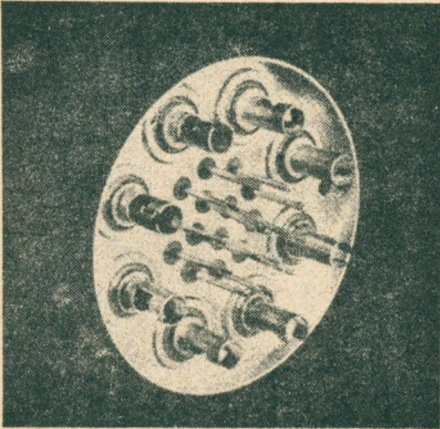
Rys. 28. Charakterystyki wzmacniacza



Rys. 29. Charakterystyki wzmacniaków liniowych w zależności od temperatury



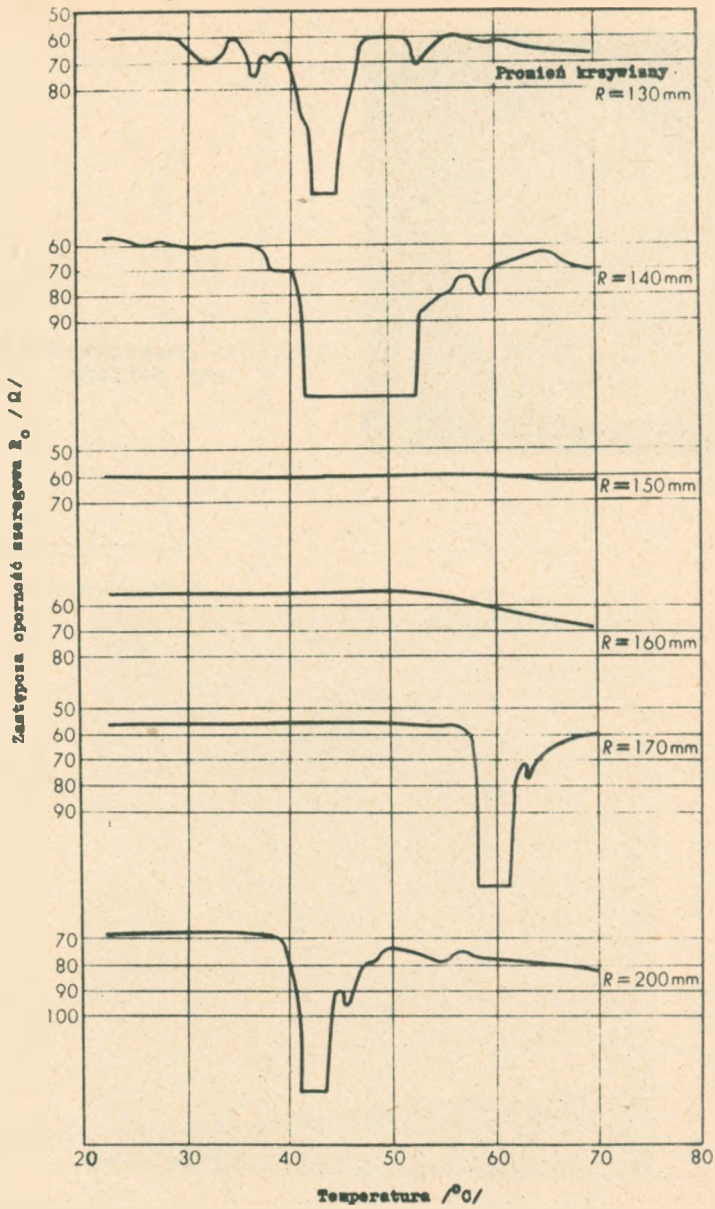
Rys. 30. Typowe charakterystyki niekkształceń nieliniarnych wzmacniacza



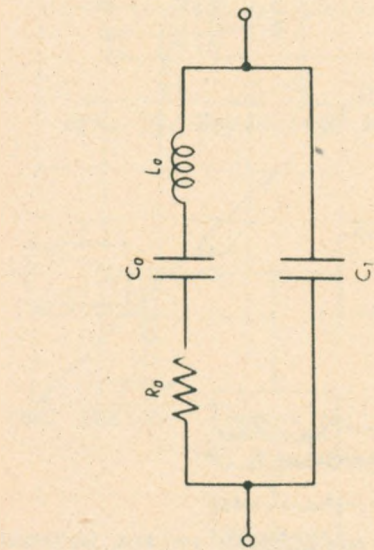
Rys. 31. Gazoszczelne przepu-
sty szklane



Rys. 32. Wzmacniaki wraz ze skrzynią w studziencie betonowej



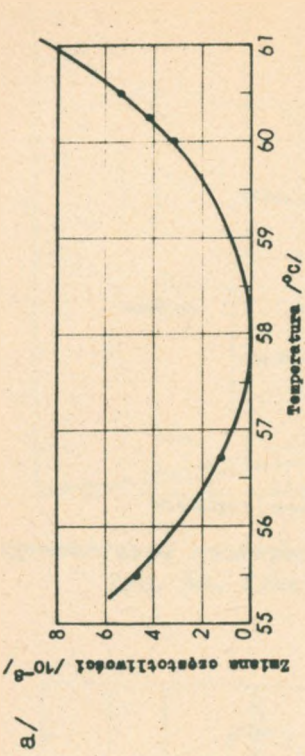
Rys. 33. Charakterystyki zastępczej oporności szeregowej



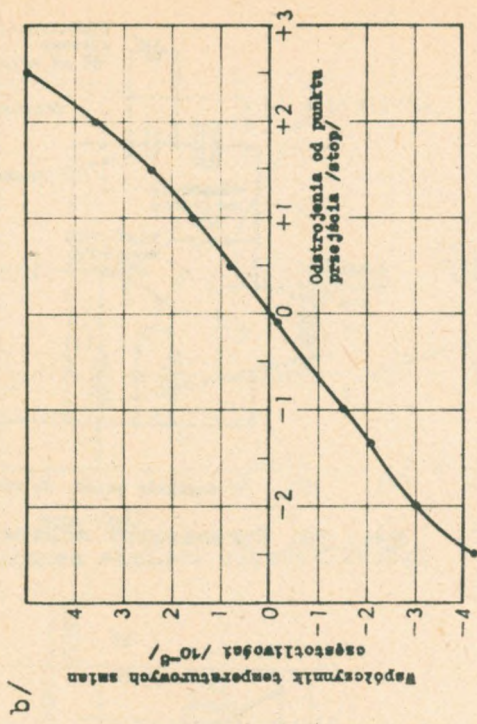
Zastępcze elementy	Wielkości mierzone
C_1	5,3 pF
R_0	55 Ω
C_0	0,00028 pF
L_0	14,5 H
p	19000
Q	$4,0 \times 10^6$

$p = C_1 / C_0$ $Q = 1 / \omega C_0 R_0$

Rys. 34. Schemat zastępczy kwarcu i jego parametry

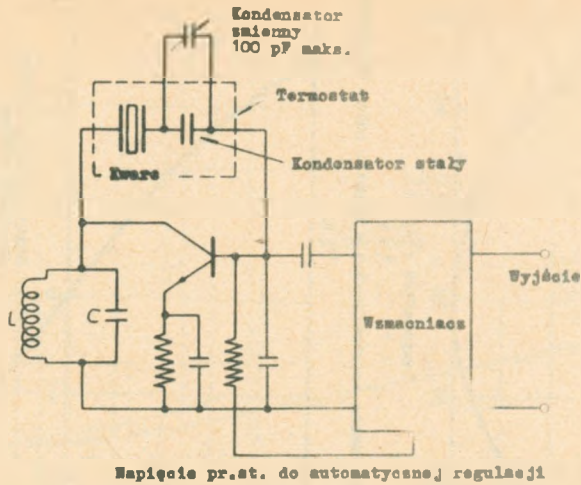


Charakterystyka zmian częstotliwości w funkcji zmian temperatury

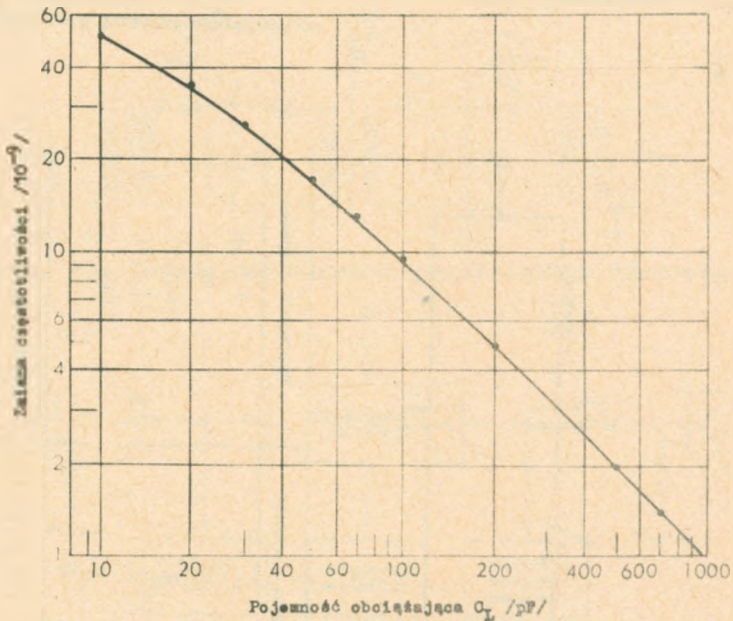


Współczynnik temperaturowych zmian częstotliwości

Rys. 35. Charakterystyka temperaturowo-częstotliwościowa kwarcu o cięciu AT

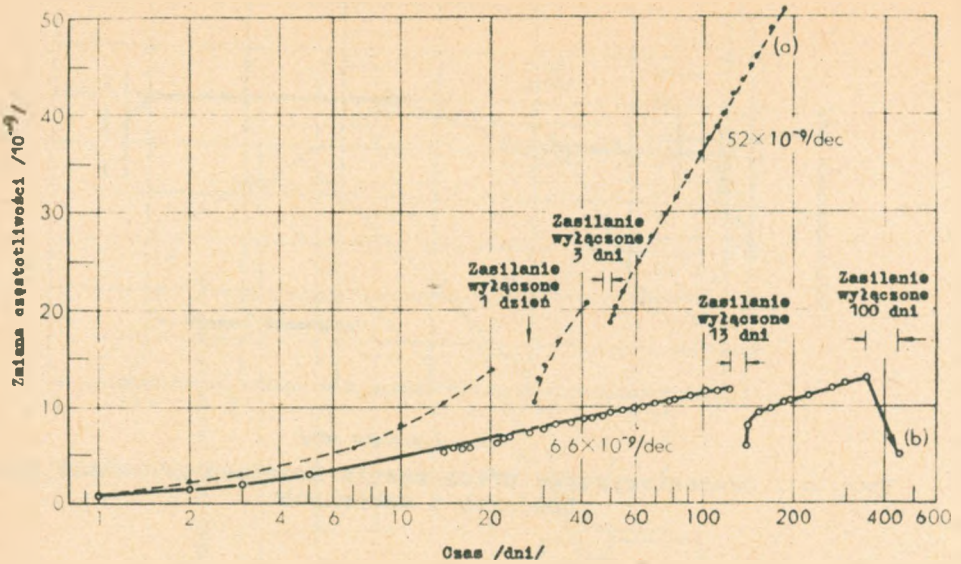


Rys. 36. Uproszczony schemat generatora podstawowego

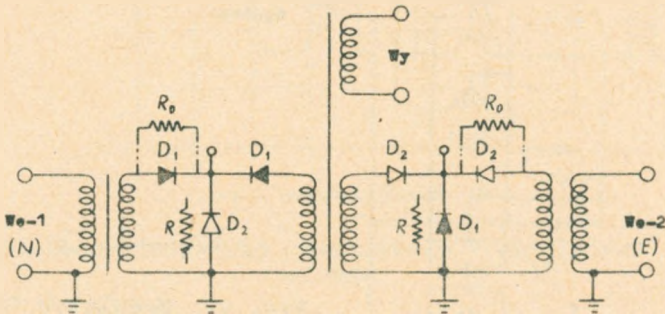


$$p = 20,000 \quad \Delta C_L / C_L = 1\% \quad C_1 = 4 \text{ pF}$$

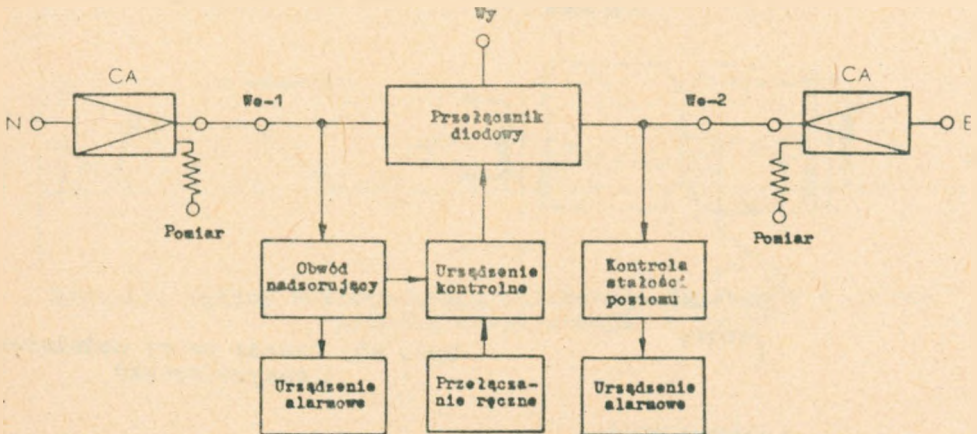
Rys. 37. Zmiana częstotliwości powodowana zmianą pojemności obciążającej



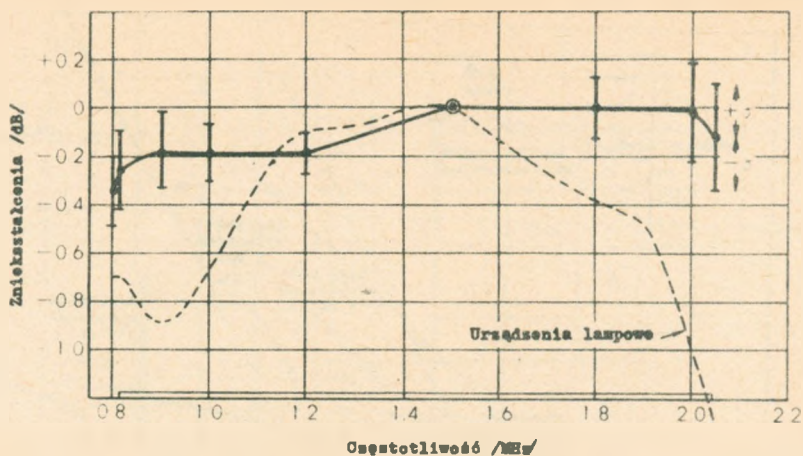
Rys. 38. Długoterminowa stałość częstotliwości



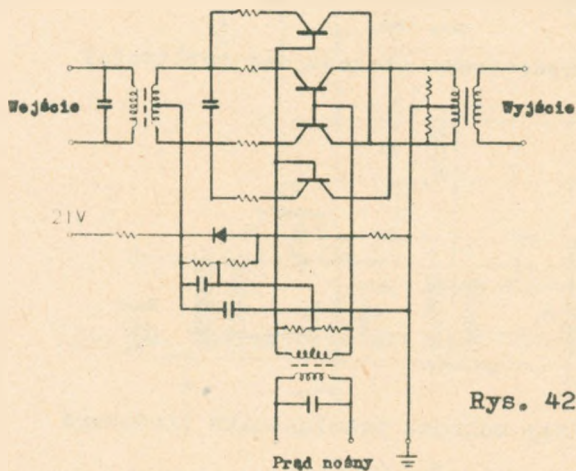
Rys. 39. Zasadniczy schemat przełącznika diodowego



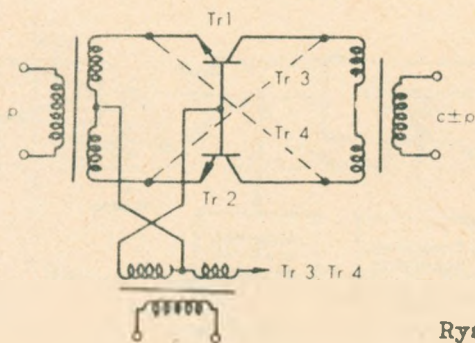
Rys. 40. Schemat blokowy urządzenia przełączającego prądnośne



Rys. 41. Charakterystyka przenoszenia urządzeń przemiany grup trójnych i czwórných

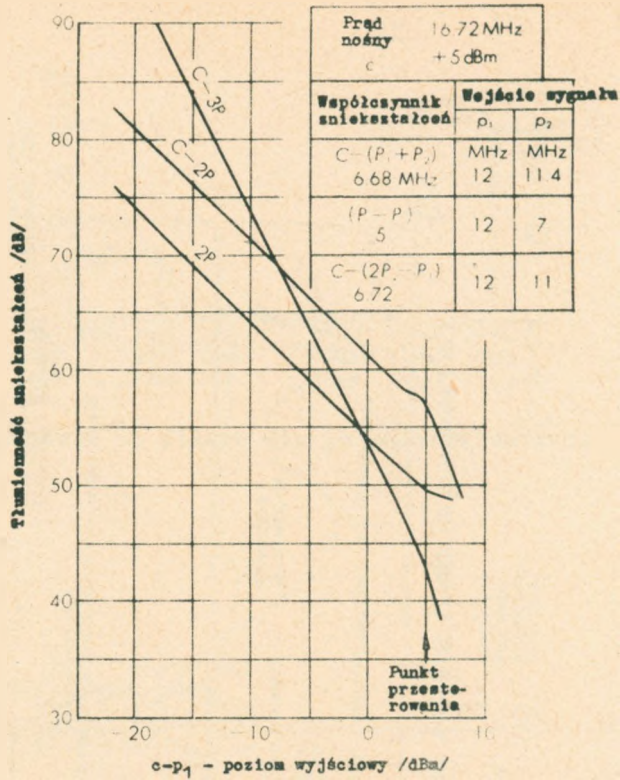


Rys. 42. Modulator tranzystorowy

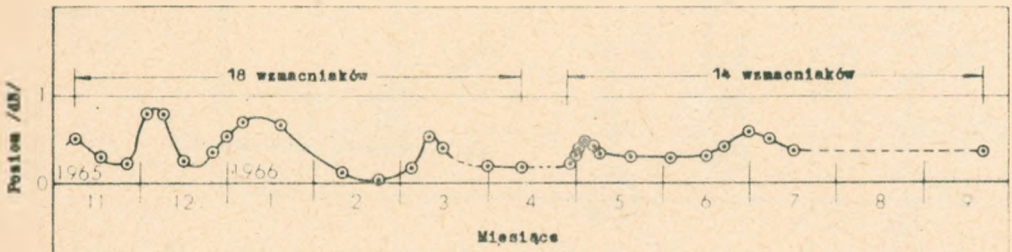


Rys. 43. Zasada pracy modulatora tranzystorowego

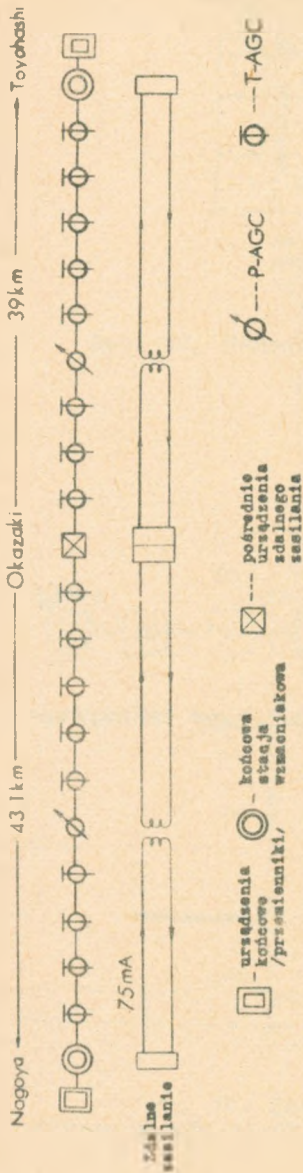
p - wejście sygnału
 c - prąd nośny
 c±p - prąd modulowany



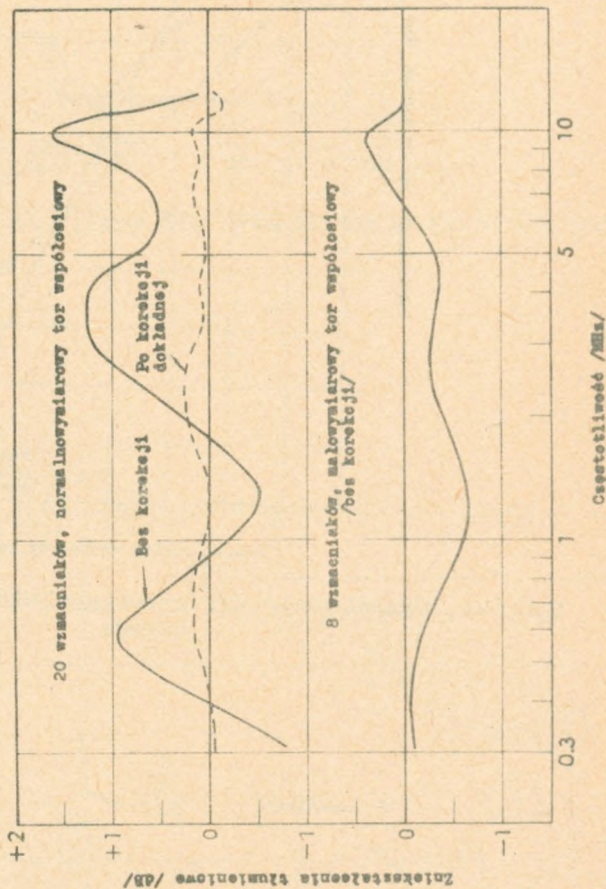
Rys. 44. Charakterystyki zniekształceń modulatora tranzystorowego



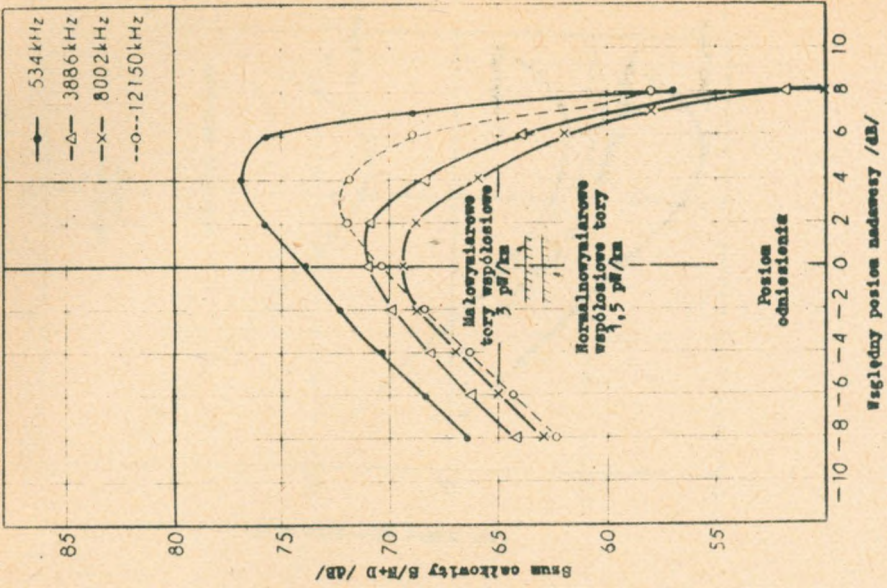
Rys. 45. Zmiany poziomu prądu pilotowego 12435 kHz w czasie próbnej eksploatacji



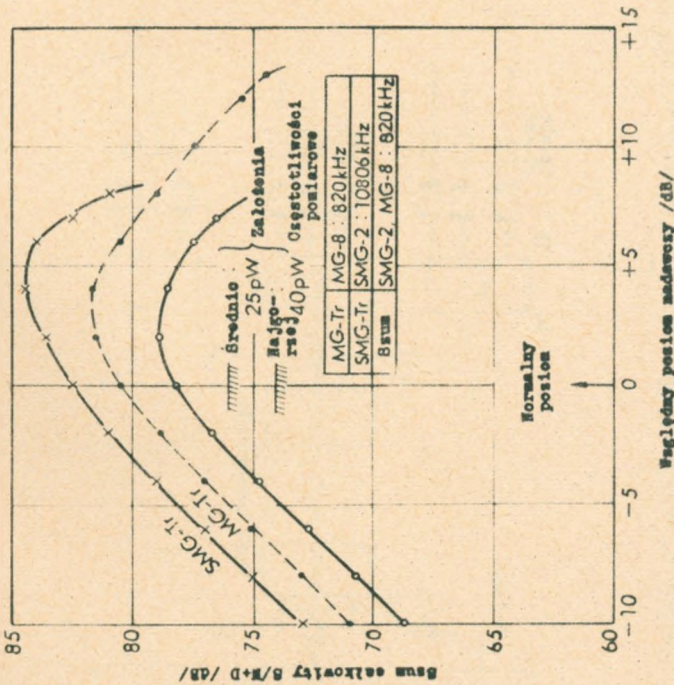
Rys. 46. Szkiecowy schemat trasy do swiadczalnej



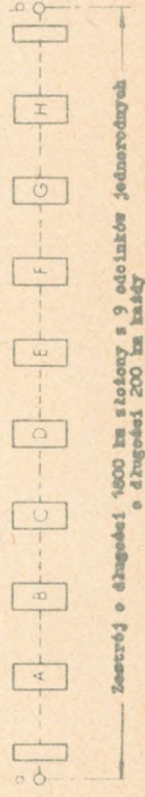
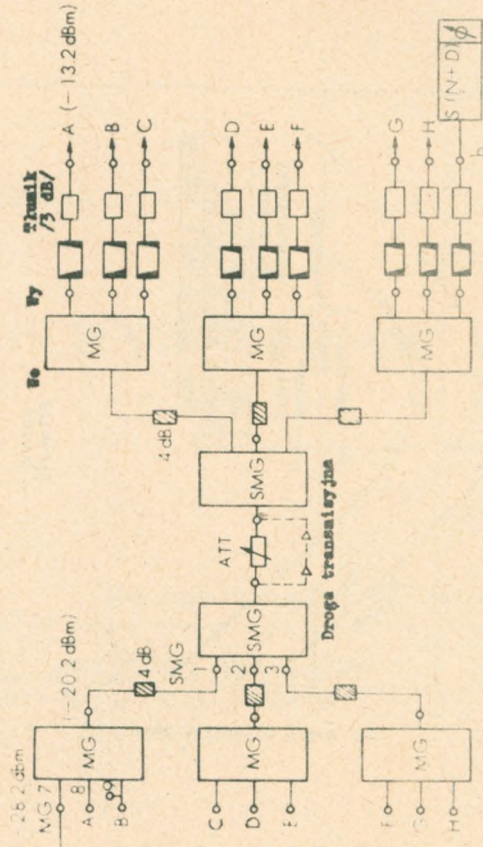
Rys. 47. Charakterystyki przenoszenia traktu liniowego



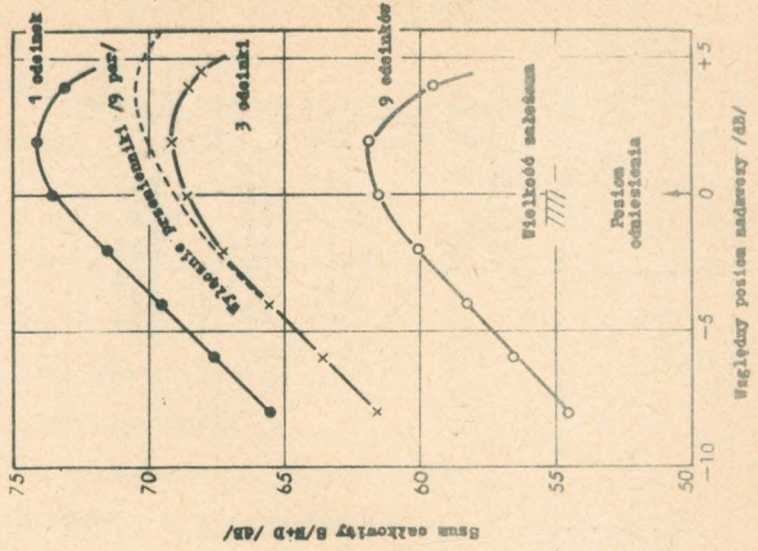
Rys. 49. Charakterystyki szumów traktu liniowego /42 wzmacniaki/



Rys. 48. Charakterystyki szumów urządzeń przemiany



Rys. 50. Schemat blokowy zestawu do pomiaru szumów zestroju dziewięciu grup trójnych



Rys. 51. Szum całkowite zestroju dzie-więciu grup trójnych

