

1 9 7 1

Nr 59

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

WARSZAWA — MIEDZESZYN

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności

PROBLEMY

ŁĄCZNOŚCI



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---



# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 11

WARSZAWA 1971

NR 59

---

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek  
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja  
Problemów Łączności i Przeglądu Zagadnień Łączności

Redaktor Naczelny - mgr inż. Jerzy Rutkowski

Redaktorzy działów:

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

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Egz. Nr

00032

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności  
Format B5. Nakład 560. Druk ukończono  
w kwietniu 1971 r.

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

Edward Dumania, Janusz Zygierewicz

## LINIE RADIOWE PCM

### SPIS TREŚCI

	Str.
1. Ogólne zasady transmisji sygnałów cyfrowych	1
2. Sygnał grupowy PCM i urządzenia krotnic	5
2.1. Przekształcanie sygnałów	5
2.2. Krotnice	11
3. Wymagania jakościowe na linie radiowe PCM szумы, zakłócenia, wymagana moc nadawania	15
4. Właściwości ośrodka transmisyjnego	30
5. Porównanie różnych metod modulacji fali nośnej sygnałem grupowym PCM	34
6. Właściwości linii radiowych PCM i wynikające stąd możliwości ich zastosowania w sieci telekomunikacyjnej	49
7. Urządzenia linii radiowych PCM	63
7.1. Ogólny schemat blokowy stacji	63
7.2. Małokanałowa linia radiowa systemu PCM z modulacją amplitudy	65
7.3. Linia 256-kanalowa	70

	Str.
7.4. 240-kanalowa linia radiowa	73
8. Przyszłość systemów linii radiowych PCM	82
Wykaz literatury	87

Edward Dumania

Janusz Zygierewicz

## LINIE RADIOWE PCM

### 1. OGÓLNE ZASADY TRANSMISJI SYGNAŁÓW CYFROWYCH

Historycznie biorąc, pierwsze telefoniczne systemy wielokrotne na liniach napowietrznych, kablowych i radiowych były oparte na wykorzystaniu zasad zwielokrotnienia częstotliwościowego i w chwili obecnej większość istniejących na świecie systemów łączności telefonicznej pracuje na tej zasadzie. Jak wiadomo ogólnie, praca urządzeń wielokrotnych tego typu polega na tym, że po stronie nadawczej sygnały poszczególnych kanałów telefonicznych lub równoważnych są grupowane na zasadzie podziału częstotliwościowego w jeden szerokopasmowy sygnał zbiorczy, a po przesłaniu sygnału w takiej postaci przez linię transmisyjną o szerokości pasma proporcjonalnej do liczby kanałów telefonicznych następuje rozdzielenie sygnału zbiorczego na sygnały akustyczne, odpowiadające poszczególnym kanałom telefonicznym. Abstrahując od trudności technicznych, koszt takich urządzeń jest stosunkowo wysoki, głównie ze względu na konieczność stosowania drogich i skomplikowanych filtrów, które umożliwiają zachowanie wymaganego stałego odstępu 4 kHz między sąsiednimi kanałami telefonicznymi.

Trudności te skłoniły do zainteresowania się wykorzystaniem zasad podziału czasowego do przesyłania sygnałów telefonicznych. Metoda ta polega na próbkowaniu sygnałów każdego kanału w odstępach czasu dostatecznie krótkich, aby umożliwić po stronie odbiorczej prawidłowe odtworzenie sygnałów o największej częstotliwości, przesyłanych w kanale telefonicznym. Można udowodnić, że  $2 \times n$  próbek na sekundę wystarcza do odtworzenia sygnału o pasmie przenoszenia  $n$  Hz. Ponieważ czas potrzebny na przesłanie jednej próbki jest znacznie krótszy niż przedział czasu oddzielający dwie próbki, powstają wolne okresy czasu, które można wykorzystać do przesyłania próbek sygnałów innych kanałów. Próbkowane sygnały poszczególnych kanałów telefonicznych są przesyłane wspólną linią transmisyjną kolejno w czasie. Szerokość pasma przesyłowego linii w mniejszym stopniu zależy od liczby kanałów telefonicznych niż od innych czynników, przede wszystkim od wymaganego kształtu impulsów. Odpowiednie rozmieszczenie impulsów poszczególnych kanałów w okresie powtarzania ciągu impulsów wszystkich kanałów zapewniają urządzenia synchronizujące, współpracujące ze sobą po stronach nadawczej i odbiorczej. Po stronie odbiorczej po rozdzieleniu impulsów poszczególnych kanałów następuje odwrotne przekształcenie sygnałów impulsowych na pierwotne sygnały akustyczne. Należy podkreślić, że ze względu na wynikające z przesyłania impulsów o krótkim czasie trwania szerokie pasmo, systemy z podziałem czasowym zostały początkowo opracowane przede wszystkim z myślą o zastosowaniu w liniach radiowych.

Istnieją różne metody kodowania sygnałów analogowych w przesyłanych przebiegach impulsowych. Początkowo sygnał był przesyłany na zasadzie zmian parametrów impulsów, przy czym praktyczne zastosowanie znalazła modulacja szerokości lub położenia impulsów. Podstawową wadą przesyłania sygnałów na tej zasadzie jest fakt, że na jakość transmisji mają wpływ wszelkie zniekształcenia przebiegów impulsowych, szumy tłowe i przesłuchy, podobnie jak w innych systemach łączności analogowej, a wszelka poprawa stosunku sygnału do szumów wiąże się z powiększeniem szerokości pasma transmisji. Próby przeciężenia tej trudności doprowadziły do wprowadzenia systemu modulacji kodowo-impulsowej. Polega ona w pierwszym przybliżeniu na tym, że kolejno przesyłane sekwencje impulsów o stałych parametrach zmieniają swój wewnętrzny układ w zależności od poziomu sygnału w okresowo powtarzających się momentach próbkowania. Tak więc parametry przesyłanej informacji sprowadzają się tylko do obecności lub nieobecności impulsów w sekwencji kodowej. Dzięki temu informacja jest w dużym stopniu niezależna od kształtu przesyłanych impulsów. Ze względu na możliwość regeneracji na trasie zniekształcanych przebiegów impulsowych ten rodzaj transmisji cechuje się najmniejszą z dotychczas znanych podatnością na szumy i zakłócenia, a długość trasy, czyli liczba stacji przekaznikowych, ma stosunkowo mały wpływ na jakość transmisji w punkcie odbioru.

Sama idea przesyłania przebiegów analogowych za pomocą zakodowanych sygnałów impulsowych pojawiła się już



dosyć dawno, lecz dopiero w ostatnich latach, wraz z rozwojem techniki układów logicznych i elementów półprzewodnikowych stało się technicznie i ekonomicznie uzasadnione wprowadzenie do użytku modulacji PCM. W pierwszym okresie systemy PCM znalazły zastosowanie w sieciach przewodowych w krótkich liniach połączeniowych między centralami, zwłaszcza w warunkach miejskich, dla szybkiego zwiększenia ich przepustowości. Dopiero w ostatnich latach zajęto się w wielu państwach zagadnieniem wykorzystania modulacji PCM do przesyłania sygnałów telefonicznych za pomocą linii radiowych. Jak na razie wprowadzane są do użytku systemy o małej pojemności rzędu 24 - 32 kanały telefoniczne i czynione są pierwsze próby realizacji systemów o średnich pojemnościach, rzędu 240 - 300 kanałów. Linie radiowe PCM są przeznaczone przede wszystkim do wykorzystania w sieciach niższego rzędu. Ze względu jednak na zalety modulacji impulsowo-kodowej należy liczyć się z szybkim rozwojem tych systemów, przy czym prace są prowadzone zarówno w kierunku zwiększenia przepustowości /przesyłanie również sygnałów telewizyjnych/, jak i zwiększenia zakresu zastosowań omawianego typu linii radiowych, tym więcej że w świecie technicznym coraz bardziej narasta przekonanie o konieczności tzw. integracji sieci przy wszechstronnym zastosowaniu systemów cyfrowych.

Ponieważ większość istniejących systemów telefonicznych opiera się na wykorzystaniu metod analogowych, a centrale telefoniczne pracują na zasadzie przestrzen-

nego rozdziału dróg rozmównych, zachodzi konieczność przy połączeniu systemów transmisyjnych PCM z innymi systemami zamiany sygnałów analogowych na cyfrowe i odwrotnie. Coraz bardziej zaawansowane są jednak prace nad wprowadzeniem telefonicznych central komutacyjnych z rozdziałem czasowym dróg rozmównych. W rezultacie dojdzie więc prawdopodobnie z czasem do stworzenia tzw. zintegrowanej sieci telefonicznej o podziale czasowym, czyli sieci, w której zasady zwielokrotniania w czasie oraz modulacja kodowo-impulsowa są stosowane jednocześnie do komutacji i do transmisji informacji. W miarę jak będzie wzrastała liczba systemów transmisyjnych PCM, w tym i linii radiowych, komutacja z rozdziałem czasowym i modulacja kodowo-impulsowa będą przynosić coraz bardziej wyraźne korzyści, pozwalając na uniknięcie operacji kodowania i dekodowania na wejściu i wyjściu central telefonicznych, przede wszystkim tranzytowych. Wówczas dopiero sieć telekomunikacyjna będzie mogła być traktowana jako integralna całość, którą trzeba optymalizować pod względem technicznym i ekonomicznym.

## 2. SYGNAŁ GRUPOWY PCM I URZĄDZENIA KROTNIC

### 2.1. Przekształcanie sygnałów

W systemach telekomunikacyjnych o zwielokrotnieniu czasowym sygnał nie jest transmitowany w sposób ciągły jak w systemach analogowych o zwielokrotnieniu częstotliwościowym, ale są przesyłane tylko informacje o jego

poziomie /napięciu/ w określonych momentach czasowych. We współczesnych systemach telefonicznych o pasmie częstotliwości akustycznych ograniczonym do 300-3400 Hz stosuje się przesyłanie informacji o poziomie sygnału co 125 usek, co odpowiada tzw. częstotliwości próbkowania 8 kHz. W systemach wielokanałowych pomiędzy informacjami o próbkach sygnału w jednym kanale są przesyłane kolejno informacje o próbkach innych kanałów. Tak na przykład przy transmisji 24-kanałowej na przesłanie informacji o poziomach sygnału w jednym kanale przypada około  $125 : 24 \approx 5,2$  usek, a przy transmisji 32-kanałowej przypada około  $125 : 32 \approx 4$  usek.

W dotychczasowych systemach PCM informacja o poziomie sygnału w momencie próbkowania jest przesyłana w postaci grupy impulsów, obrazującej ten poziom zapisany w systemie dwójkowym, przy czym cyfrze 1 odpowiada istnienie, a cyfrze 0 brak impulsu w odpowiednim przedziale czasowym - w odpowiedniej pozycji impulsowej.

Porównanie zapisów liczb, odpowiadających poziomom sygnału, w ogólnie używanym systemie dziesiętnym z zapisami w systemie dwójkowym podano w tabeli na str. 7.

Przebiegi impulsowe będą rozpatrzone na przykładzie najprostszego systemu 24-kanałowego.

We współczesnych telefonicznych systemach PCM stosuje się rozróżnianie przeważnie  $2^7 = 128$  poziomów sygnału, 0 do  $127^x$ ). Do zapisania tej liczby poziomów w sy-

---

<sup>x)</sup> Istnieją również systemy rozróżniające większą liczbę poziomów.

T a b e l a 1

Liczba zapisana w systemie dziesiętnym	0	1 $2^0$	2 $2^1$	3 $2^1+2^0$
Liczba zapisana w systemie dwójkowym PCM	0000000	0000001	0000010	0000011
Liczba zapisana w systemie dziesiętnym	4 $2^2$	5 $2^2+2^0$	6 $2^2+2^1+2^0$	
Liczba zapisana w systemie dwójkowym PCM	0000100	0000101	0000111	

stemie dwójkowym są potrzebne liczby o 7 pozycjach cyfrowych, a tym samym do przesłania informacji są potrzebne grupy impulsów o 7 pozycjach impulsowych. Dla przykładu: poziom 9 = 0.64 + 0.32 + 0.16 + 1.8 + 0.4 + 0.2 + 1.1 zapisany w systemie dwójkowym będzie miał postać 0001001, a odpowiadający mu sygnał w postaci grupy impulsowej      (istnieją impulsy czwarty i siódmy), analogicznie poziom 78 = 1.64 + 0.32 + 0.16 + 1.8 + 1.4 + 1.2 + 0.1 zapisany w systemie dwójkowym będzie miał postać 1001110, a odpowiadający mu sygnał w postaci grupy impulsowej      /istnieją impulsy pierwszy, czwarty, piąty i szósty/.

Poza przesyłaniem informacji o poziomach sygnału w poszczególnych kanałach w momentach próbkowania system transmisyjny musi umożliwiać również przesyłanie infor-

macji sygnalizacyjnych istniejących w tych kanałach oraz sygnałów synchronizacji dla urządzeń odbierczych.

Do przesłania sygnałów sygnalizacji najczęściej przewiduje się dodatkową ósmą pozycję impulsową w grupie odpowiadającej danemu kanałowi telefonicznemu. Przy tym istnienie impulsu w tej pozycji odpowiada na przykład otwarciu obwodu sygnalizacyjnego, a brak impulsu odpowiada zamknięciu obwodu sygnalizacji (np. zwarcie do ziemi). Tak więc pełna grupa impulsowa dla jednego kanału telefonicznego składa się z ośmiu pozycji impulsowych, w których w zależności od przesyłanego sygnału mogą być lub nie mogą być przesyłane impulsy. Dla 24 kanałów potrzeba więc w cyklu próbkowania 125 usek przewidzieć  $24 \cdot 8 = 192$  pozycje impulsowe.

Do celów synchronizacji cykli próbkowania, zwanych ramkami, przewiduje się jedną dodatkową pozycję impulsową, w której w ramach parzystych jest przesyłany impuls, a w ramach nieparzystych impuls nie jest przesyłany.

Ostatecznie sygnał ramki odpowiadającej cyklowi próbkowania 24 kanałów zawiera 193 pozycje impulsowe.

Ramki takie przy częstotliwości próbkowania 8 kHz powtarzają się co 125 usek. Daje to w wyniku:

$$[24(7+1)+1] \cdot 8000 = 1544000 \text{ pozycji impulsowych na sekundę, co odpowiada szybkości bitowej transmisji } 1,544 \text{ M bit/sek.}$$

Wynika stąd czas trwania jednej pozycji impulsowej (jednego bitu)

$$\frac{1}{1544000} = 0,65 \mu\text{sek}$$

Schematyczny obraz sygnału transmitowanego w systemie 24-kanalowym pokazano na rys. 1<sup>x)</sup>. W sygnale tym w kanale 1 jest przesyłany sygnał sygnalizacji 0 (żyła sygnalizacyjna uziemiona) i sygnał rozmówny o poziomie 1110000 (112), a w kanale 24 jest przesyłany sygnał sygnalizacji 1 (obwód sygnalizacyjny otwarty) i sygnał rozmówny o poziomie 0111111 (63).

Sygnał o postaci pokazanej na rys. 1 przy zachowaniu prostokątności impulsów ma bardzo szerokie widmo i jego przesłanie wymagałoby zajęcia bardzo szerokiego pasma częstotliwości. Systemy PCM są jednak mało wrażliwe na kształt impulsów. W systemach tych istotne jest tylko stwierdzenie obecności lub braku impulsów w określonych przedziałach czasowych, aby można było prawidłowo odtworzyć niesioną przez nie informację. Z tego powodu można dopuścić zniekształcenie impulsów przez ograniczenie od góry ich widma częstotliwości (pasma). Dla prawidłowej pracy systemu wystarcza przesłanie pasma częstotliwości do częstotliwości odpowiadającej tak zwanej częstotliwości bitowej sygnału (zwanej czasem częstotliwością podstawową powtarzania impulsów), która wynosi dla systemu 24-kanalowego 1,544 MHz.

Nie jest również konieczne przesyłanie składowej sta-

---

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

łej sygnału. Tak więc system umożliwia prawidłową pracę przy ograniczeniu pasma transmisyjnego do częstotliwości 1544 kHz dla transmisji 24-kanalowej. Przy czym dodatkowo dopuszczalna jest duża nierównomierność charakterystyki tłumienia w tym pasmie, objawiająca się silnym wzrostem tłumienności dla wzrastających częstotliwości, co ma miejsce w liniach przewodowych wykorzystywanych do przesyłania sygnałów PCM.

Dalsze zmniejszenie pasma niezbędnego do transmisji sygnałów PCM jest możliwe przez przekształcenie impulsów jednokierunkowych (unipolarnych) na impulsy dwukierunkowe (bipolarne), polegające na odwróceniu polaryzacji co drugiego impulsu, jak pokazano na rys. 2, stosowane powszechnie przy transmisjach przewodowych.

Ciąg impulsów bipolarnych ma dwukrotnie mniejszą częstotliwość podstawową powtarzania i można go przesłać przy ograniczeniu do połowy szerokości pasma linii transmisyjnej, to jest do 772 kHz przy transmisji 24-kanalowej.

W tym przypadku zmniejsza się również bardzo wyraźnie udział składowych o bardzo małych częstotliwościach w widmie sygnału.

W systemach o większej krotności, na przykład 32 czy 120, postać sygnału PCM jest podobna, tylko w okresie powtarzania ramki 125 usek jest rozmieszczone odpowiednio więcej, odpowiednio krótszych przedziałów czasowych na kanałowe grupy impulsowe. Wynika stąd konieczność stosowania odpowiednio krótszych impulsów w pozycjach impulsowych, co powoduje zwiększenie szybkości bitowej

transmisji i poszerzenie pasma częstotliwości zajmowanego przez sygnał PCM. Tak na przykład dla systemu 32-kanałowego szwajcarskiego szybkość bitowa wynosi 2,56 M bit/sek, a dla systemu 120-kanałowego japońskiego 7,876 M bit/sek.

## 2.2. Krotnice

Omówione powyżej przekształcanie sygnałów jest przeprowadzane w urządzeniach końcowych systemu, zwanych krotnicami. W krotnicy nadawczej sygnały akustyczne wielu kanałów telefonicznych są zamieniane na sygnał zbiorczy (lub grupowy) PCM, a w krotnicy odbiorczej zachodzi proces odwrotny.

Działanie krotnicy zostanie omówione na przykładzie urządzeń 24-kanałowego systemu firmy NEC [4], przystosowanego do współpracy z kablami telefonicznymi symetrycznymi. Funkcje pełnione przez krotnice innych systemów są analogiczne, mogą zachodzić różnice w rozwiązaniu poszczególnych układów. Linie radiowe współpracują z krotnicami systemów przewodowych lub w przypadku większej krotności ze specjalnymi krotnicami o większej pojemności, które również pracują w analogiczny sposób.

Schemat blokowy krotnicy pokazano na rys. 3, a kształty występujących w niej przebiegów na rys. 4. Przystosowana jest ona do współpracy po stronie akustycznej z 24 liniami telefonii naturalnej o układzie jednotorowym i sygnalizacji prądem stałym typu ziemia-ziemia po dwóch żyłach sygnalizacyjnych, a po stronie impulsowej



do współpracy z symetryczną linią w układzie dwutorowym.

Pracą krotnicy kieruje zespół generatorów impulsowych, wytwarzających napięcia potrzebne do sterowania pozostałych układów. Generator kwarcowy o dużej stabilności wytwarza podstawową częstotliwość 1,544 MHz równą częstotliwości bitowej systemu. Generator ten steruje generator zegarowy (Zegar), wytwarzający ciąg impulsów prostokątnych o czasie trwania 0,32  $\mu$ sek i okresie powtarzania 0,65  $\mu$ sek (g). Generator zegarowy steruje z kolei generator grup impulsów (Gen.grup), wytwarzający impulsy dla poszczególnych pozycji impulsowych w każdej grupie kodowej (h), oraz generator kanałowych impulsów próbkujących (Gen.kan.), wytwarzający impulsy próbkujące dla poszczególnych kanałów (i).

Sygnał telefoniczny dochodzący z żył rozmównych jest rozdzielany w układzie rozwidlenia telefonicznego (Rozw) na kierunek nadawczy i odbiorczy. Sygnał nadawany jest doprowadzany do modulatora kanałowego (Mod.kan.), w którym jest on próbkowany co 125  $\mu$ sek za pomocą impulsów próbkujących (i) o czasie trwania około 1,9  $\mu$ sek. Impulsy te otwierają na ten czas w modulatorze bramkę dla sygnału telefonicznego. W wyniku tego na wyjściu modulatora uzyskuje się ciąg próbek sygnału w postaci impulsów o amplitudach odpowiadających napięciom sygnału w momentach próbkowania (b). Krotnica zawiera 24 takie modulatory, z których impulsy wyjściowe, odpowiednio rozmieszczone kolejno w czasie, są łączone w jeden sygnał zbiorczy (c). Sygnał ten stanowiący mieszaninę próbek wszystkich kanałów jest następnie poddawany kompresji ampli-

tud w kompresorze /Komp./, na wyjściu którego uzyskuje się impulsy o zmniejszonej dynamice zmian amplitudy (d) (potrzeba kompresji jest omówiona w następnych rozdziałach), które są doprowadzane do układu kodującego - koder (Kod.). Koder "przelicza" amplitudy poszczególnych impulsów na system dwójkowy i przekształca doprowadzony do niego sygnał o modulacji amplitudy na sygnał o modulacji kodowej.

W następnym członie łączenia impulsów (Łącz.imp.) do sygnału tego dodawane są wytwarzane w nadajnikach sygnalizacji (Nad.sygn.) i połączone uprzednie impulsy sygnalizacji 24 kanałów i pobierane z generatora grupowego impulsy synchronizacji ramki. W rezultacie otrzymuje się unipolarny sygnał zbiorczy PCM (e). Sygnał ten jest następnie przekształcany w konwerterze biegunowości (Konw.) na sygnał bipolarny (f) i podawany na linię.

W kierunku odbiorczym pracą krotnicy kieruje generator zegarowy (Zegar), który jest sterowany napięciem o częstotliwości 1,544 MHz wybranej z sygnału odbieranego. Dzięki temu uzyskuje się synchronizację generatorów po stronie odbiorczej i nadawczej. Generator impulsów grup (Gen.grup) i generator impulsów kanałowych (Gen.kan.) wytwarzają analogiczne ciągi impulsów jak generatory krotnicy nadawczej.

Sygnał bipolarny PCM odebrany z linii jest wzmacniany we wzmacniaczu (Wzm.). Następnie jest on poddawany konwersji na sygnał unipolarny w konwerterze (Konw.) i doprowadzany do dekodera (Dekod.) i rozdzielacza impulsów (Separ.imp.). W separatorze impulsów są wydzielane

impulsy sygnalizacji, które są doprowadzane do odbiorników sygnalizacji (Odb.sygn.) i przekształcane na sygnały "ziemia-ziemia". W dekodérze sygnał o modulacji kodowo-impulsowej jest przekształcany na odpowiadający mu zbiorczy sygnał impulsowy o zmiennej amplitudzie impulsów, który jest poddawany procesowi odwrotnemu do kompresji w ekspandorze (Eksp.) w celu przywrócenia właściwej proporcji amplitud. Ciąg impulsów o zmiennej amplitudzie jest doprowadzony do demodulatorów kanałowych (Dem.kan.). Demodulatory kanałowe są otwierane kolejno na przeciąg czasu niezbędny dla wydzielenia impulsu danego kanału za pomocą impulsów bramkujących (i), analogicznych do impulsów próbkujących po stronie nadawczej. Następnie w ciągu impulsów jednego kanału jest filtrowana składowa podstawowa, odpowiadająca sygnałowi telefonicznemu tego kanału po stronie nadawczej. Sygnał ten jest wreszcie poprzez rozwidlenie (Rozw.) doprowadzany do linii telefonicznej.

W układzie krotnicy odbiorczej istnieje ponadto układ synchronizacji (Synchr.) wytwarzający, w przypadku zaistnienia chwilowego braku synchronizmu pomiędzy przebiegami po stronie odbiorczej i nadawczej, dodatkowy własny impuls przesuwu doprowadzany do generatora grupowego, który wstawiony w ciąg impulsów grupowych ustala właściwe ustawienie tych ostatnich.

W omawianej krotnicy znajduje się również układ pilotowy, który umożliwia wykrycie uszkodzeń w obwodach przekształcania sygnałów krotnicy nadawczej i odbiorczej. Układ ten działa w kanale pierwszym. W przypadku

gdy jest on wolny, na miejsce próbek tego kanału są wstawiane impulsy o stałej amplitudzie odpowiadającej poziomowi 1010111 i przesyłane łącznie z impulsami innych kanałów. Sygnał ten po stronie odbiorczej jest odczytywany jako napięcie stałe o określonej wartości. Brak w tym okresie napięcia pilotującego lub jego niewłaściwa wartość świadczy o niewłaściwej pracy krotnic. Stan taki jest alarmowany zarówno po stronie nadawczej, jak i odbiorczej.

Ponadto w skład krotnicy wchodzi (nie pokazany na rysunku) układ łączności służbowej, umożliwiający porozumiewanie się ze stacjami wzmacniakowymi na trasie i ich zdalny nadzów. Do przesyłania sygnałów rozmów służbowych i nadzoru wykorzystywana jest dodatkowa para przewodów linii przesyłowej.

### 3. WYMAGANIA JAKOŚCIOWE NA LINIE RADIOWE PCM<sup>x)</sup> SZUMY, ZAKŁÓCENIA, WYMAGANA MOC NADAWANIA

Istnieje dość wyraźna różnica w sposobie określania wymagań jakościowych na transmisję sygnałów cyfrowych w liniach radiowych PCM w porównaniu do powszechnie znanych metod przy transmisji sygnałów analogowych w telefonicznych liniach radiowych o modulacji częstotliwości, współpracujących z krotnicami częstotliwościowymi (zwanymi w skrócie liniami FDM-FM lub po prostu FM).

---

<sup>x)</sup> Nazwą tą określa się telefoniczne linie radiowe o modulacji impulsowo-kodowej, współpracujące z krotnicami PCM.

Przy transmisji sygnałów za pomocą linii FM o jakości transmisji decydują szумы trasy, szумы urządzeń, obce zakłócenia radiowe oraz szумы intermodulacyjne przy pracy wielokanałowej, wywołane różnymi efektami nieliniarnymi. Dla transmisji sygnałów analogowych w systemie FM charakterystyczne jest wyraźne pogorszenie się stosunku sygnału do szumów w kanałach telefonicznych w pewnych momentach na skutek okresowo występujących zaników przy propagacji fal w troposferze. W związku z tym odpowiednie wymagania co do dopuszczalnych szumów na końcu łącza odniesienia 2500 km dla linii FM określają graniczne wartości pogorszenia się jakości na skutek zaników. I tak na przykład przy dopuszczalnych szumach 10000 pW na końcu łącza o długości 2500 km w warunkach normalnych dopuszcza się, że wartość średnia minutowa mocy szumów w całym łączu odniesienia może zwiększyć się do 50000 pW dla 1% czasu i 1000000 pW dla 0,1% czasu. W celu spełnienia tych wymagań urządzenia i trasy linii radiowych FM są tak projektowane, aby w warunkach normalnego tłumienia trasy istniał duży zapas mocy nadajnika, czyli w kanale telefonicznym bardzo duży odstęp sygnału od szumu, który ulega stopniowemu zmniejszeniu w miarę pogorszenia się warunków propagacji. Parametry linii radiowych FM są obliczane dla normalnych warunków pracy z dopuszczeniem pogorszenia się jakości dla krótkich okresów czasu. Dla zapewnienia tej jakości nawet w normalnych warunkach pracy wymagana jest praca znacznie powyżej progu szumów odbiornika. W przypadku linii radiowych PCM sytuacja przedstawia się nieco odmiennie. Dzię-

ki dużej odporności sygnałów PCM na zakłócenia występujące na drodze transmisji, z punktu widzenia jakości transmisji wystarcza, jeżeli odbiornik pracuje przy stosunku sygnału do szumów niewiele wyższym od wartości progowej szumów. Innymi słowy w szerokich granicach zmian tłumienia trasy jakość transmisji PCM pozostaje dość stała i unika się dużych wahań stosunku sygnału do szumów w kanale telefonicznym, występujących przy transmisji FM. Natomiast w celu zapewnienia, aby stosunek sygnału do szumów na wejściu odbiornika linii radiowej PCM nie spadł poniżej wartości progowej (co mogłoby prowadzić nawet do przerwy w transmisji), musi być, podobnie jak i w liniach radiowych FM, zabezpieczona odpowiednia rezerwa mocy na zaniki. W odróżnieniu więc od systemów FM, dla systemu PCM parametry systemu, a zwłaszcza moc nadajnika, określane są przy uwzględnieniu krótkich okresów czasu, w których występować mogą głębokie zaniki. W normalnych warunkach transmisji wpływ szumów jest tak mały, że odpowiednia jakość transmisji jest bez trudu zapewniona. Tak więc moc nadajnika jest tu narzucana głównie przez zależoną rezerwę na zaniki, a nie przez jakość transmisji wymaganą w normalnych warunkach pracy. Ponieważ rezerwa mocy na zaniki jest dla obu systemów podobna, a moc potrzebna w normalnych warunkach propagacji dla zapewnienia dobrej jakości transmisji FM jest większa, przeto wypadkowa moc nadajnika linii radiowej PCM może być znacznie mniejsza niż moc potrzebna dla uzyskania wymaganej jakości transmisji w liniach radiowych FM.

Rozważania te obrazuje rys. 5, na którym podano zależność między mocą sygnału na wejściu odbiornika i stosunkiem sygnału do szumów w kanale telefonicznym, otrzymaną na podstawie pomiarów dla systemów linii radiowych FM i PCM [5].

Z rysunku tego wynika, że przy założeniu stosunku sygnału do szumów w kanale telefonicznym 30 dB dla krótkich okresów czasu, odpowiadających czasowi występowania zaników, wymagana moc sygnału na wejściu odbiorników linii radiowych PCM i FM jest praktycznie taka sama. Natomiast dla długich okresów czasu odpowiadających normalnym warunkom propagacji, przy założeniu wymaganego stosunku sygnałów do szumów w kanale telefonicznym, potrzebna moc na wejściu odbiornika jest dla systemu PCM o kilkanaście decybeli mniejsza niż dla systemu FM, i w związku z tym odpowiednio mniejsza może być wypadkowa moc nadajnika linii radiowej PCM.

W systemach linii radiowych PCM moc nadajnika wymagana dla zachowania narzuconej jakości transmisji może ulec w praktyce dalszemu zmniejszeniu z dwóch powodów. Po pierwsze przy pracy systemów PCM układy odbioru zbiorczego pracują bardziej wydajnie niż w przypadku systemów FM, co zmniejsza potrzebną rezerwę mocy na zaniki. Po drugie ze względu na przewidywane wykorzystanie przez systemy PCM również zakresów częstotliwości mikrofalowych powyżej 11 GHz oraz konfigurację niższych płaszczyzn sieci telekomunikacyjnej, w których linie radiowe PCM o małych i średnich pojemnościach są, jak na razie, wyłącznie stosowane, długości odcinków między

stacjami przekaźnikowymi zostają skrócone do 25-30 km. Ma to duże konsekwencje praktyczne, bowiem uzyskanie wymaganej w tych warunkach maksymalnej mocy nadajników rzędu kilkuset miliwatów jest, przy obecnym stanie technologii, możliwe przy wyłącznym wykorzystaniu elementów półprzewodnikowych, podczas gdy w przypadku linii radiowych FM potrzebna moc nadawania jest znacznie większa.

Rozważania niniejsze najlepiej zilustruje orientacyjny przykład liczbowy. Przyjmijmy, że system 300-krotnej linii telefonicznej PCM pracujący na częstotliwości 11 GHz ma być zainstalowany na odcinku o długości  $d = 30$  km. Dla uzyskania wymaganej jakości transmisji (stopa błędu w granicach  $10^{-6} - 10^{-7}$ ) stosunek sygnału do szumów na wejściu odbiornika powinien przy normalnych warunkach propagacji wynosić około  $a_s = 23$  dB. Tę wartość przyjęto ze względu na założenie 4-poziomowej modulacji fazy i koherentnej detekcji różnicowej. Minimalny stosunek sygnału do szumów na wejściu odbiornika powinien wynosić zgodnie z rys. 8 około 16 dB. Biorąc pod uwagę możliwość stosowania dwóch fal nośnych o wzajemnie prostopadłych polaryzacjach, możliwość interferencji z innych kanałów radiowych oraz konieczność zachowania odpowiedniego marginesu bezpieczeństwa, na przykład ze względu na starzenie się elementów, przyjęto wymienioną wartość 23 dB. Rezerwę na zaniki dla odcinka 30 km można przyjąć równą  $a_z = 20$  dB. Przyjmijmy ponadto do obliczeń zysk kierunkowy anteny parabolicznej o średnicy 1 m równy  $G = 40$  dB, współczynnik szumów



odbiornika  $F = 10$  dB i szerokość pasma kanału radiowego 24 MHz (uzasadnienie podano w rozdz. 6).

Przy tych założeniach moc szumów  $N$  na wejściu odbiornika wynosi:

$$N = k \cdot T_0 \cdot F \cdot B = 4 \cdot 10^{-21} \cdot 10 \cdot 24 \cdot 10^6 \text{ W} = \\ \cong 10^{-12} \text{ W}$$

W okresach czasu wolnych od zaników minimalna moc sygnału na wejściu odbiornika powinna być ( $a_s + a_z$ ) razy, czyli o 43 dB większa. Ponieważ  $43 \text{ dB} = 2 \cdot 10^4$ , w związku z tym wymagana moc sygnału wynosi:

$$C = N \cdot 2 \cdot 10^4 = 2 \cdot 10^{-8} \text{ W}$$

Tłumienie odcinka przesyłowego przy propagacji bez zaników wynosi:

$$a_t = 92,4 \text{ dB} + 20 \lg(d.f_0) \text{ dB} - 2 G = 64,2 \text{ dB} \approx 2,5 \cdot 10^6$$

Stąd moc nadajnika  $W$  powinna wynosić:

$$W = C \cdot a_t = 2 \cdot 10^{-8} \cdot 2,5 \cdot 10^6 \text{ W} = 50 \text{ mW}$$

Zakładając nawet dodatkowe straty mocy w doprowadzeniach antenowych, efekt starzenia się elementów itp. dla zakresu 13 GHz nie byłaby potrzebna większa moc od około 100 mW (dla niższych zakresów częstotliwości w celu zachowania tej samej mocy nadajnika konieczne byłoby stosowanie anten o odpowiednio większych średnicach).

Dla linii radiowych FM, w celu uzyskania podobnej jakości transmisji w kanale telefonicznym w normalnych warunkach propagacji, wymagana moc nadajnika wynosiłaby około 0,5 - 1,0 W, czyli byłaby przynajmniej kilkunastokrotnie większa.

Rozpatrując systemy PCM trzeba przy tym pamiętać, że niezależnie od zniekształceń i szumów na drodze transmisyjnej, sam proces kwantyzacji wprowadza zniekształcenia, które wywołują subiektywnie efekt szumów. Są to stosunkowo duże wartości, na przykład przy kodzie 7-elementowym (128 poziomów kwantyzacji) moc szumów kwantyzacji w kanale telefonicznym w punkcie o poziomie zerowym po przejściu przez jeden komplet krotnic wynosi około  $10^6$  pW. Właściwość tę można pominąć ze względów formalnych, a mianowicie biorąc pod uwagę fakt, że szумы kwantyzacji istnieją wyłącznie w trakcie prowadzenia rozmowy, zaś pomiary szumów w kanałach telefonicznych dowolnych linii transmisyjnych przeprowadza się z zasady w okresach niezajętości kanału i traktując szумы kwantyzacji jako zniekształcenia kwantyzacji. Szумы kwantyzacji w systemie PCM są wynikiem tego, że po stronie odbiorczej odtworzenie pierwotnej wartości sygnału następuje tylko z pewnym przybliżeniem w granicach odstępów poziomów kwantyzacji. Sygnał ciągły jest odtwarzany jako schodkowy. Szумы te są tym mniejsze, im większa jest liczba przedziałów, na które podzielono cały zakres zmian amplitudy sygnału. Moc zniekształceń kwantyzacji jest niezależna od poziomu sygnału i wynosi w przybliżeniu  $a^2/12$ , gdzie  $a$  jest odstępem pomiędzy poziomami kwantyzacji.

Wynika z tego, że odstęp sygnału od szumu kwantyzacji zwiększa się wraz ze wzrostem poziomu sygnału. Aby uzyskać bardziej niezależny stosunek sygnału do szumów od wysterowania, stosuje się specjalne układy komparatorów po stronie nadawczej i ekspandorów po stronie odbiorczej, powodujące sztuczne zmniejszenie dynamiki sygnału poddawanego kwantyzacji, polegające na uwypukleniu sygnałów o małym poziomie w stosunku do sygnałów o dużym poziomie.

Należy również brać pod uwagę szумы własne krotnic przy nieobciążonym kanale telewizyjnym. Krotnica PCM wprowadza szумы własne około 500 pW. Ponieważ zalecenia CCIR określają, że moc szumów w linii radiowej, przy uwzględnieniu szumów powstających w urządzeniach wielokrotnych, nie powinna w normalnych warunkach przekraczać 4 pW/km, wynika stąd, zakładając teoretycznie, że transmisja nie wprowadza żadnych dodatkowych szumów i zniekształceń, że wymagania jakościowe na szумы byłyby spełnione dopiero przy liniach radiowych PCM o długościach powyżej  $\frac{500 \text{ pW}}{4 \text{ pW/km}} = 125 \text{ km}$ .

W przypadku transmisji cyfrowej okazało się korzystniejsze wprowadzenie innego pojęcia określającego jakość i pewność transmisji, niż to było w przypadku transmisji analogowej. Jako miernik jakości transmisji cyfrowej przyjęto mianowicie stopę błędu, określającą, co ile elementów kodu istnieje prawdopodobieństwo wystąpienia przekłamania (w odniesieniu do transmisji binarnej jest to tzw. bitowa stopa błędu). Stopa błędu jest, między innymi, zależna od stosunku sygnału do szumów w

linii, jak to pokazano w tabeli 2 dla kodu binarnego [6].

Dla typowego systemu wielokrotnego PCM o kodzie 8-elementowym i częstotliwości próbkowania 8 kHz szybkość transmisji w kanale telefonicznym wynosi 64 kbt/sek. W kolumnie trzeciej tej samej tabeli pokazano, co jaki średni czas istnieje prawdopodobieństwo przekłamań w kanale telefonicznym w zależności od założonej dopuszczalnej stopy błędu.

T a b e l a 2

Zależność stopy błędu od stosunku szczytowej wartości sygnału impulsowego do średniej wartości szumu bezładnego

Stosunek sygnału do szumów (dB)	Stopa błędu	Przybliżony średni odstęp czasu między dwoma przekłamaniami przy transmisji 64 kbt/sek
7,3	$10^{-2}$	1,56 ms
11,4	$10^{-4}$	156 ms
13,6	$10^{-6}$	15,6 ms
15,0	$10^{-8}$	26 min
16,0	$10^{-10}$	43,4 godz
17,0	$10^{-12}$	180 dni

Przyjmując, że dla zadowalającej jakości rozmowy można dopuścić wystąpienie jednego błędu na minutę otrzymuje się dopuszczalną stopę błędu około  $10^{-6}$ , co odpowiada stosunkowi sygnału do szumów około 14 dB. Wartość ta odnosi się głównie do szumów termicznych.

Przez analogię do wymagań jakościowych transmisji sygnałów analogowych przez linie radiowe FM, w dokumentach roboczych CCIR proponowane jest sformułowanie następujących wymagań dla łącza odniesienia linii radiowej PCM [12].

"Stopa błędów  $k$  nie powinna być przekraczana przez więcej niż 0,01% czasu dowolnego miesiąca, a stopa błędów  $k'$  nie powinna być przekraczana przez więcej niż 0,1% czasu dowolnego miesiąca".

W sformułowaniu tym stopa błędów  $k$  dotyczy szumów termicznych powodowanych przez zaniki, podczas gdy stopa błędów  $k'$  zależna jest od innych źródeł zakłóceń mających wpływ na przekłamanie transmisji cyfrowej. Konkretnie wartości współczynników  $k$  i  $k'$  nie zostały jeszcze ustalone, sprawa wymaga dalszych analiz i badań.

W każdym jednak przypadku wartość przyjętego współczynnika  $k$  będzie większa od  $k'$  (prawdopodobieństwo stopy błędów mniejsze), a wymieniona wartość  $10^{-6}$  będzie się odnosiła do współczynnika  $k$ , czyli najgorszych warunków transmisji.

Ponadto nie wydaje się słuszne proponowanie na obecnym etapie rozwoju linii radiowych PCM łącza odniesienia o długości 2500 km. Dla stosowanych obecnie linii radiowych PCM o małych i średnich krotnościach długość łącza odniesienia nie powinna przekraczać przyjętej w CCIR liczby 280 km (1/9 łącza 2500 km). Dla konkretnych zastosowań i urządzeń linii radiowych PCM długości przyjętych łączy odniesienia wahają się w granicach 100 -  
- 200 km.

Poza omówionymi szumami kwantyzacji i szumami termicznymi przy transmisji sygnałów PCM istnieje jeszcze cały szereg dodatkowych czynników systemowych i układowych, powodujących pogorszenie jakości transmisji, przy czym są one w większości przypadków niezależne lub tylko w małym stopniu zależne od zaników propagacyjnych.

Jako podstawowe źródła zniekształceń i zakłóceń transmisji można wymienić:

- 1) interferencje między impulsami w znaku kodu, powstające głównie na skutek zniekształceń impulsów powodowanych ograniczeniem szerokości pasma przepustowego,
- 2) interferencje między kanałami radiowymi tego samego lub sąsiednich systemów linii radiowych PCM oraz FM,
- 3) wahania częstotliwości i fazy zarówno generatorów fal nośnych, jak i generatorów przebiegów impulsowych,
- 4) wahania poziomów kwantyzacji,
- 5) zmiany napięć zasilania i wahania temperatury otoczenia, prowadzące przede wszystkim do zmniejszenia mocy wyjściowej nadajnika,
- 6) zakłócenia od lokalnych źródeł szumów, istniejących zarówno w urządzeniach linii radiowych, jak i na zewnątrz,
- 7) okresowe zerwanie synchronizacji w grupach kanałów pierwotnych lub wtórnych.

Wszystkie te czynniki powodują pogorszenie stopy błę-

du, czyli w efekcie pogorszenie jakości transmisji w kanale telefonicznym. Najistotniejsze znaczenie, zarówno ze względu na procentowy udział w sumarycznych zniekształceniach jak i z punktu widzenia doboru parametrów systemu, mają interferencje.

#### Interferencje między impulsami w znaku kodu

Na rysunku 6 przedstawiono wykresy obrazujące zależność znormalizowanego stosunku sygnału do szumów  $\frac{S}{Z_n}$  w funkcji znormalizowanej szerokości pasma  $f/f_n$  dla dwóch najbardziej typowych przypadków modulacji: 2-poziomowa i 4-poziomowa, różnicowa, koherentna, modulacja fazy przy koherentnej detekcji różnicowej [13]. Wprowadzone przy tym następujące oznaczenia:

- S - moc odbieranej fali nośnej,
- f - pasmo częstotliwości przepuszczania filtru o charakterystyce Gaussa dla 3 dB punktów wzrostu tłumienia,
- $f_n$  - pasmo odniesienia równe liczbowo prędkości transmisji grupowego sygnału PCM oznaczonego jako B,
- $Z_n$  - moc szumów w pasmie częstotliwości o szerokości  $f_n$ ,
- $P_e$  - stopa błędu.

Linie kropkowane odnoszą się do przypadku idealnego przy braku interferencji między impulsami, gdy wymagana moc fali nośnej reśnie proporcjonalnie do szerokości pa-

sma przepuszczania obwodów wejściowych odbiornika. Krzywe naniesione linią ciągłą odnoszą się do wartości średnich otrzymanych przy wzięciu pod uwagę wszystkich możliwych sekwencji impulsów, natomiast krzywe naniesione linią przerywaną - dla najbardziej niekorzystnego przypadku sekwencji.

Przy określaniu powyższych przebiegów przyjęto, że zniekształcenia amplitudowe i fazowe impulsów są tego rodzaju, że w danym momencie czasowym na dany impuls oddziałują tylko impulsy poprzedzające i następujące. Przyjęta wartość stopy błędu  $10^{-6}$  odpowiada wymaganej jakości transmisji w kanale telefonicznym, a wartość  $10^{-3}$  progu szumów odbiornika, poniżej którego przestaje się uzyskiwać zysk związany ze stosowaniem modulacji PCM i może dojść nawet do zupełnej przerwy w transmisji.

Przedstawione powyżej wykresy odnoszą się tylko do najbardziej w obecnej chwili lansowanych metod modulacji fazy fali nośnej sygnałem cyfrowym, przy koherentnej detekcji różnicowej. Jak widać, dla przypadku takiego 4-poziomowa modulacja fazy jest bardziej podatna na interferencje między impulsami niż modulacja 2-poziomowa. Warto jednak zaznaczyć, że przy zastosowaniu detekcji koherentnej podatność obu metod modulacji na tego typu interferencje byłaby mniej więcej taka sama i wówczas modulacja 4-poziomowa uwydatniałaby w pełni swoje zalety, tzn. byłaby dwukrotnie mniejsza szerokość wykorzystywanego pasma przy tej samej mocy nadawania w porównaniu do modulacji fazy 2-poziomowej. Należy ponadto stwierdzić, że wszystkie inne warianty modulacji i demodulacji,



a w szczególności modulacja amplitudy fali nośnej przy detekcji obwiedni, są w znacznie większym stopniu podatne na zniekształcenia wywołane interferencjami między impulsami.

### Interferencje między kanałami radiowymi

Na rysunku 7 przedstawiono w postaci wykresów wyniki pomiarów znormalizowanego stosunku sygnału do szumów w funkcji odstępów między kanałami radiowymi  $d$  przy 2-poziomowej modulacji fazy i koherentnej detekcji dla dwóch przypadków [14].

- 1) jednego sygnału interferującego,
- 2) dwóch sygnałów interferujących.

Pomiary były przeprowadzone dla systemu PCM 24-kanałowego przy szybkości transmisji 1,544 megabita na sekundę. Sygnał był kodowany różnicowo tak, że stała faza fali nośnej odnosiła się do stanu bitowego 0, a fala przesunięta o  $180^\circ$  do stanu bitowego 1. Dwa niezależne generatory były stosowane dla modulacji fali nośnej interferującej i interferowanej, przy czym częstotliwości tych fal przypadły w zakresie 70 MHz. Wyjściowy filtr nadawczy miał pasmo przepuszczania 2,5 MHz, co odpowiada znormalizowanej szerokości pasma  $f/f_n = 1,14$ .

Odstęp między kanałami  $d$  był określony jako:

$$d = \frac{f_2 - f_1}{f_n}$$

gdzie:  $f_1$  - częstotliwość kanału podlegającego interferencji,

$f_2$  - częstotliwość kanału interferującego,

$f_n$  - znormalizowana szerokość pasma, równa liczbowo szybkości transmisji cyfrowej B.

Wykresy naniesione linią ciągłą zdejmowane były dla dwóch wartości stopy błędu  $P_e = 10^{-3}$  i  $P_e = 10^{-6}$ , odpowiadających tym samym warunkom pracy linii co przy interferencji między symbolami omówionymi poprzednio. Dla porównania na tym samym wykresie naniesiono linią kropkowaną przebieg dla kodu nieróżnicowego i linią przerywaną przebieg dla kodu różnicowego.

Rysunek 7a odnosi się do przypadku interferencji i jednego sąsiedniego kanału o tym samym poziomie co kanał zakłócany. Rys. 7b odnosi się do przypadku dwóch sąsiednich kanałów w tym samym odstępnie od kanału zakłócanego i o tym samym poziomie co kanał zakłócanego.

Warto zaznaczyć, że obliczona teoretycznie krzywa interferencji  $S/Z_n$  w funkcji  $d$ , przy zastąpieniu w rozważaniach szumów wprowadzanych przez kanał interferujący szumami białymi o tej samej mocy o rozkładzie Gaussa, wykazała bardzo dużą zgodność z wynikami pomiarów dla przypadku dwóch sygnałów interferujących.

Na zakończenie trzeba zaznaczyć, że na temat skłonności na interferencje różnych metod modulacji i detekcji fali nośnej są w tej chwili prowadzone na świecie zakrojone na szeroką skalę próby symulacyjne za pomocą maszyn matematycznych, które powinny dać ogólną odpowiedź na to zagadnienie.

Rozważania niniejsze dotyczyły transmisji sygnałów

telefonicznych, a w przypadku transmisji sygnałów cyfrowych, na przykład transmisji danych, zalety systemu linii radiowych PCM uwydatniają się wyraźniej.

#### 4. WŁAŚCIWOŚCI OŚRODKA TRANSMISYJNEGO

Rozpatrując zagadnienie transmisji sygnałów cyfrowych za pomocą linii radiowych, trzeba wziąć również pod uwagę właściwości ośrodka, w którym przesyłane są sygnały, czyli właściwości transmisyjne kanału radiowego, na które zasadniczy wpływ mają z kolei warunki propagacji w troposferze. Zasadniczą cechą kanałów radiowych jest to, że warunki propagacyjne ulegają ciągłym zmianom, zarówno w czasie jak i w odniesieniu do częstotliwości. Dodatkowy wpływ wywierają szумы i zakłócenia zewnętrzne, przy czym wpływ ten będzie szczególnie krytyczny w okresie występowania silnych zaników.

Najbardziej określają właściwości ośrodka transmisji charakterystyki obrazujące dla ustalonych częstotliwości zmiany średniej wartości tłumienia transmisji w czasie, ze szczególnym uwzględnieniem zmian sezonowych, oraz prawdopodobieństwo rozkładu szybkich i wolnych zaników lub innych fluktuacji natężenia pola w punkcie odbioru w odniesieniu do wartości średniej, zwane zanikami nieselektywnymi. Inną interesującą charakterystyką będzie rozkład czasów trwania i szybkości wzrostu tłumienia trasy w przypadku nagłych zaników.

Z kolei dla danego momentu czasu podstawową charakterystyką będzie charakterystyka obrazująca zależność am-

plitudy (tłumienia) i fazy od częstotliwości, określana mianem zaniku selektywnego.

W przypadku transmisji sygnałów cyfrowych o małej szybkości do 10 Mbit/sek w odniesieniu do charakterystyki transmisyjnej w funkcji częstotliwości można przyjąć, że tłumienie jest stałe, a faza zmienia się liniowo w wąskim pasmie częstotliwości, odpowiadającym widnu ciągu impulsów. W tym więc przypadku wystarczy wyłącznie rozpatrywanie zaników nieselektywnych.

Przeciwna sytuacja ma miejsce przy transmisji cyfrowej z dostatecznie dużą szybkością ponad 100 Mbit/sek. W tym przypadku bowiem czas trwania impulsu jest na tyle krótki, że można przyjąć, iż w tym czasie tłumienie i faza nie ulegają zmianie. Natomiast staje się konieczne branie pod uwagę zniekształceń impulsów i wynikających stąd między nimi interferencji, powodowanych wystąpieniem selektywnego zaniku.

W ogólnym jednak przypadku, kiedy szybkość transmisji nie może być uznana ani za bardzo małą, ani za bardzo dużą, należy niestety brać pod uwagę wszelkie wchodzące w grę charakterystyki transmisyjne zarówno w funkcji czasu, jak i częstotliwości.

Z rozważań powyższych wynika, że na jakość transmisji sygnałów cyfrowych przez linie radiowe, wyrażoną w wartościach stopy błędu, mają wpływ trzy zasadnicze czynniki:

- błędy wynikające ze wzrostu białego szumu w czasie występowania zaników nieselektywnych,

- błędy wynikające z występowania selektywnych zaników w czasie nieobecności szumów, które wyznaczają górną granicę szybkości transmisji przy założonej wartości stopy błędu,
- błędy wynikające ze zmian tłumienności i fazy w funkcji czasu i częstotliwości.

Ogólna stopa błędu jest wynikiem błędów powodowanych tymi trzema przyczynami. Stosowanie odbieru zbiorczego znacznie zmniejsza prawdopodobieństwo występowania błędu.

Wpływ zmian charakterystyk transmisyjnych w funkcji czasu i częstotliwości jest ilościowo różny w zależności od stosowanych metod modulacji i demodulacji fali nośnej impulsowym sygnałem cyfrowym. Wynika to teoretycznie z samych tych metod i zostało potwierdzone praktycznie na podstawie wielu prób. Tak na przykład w przypadku modulacji fali nośnej polegającej na kluczowaniu jej częstotliwości lub fazy przed układem detektora jest wstawiany układ ogranicznika amplitudy, który może w normalnych warunkach transmisji usunąć szkodliwy wpływ zaników. Wystarczy wówczas ograniczyć rozważania do wpływu przypadkowych zmian częstotliwości lub fazy wielkiej częstotliwości. Krytycznymi czynnikami dla tego rodzaju źródeł błędów transmisji będą: pasmo częstotliwości i częstotliwość występowania zaników.

Należy zwrócić uwagę, że mimo małej podatności na szumy w pewnym zakresie zmian tłumienia trasy przy przesyłaniu sygnałów o modulacji kodowo-impulsowej występu-

ją trudności transmisyjne związane z szerokością pasma wymaganego przy przesyłaniu impulsów o krótkim czasie trwania. Z punktu widzenia wykorzystania będącego do dyspozycji pasma częstotliwości jest to w pewnej mierze kompensowane przez obniżone wymagania na liniowość i małą podatność na przesłuchy międzykanałowe oraz zakłócenia intermodulacyjne, zwiększa jednak podatność systemu na zaniki selektywne i wymaga szczególnie troskliwego projektowania tras linii radiowych. W szczególności istnienie ostrego progu szumowego odbiornika przy modulacji kodowo-impulsowej wymaga w pewnych przypadkach zabezpieczenia większej rezerwy na zaniki w porównaniu do konwencjonalnych systemów linii radiowych o modulacji częstotliwości, ponieważ dla linii radiowych PCM zanik głębszy od przewidzianego może spowodować nie tylko znaczne pogorszenie jakości transmisji, jak w przypadku linii radiowych FM, ale może powodować chwilowe zerwanie łączności.

Z drugiej jednak strony, stosowanie w praktyce regeneracji impulsów czyni te linie bardzo mało wrażliwe na wzrost poziomu szumów, spowodowany zmianami tłumienia trasy w dość dużych granicach poniżej wartości progowej. Ze względu na tę cechę przewiduje się wykorzystanie do przesyłania sygnałów PCM również wyższych zakresów częstotliwości mikrofalowych, powyżej 11 GHz. Wykorzystanie tych częstotliwości przez linie FM napotykało, jak wiadomo, znaczne trudności związane z dużymi wahaniami tłumienia trasy, spowodowane głównie wpływami opadów atmosferycznych. Również konieczność stosowania krótkich odcinków nie jest w przypadku modulacji

PCM większą przeszkodą ponieważ, ze względu na regenerację impulsów po każdym skoku, zwiększenie liczby odcinków przy danej sumarycznej długości trasy linii radiowej ma mały wpływ na jakość transmisji, czego nie można powiedzieć w odniesieniu do linii radiowych FM. Innymi słowy, istnieje stosunkowo mała kumulacja szumów i zniekształceń na stacjach przekaźnikowych dopóki stosunek sygnału do szumów na wejściu urządzeń odbiorczych leży powyżej wartości progowej.

## 5. PORÓWNANIE RÓŻNYCH METOD MODULACJI FALI NOŚNEJ SYGNAŁEM GRUPOWYM PCM

Podobnie jak w przypadku przesyłania za pomocą linii radiowych innego typu sygnałów, również i sygnał impulsowy PCM może modulować falę nośną bezpośrednio lub pośrednio. W przypadku linii radiowych FM przystosowanych do przesyłania sygnałów telefonicznych o zwielokrotnieniu częstotliwościowym modulacja częstotliwości pośredniej i następnie uzyskiwanie modulowanej fali nośnej na zasadzie przesuwu częstotliwości ma szereg zalet, z których najważniejsze to małe szумы wprowadzane przez stacje przelotowe przy stosowaniu połączenia na częstotliwości pośredniej oraz jednakowy sposób pracy układów modulacyjnych dla wszystkich stacji systemu.

Przy modulacji kodowo-impulsowej korzyści te nie są jednak tak wyraźne, ponieważ po pierwsze połączenia nawet na stacjach przelotowych są z reguły realizowane na ciągu impulsów w celu możliwości ich regeneracji i u-

niknięcia akumulacji zniekształceń, a po drugie ze względu na charakter przebiegów impulsowych i sposób zakodowania sygnału nieliniowość układów modulacji nie odgrywa większej roli. Z tych też względów w obecnie zrealizowanych systemach linii radiowych PCM sygnał impulsowy moduluje stopień końcowy generatora mocy w nadajniku wprost, niezależnie od przyjętej metody samej modulacji.

Wydaje się, że ze względów systemowych modulacja bezpośrednia będzie nadal powszechnie stosowana, zwłaszcza w odniesieniu do linii bliskiego zasięgu, chyba że w konkretnym przypadku za stosowaniem modulacji pośredniej przemawiałyby względy techniczne lub ekonomiczne, na przykład łatwiejsze wykonanie układu nadajnika przy zastosowaniu będących do dyspozycji elementów półprzewodnikowych, możliwość uzyskania większej mocy wyjściowej, zmniejszenie prawdopodobieństwa interferencji międzykanałowych itp.

Należy z kolei określić najbardziej dogodne metody modulacji fali nośnej sygnałem zbiorczym PCM. Dogodność ta może być przy tym rozumiana rozmaicie, w zależności od konkretnych wymagań i narzuconych warunków pracy linii. I tak na przykład punktem wyjścia rozważań mogą być: prawdopodobieństwo zniekształceń sygnałów cyfrowych, podatność na interferencje i możliwość zakłócania pracy innych systemów, możliwości zastosowania linii w sieci ze względu na kompatybilność z już istniejącymi systemami linii radiowych itp.

Wydaje się jednak, że podstawą rozważań nad właściwościami różnych metod modulacji, nie negując konieczno-



ści uwzględnienia innych czynników w specyficznych przypadkach, powinny być: wymagana dla danej jakości transmisji moc promieniowania, wymagany minimalny odstęp częstotliwościowy między kanałami radiowymi oraz stopień skomplikowania układów. Taką podstawę rozważań przyjęto między innymi w zgłoszonych dokumentach CCIR, w których zaczerpnięto podane zestawienia (tabela 3). Dla uzyskania konkretnych danych liczbowych przyjęto przy tym, że źródłem powstawania błędów są szumy białe o rozkładzie Gaussa i dopuszczalna stopa błędu wynosi  $10^{-6}$ , co jest powszechnie akceptowane dla kanałów telefonicznych.

W tabeli wprowadzono następujące oznaczenia:

W - wymagana moc względna

$$W = 10 \log_{10} (W_{in} / w_n f_n)$$

gdzie:  $W_{in}$  - odbierana maksymalna statyczna moc sygnału,

$w_n$  - gęstość mocy szumów na wejściu odbiornika,

$f_n$  - szerokość pasma odniesienia równa liczbowo szybkości transmisji cyfrowej (w megabitach na sekundę)

B - szybkość transmisji cyfrowej (megabity na sekundę)

F - współczynnik systemowy.

Wartość F jest różna dla różnych wariantów metod modulacji i demodulacji podanych w tabeli. Współczynnik

ten jest wyznaczany tak, aby stwarzał kompromis między dwoma przeciwstawnymi tendencjami:

- szerokie pasmo przepustowe (a więc duży odstęp między kanałami radiowymi), zapewniające przesyłanie sygnałów impulsowych bez zniekształceń,
- wąskie pasmo przepustowe (a więc mały odstęp między kanałami radiowymi), prowadzące do możliwości powstania dużych interferencji między impulsami (rys. 6) i dające system podatny na szумы.

Optymalna wartość współczynnika  $F$  powinna zawierać się w granicach 1-2. Do czasu jednak zdobycia dostatecznych doświadczeń w tym zakresie nie można się na ten temat ostatecznie wypowiedzieć, tak że odstępy między kanałami radiowymi określane iloczynem  $B \times F$  nie mogą być rozpatrywane w bezwzględnych wartościach liczbowych, a tylko porównywane w sposób względny, mając dodatkowo na uwadze, że współczynnik  $F$  nie będzie miał najprawdopodobniej wartości stałej, lecz będzie się liczbowo różnił dla poszczególnych metod modulacji i detekcji.

W liniach PCM stosowane są obecnie różnorodne metody modulacji i demodulacji fali nośnej. Wynika to z eksperymentalnego w dużej jeszcze mierze charakteru urządzeń i zastosowań linii w sieci. Ze względu na dużą liczbę wchodzących w rachubę czynników systemowych i układowych trudno jeszcze w chwili obecnej wybrać optymalne rozwiązanie pod względem technicznym i ekonomicznym. Wydaje się jednak, że i w przyszłości będzie równolegle stosowane kilka różnych metod modulacji, w za-

leżności od konkretnych wymagań i przewidywanych warunków pracy linii w sieci.

Ogólnie biorąc, podobnie jak w innych systemach linii radiowych, stosowane są modulacje amplitudy, częstotliwości i fazy, przy czym ze względu na impulsowy charakter transmisji idzie tu nie o ciągłą modulację, a o kluczowanie (dwa stany) amplitudy, częstotliwości lub fazy fali nośnej w takt impulsów modulujących. W ramach poszczególnych metod modulacji istnieją różne sposoby kluczowania i detekcji. Poza znanymi metodami modulacji amplitudy i częstotliwości przy transmisji cyfrowej stosowane są przede wszystkim różne warianty modulacji i demodulacji fazy, a w szczególności:

- Modulacja (kluczowanie) różnicowa fazy (DC PSK - differential coherent phase shift keying), w której informacja jest zawarta w zmianie fazy fali nośnej w dwu sąsiednich przedziałach czasowych w odróżnieniu od normalnej modulacji fazy, w której informacja jest zawarta w zmianie fazy fali nośnej w stosunku do fazy odniesienia.
- Detekcja różnicowa, koherentna fazy, przy której porównywane są fazy w dwóch sąsiednich przedziałach czasowych, a zmiana fazy jest wykorzystywana do określenia obecności lub braku impulsu kodu w danym przedziale czasowym w odróżnieniu od demodulacji koherentnej synchronicznej, przy której faza odbieranej fali nośnej jest porównywana z fazą fali odniesienia, synchronicznej z falą odbieraną, wytwarzanej w odbiorniku w

T a b e l a 3

Metoda modułacji	Wariant	W (dB)	Odstęp kanałowy	Uwagi
1	2	3	4	5
Modulacja amplitudy	Pełna fala nośna Dwie wstęgi boczne Detekcja obwiedni	17	FB	Prosta, małe wykorzystanie pasma, duża moc sygnału
	Dwie wstęgi boczne, tłumiona fala nośna Detekcja koherentna	10,5	FB/2	Skomplikowana
	Dwie wstęgi boczne, tłumiona fala nośna Detekcja koherentna różnicowa	12,8	FB/2	Skomplikowana
	Jedna wstęga boczna, tłumiona fala nośna	7,5	FB/2	Skomplikowana, brak wykorzystania zakresu dolnych częstotliwości

1	2	3	4	5
	Szczałkowa wstęga boczna, tłumiona fala nośna. Detekcja koherentna	8,3	0,6 FB	Dość skomplikowana
Modulacja amplitudy	Szczałkowa wstęga boczna, zredukowana fala nośna. Detekcja koherentna	11,8	0,6 FB	Dość prosta
	Szczałkowa wstęga boczna, tłumiona fala nośna 50% modulacja amplitudy i detekcja obwiedni	17,8	0,6 FB	Prosta, podatna na zniekształcenia impulsowe, duża moc sygnału
Modulacja przy detekcji koherentnej	2-poziomowa	10,5	FB	Dość skomplikowana, odporna na zniekształcenia, małe wykorzystanie pasma
	4-poziomowa	10,5	FB/2	Dość skomplikowana, odporna na zniekształcenia

c.d. tabl. 3.

1	2	3	4	5
Modulacja fazy przy de-tekcyj koherentnej	8-poziomowa	13,8	FB/3	Skomplikowana, ekonomiczne wykorzystanie pasma
Modulacja fazy przy de-tekcyj koherentnej różnicowej	2-poziomowa	11,2	FB	Dosyć prosta, wrażliwa na zniekształcenia, małe wykorzystanie pasma
	4-poziomowa	12,8	FB/2	Dość prosta, wrażliwa na zniekształcenia
	8-poziomowa	16,8	FB/3	Skomplikowana, duża moc sygnału, ekonomiczne wykorzystanie pasma

c.d. tabl. 3

1	2	3	4	5
Modulacja częstotliwości przy de- tekcyj za po- mocą dy- skrymi- natora	2-poziomowa	13,4	FB	Prosta, małe wy- korzystanie pasma
	3-poziomowa	15,9	FB/2	Dość prosta
	4-poziomowa	20,1	FB/2	Dość prosta, du- ża moc sygnału
	8-poziomowa	25,5	FB/3	Skomplikowana, duża moc sygnału, ekonomiczne wyko- rzystanie pasma

celu określenia obecności lub braku impulsu kodu w danym przedziale czasowym.

Zestawienie najważniejszych właściwości poszczególnych rodzajów modulacji i demodulacji przedstawiono w tabeli 3 na str. 39.

Na podstawie powyższego zestawienia można dla danego przypadku, uwzględniając najistotniejsze potrzeby i wymagania na linii radiowe, dokonać wyboru najbardziej właściwej metody modulacji i demodulacji fali nośnej. Poza wymaganiami na moc nadawania, szerokość zajmowanego pasma i stopień skomplikowania układu trzeba jednak dla każdego przypadku wziąć pod uwagę i inne względy, które mogą w ostatecznym rachunku rzutować na wybór konkretnego wariantu. Nie ma możliwości wymienienia w tym miejscu wszystkich możliwych czynników, ale dla przykładu można wskazać na następujące:

I tak różne metody modulacji są podatne w różnym stopniu na interferencje i w związku z tym należy rozpatrzyć wstępnie warunki otoczenia, w jakich przewidywana jest praca systemu. Podatność na interferencje może przy tym wyrażać się w różny sposób, na przykład detekcja koherentna jest bardziej tolerancyjna w stosunku do zakłóceń od detekcji koherentnej różnicowej, natomiast przy wystąpieniu bardzo silnych interferencji przy detekcji koherentnej potrzeba znacznie dłuższego czasu do uzyskania ponownej synchronizacji urządzeń odbiorczych z nadawczymi. W każdym przypadku najbardziej szkodliwe są przy tym zakłócenia prowadzące do zmiany charakterystyk tłumienia i fazy linii transmisyjnej w funkcji czę-



stotliwości, ponieważ powoduje to zniekształcenie przesyłanych impulsów. Z tego też względu szkodliwe są selektywne zaniki i to tym bardziej, im przy danym rodzaju modulacji potrzebne jest szersze pasmo.

Gdy do budowy linii o modulacji kodowo-impulsowej pragnie się wykorzystać z pewnych względów części składowe istniejących urządzeń linii przystosowanych do przesyłania sygnałów o modulacji częstotliwości, zastosowanie modulacji częstotliwości fali nośnej wydaje się rozwiązaniem najbardziej właściwym. Na wybór rodzaju modulacji dla takiego przypadku będą miały również wpływ istniejący w wykorzystywanym systemie rozkład częstotliwości fal nośnych i stosunkowo duża moc wyjściowa nadajnika, większa niż byłaby potrzebna przy realizacji systemu wyłącznie do przesyłania sygnałów PCM.

Z punktu widzenia możliwości i zakresu automatycznej kontroli wzmocnienia systemu o modulacji fazy lub częstotliwości mają wyraźne korzyści w porównaniu do systemów pracujących z wykorzystaniem modulacji amplitudy.

Trzeba również pamiętać, że o wzajemnym rozmieszczeniu kanałów wielkiej częstotliwości poza szerokością pasma zajętego przy takim rodzaju modulacji decydują takie względy, jak możliwość wykorzystywania fal o polaryzacji wzajemnie prostopadłej, możliwość wykorzystania pojedynczych układów stacji przekaźnikowych dla kilku kanałów radiowych, metod technicznych stosowanych do separacji kanałów itp.

Biorąc pod uwagę wszystkie podstawowe aspekty zagadnienia i dokonując eliminacji w ten sposób, że odrzuca

się metody modulacji wiążące się z dużymi wymaganiami na moc wyjściową nadajników, ze znacznym skomplikowaniem układów lub wyjątkowo małą ekonomicznością wykorzystania pasma, wydają się najbardziej właściwe następujące 4 warianty rozwiązania:

- 1) modulacja amplitudy, szczątkowa wstęga boczna, zredukowana fala nośna, detekcja koherentna;
- 2) 2- lub 4-poziomowa modulacja fazy, detekcja koherentna różnicowa;
- 3) 2-poziomowa modulacja częstotliwości, detekcja za pomocą dyskryminatora;
- 4) modulacja amplitudy, pełna fala nośna, dwie wstęgi boczne, detekcja obwiedni.

Rozpatrując z kolei tylko te cztery wybrane warianty ze względu na prostotę układową, należałoby wysunąć na czoło albo modulację amplitudy z detekcją obwiedni, albo 2-poziomową modulację częstotliwości. Jednakże jednocześnie trzeba zwrócić uwagę na to, że wymagane pasmo jest 2-krotnie szersze niż przy 4-poziomowej modulacji fazy, a system odznacza się dużą podatnością na szumy i zakłócenia.

Z punktu widzenia ekonomicznego wykorzystania pasma 4-poziomowa modulacja fazy z koherentną detekcją różnicową wydaje się najlepszym rozwiązaniem. Dodatkowo system modulacji fazy pozwala na wykorzystywanie tej samej częstotliwości fali nośnej dla dwóch kanałów radiowych przy dwóch wzajemnie prostopadłych polaryzacjach.

Najmniejszą podatnością na szумы, czyli najmniejszym wymaganym stosunkiem sygnału do szumów na wejściu odbiornika, odznacza się z kolei modulacja amplitudy ze szczątkową wstęgą boczną, jednakże ze względu na dość znaczne skomplikowanie układowe i ogólną tendencję odchodzenia od metod modulacji amplitudowych szersze jej rozpowszechnienie nie rokuje większych nadziei.

Pomijając specyficzne przypadki stosowania prostej modulacji amplitudy lub częstotliwości ze względów wspomnianych uprzednio, w nowoczesnych rozwiązaniach telefonicznych linii radiowych PCM istnieje wyraźna tendencja do wprowadzania systemu 2 lub 4-poziomowej modulacji fazy i koherentnej detekcji różnicowej. Na rysunku 8 przedstawiono zależność wartości przewidywanej stopy błędu od stosunku mocy sygnału do szumu na wejściu odbiornika dla dwóch wariantów modulacji fazy przy szybkości nadawania sygnałów cyfrowych 20 megabitów/sek [12].

Warto zaznaczyć, że wyniki pomiarów zgodne są w dużym stopniu z wynikami przewidywań teoretycznych, gdy  $f/f_n$  jest większe od 1,2 dla modulacji dwupoziomowej i większe od 0,8 dla modulacji czteropoziomowej. Przy większych szerokościach pasm można przyjąć, że zniekształcenia powodowane zakłóceniami między impulsami są w praktyce do pominięcia w porównaniu do innych źródeł błędów.

Z rysunku powyższego widać również, że zniekształcenia wynikające z różnego typu interferencji wzrastają ze wzrostem liczby poziomów modulacji fazy. W związku z tym ze wzrostem liczby poziomów szerokość zajmowanego pasma nie może maleć liniowo, tzn. jak  $1/m$  przy  $m$  - liczbie

poziomów, lecz w nieco wolniejszy sposób ze względu na przewidywany wzrost interferencji. Z tego też względu nie wydaje się, żeby stosowanie modulacji o większej liczbie poziomów niż cztery w celu lepszego wykorzystania pasma było w praktyce opłacalne, tym bardziej że wymagania na moc nadawania rosną, a układy stają się coraz bardziej skomplikowane.

W przypadku omawianych systemów pracujących z wykorzystaniem koherentnej detekcji różnicowej głównymi przyczynami powodującymi niestabilność pracy i pojawianie się związanych z tym zniekształceń są: 1) zmiany fazy w linii opóźniającej w układzie detektora; 2) zmiany fazy powodowane zmianami częstotliwości pośredniej.

W układach realizowanych praktycznie udało się uzyskać zmiany temperaturowe czasu opóźnienia na linii opóźniającej (kabel z materiałem izolacyjnym teflonem) rzędu  $4 \cdot 10^{-5} / 1^\circ\text{C}$ . Zmiany częstotliwości pośredniej są głównie powodowane przez zmiany częstotliwości  $\Delta f$  generatorów lokalnych w urządzeniach nadawczym i odbiorczym. Wynika stąd, że wymagana stabilność wielkiej częstotliwości  $f_{w.cz}$  powinna być  $f_{pośr} / f_{w.cz}$  razy większa niż stabilność wymagana od częstotliwości pośredniej  $f_{pośr.}$ . Przykładowo można podać, że przy  $f_{w.cz} = 2 \text{ GHz}$  i  $f_{pośr.} = 70 \text{ MHz}$  musi być zapewniona stabilność wielkiej częstotliwości  $\left| \frac{\Delta f_{w.cz}}{f_{w.cz}} \right| \leq 2 \cdot 10^{-5}$  aby wzrost szumów powodowany niestabilnością nie przekraczał 1 dB.

Dla porównania trzeba podać, że w przypadku detekcji koherentnej dla podobnego warunku stabilność generatora

lokalnego musiałaby wynosić  $1 \cdot 10^{-5}$ , czyli byłaby dwukrotnie większa. Również w warunkach występowania silnych zaników koherentna detekcja różnicowa wykazuje większą stabilność, ponieważ odpada konieczność stawiania dodatkowych wymagań zapewnienia synchronizacji fali nośnej, której zerwanie może nastąpić zarówno na skutek zniekształceń odbieranego sygnału, jak i znacznego zmniejszenia się stosunku sygnału do szumów.

Reasumując powyższe rozważania, wydaje się najbardziej celowe stosowanie przy przesyłaniu jednej grupy kanałów (np. 24) PCM dwupoziomowej modulacji fazy, która w miarę rozwoju systemu, gdyby zachodziła potrzeba przesłania dwóch grup kanałów PCM bez powiększenia szerokości wykorzystywanego pasma, powinna być zastąpiona przez czteropoziomą modulację fazy, chociaż i w tym przypadku czasami bardziej korzystne może się okazać zastosowanie dwóch fal nośnych o wzajemnie prostopadłych polaryzacjach.

Technicznie rzecz biorąc, proponowana czteropoziomowa modulacja fazy polega na tym, że generowana w nadajniku fala nośna zostaje rozłożona na dwie składowe przesunięte względem siebie o  $90^\circ$ , z których każda zmienia fazę o  $180^\circ$  w takt dwóch niezależnych sygnałów grupowych PCM. Po tej modulacji dwoma niezależnymi, lecz o zsynchronizowanych przebiegach, sygnałami PCM, obie zmodulowane fale nośne są wypromieniowane, w wyniku czego powstają cztery przebiegi przesunięte względem siebie o  $90^\circ$ , odpowiadające czterem możliwym kombinacjom sygnałów modulujących:

wektor fali nośnej 1 (położenie $0^{\circ}$ )	$0^{\circ}$	$360^{\circ}$	$180^{\circ}$	$180^{\circ}$
wektor fali nośnej 2 (położenie $90^{\circ}$ )	$90^{\circ}$	$270^{\circ}$	$90^{\circ}$	$270^{\circ}$
wypadkowy wektor fali nośnej	$45^{\circ}$	$315^{\circ}$	$135^{\circ}$	$225^{\circ}$

Przez podwójne wykorzystanie fali nośnej uzyskuje się również podwójne wykorzystanie pasma częstotliwości, lecz przy utrzymaniu tej samej całkowitej mocy nadajnika traci się 3 dB pod względem odporności na zakłócenia. Tak więc pasmo częstotliwości sygnału PCM jest dalej takie samo, tzn. zachowane są wszystkie zalety modulacji szerokopasmowej, natomiast uzyskuje się jednocześnie podwójne wykorzystanie tego samego kanału radiowego. Dalsze zwiększenie wykorzystania kanału radiowego jest możliwe przez zastosowanie "polaryzacji krzyżowej", tzn. wykorzystanie dwóch fal nośnych o tych samych częstotliwościach i wzajemnie prostopadłych polaryzacjach.

## 6. WŁAŚCIWOŚCI LINII RADIOWYCH PCM I WYNIKAJĄCE STĄD MOŻLIWOŚCI ICH ZASTOSOWANIA W SIECI TELEKO- MUNIKACYJNEJ

Perspektywy rozwoju transmisji radiowej PCM zależą od ustalenia, w jakiej mierze radiowa transmisja sygnałów cyfrowych jest lepsza lub przynajmniej równoważna metodom analogowym pod względem:

a) możliwości wykorzystywania przy rozbudowie sieci telekomunikacyjnej,

- b) właściwości użytkowych w eksploatacji,
- c) jakości i pewności transmisji,
- d) wykorzystania będących do dyspozycji pasm częstotliwości w zakresie mikrofal,
- e) zmniejszenia kosztów urządzeń.

Dotychczas w powszechnym użyciu były telefoniczne linie radiowe, pracujące na zasadzie modulacji częstotliwości fali nośnej sygnałem grupowym, otrzymywanym z krotnic częstotliwościowych. Jednakże dalszemu rozszerzaniu sieci linii radiowych FDM - FM stanęły na przeszkodzie następujące względy:

1. Zagęszczenie tras linii radiowych, zwłaszcza w obszarach uprzemysłowionych o gęstym zaludnieniu; linie radiowe PCM ze względu na zasady modulacji impulsowej i możliwość regeneracji przebiegów po każdym odcinku są mniej podatne na interferencje i możliwa jest realizacja bardziej rozbudowanej konfiguracji sieci przy częściowym wykorzystaniu tych samych częstotliwości fal nośnych; jest to szczególnie istotne dla niższych płaszczyzn sieci. Dodatkowo maleją trudności związane z koegzystencją linii radiowych ze stale się rozbudowującymi systemami łączności satelitarnej.
2. Ograniczoność zakresów wykorzystywanych częstotliwości w pasmie 1-11 GHz. Wykorzystanie przez linie radiowe FM wyższych zakresów częstotliwości napotyka przeszkody związane z dużymi wahaniami tłumienności

transmisji w tych zakresach częstotliwości ze względu na wpływy opadów atmosferycznych, jednak dzięki małemu wpływowi zaników (w pewnym zakresie ich głębokości) na jakość transmisji sygnałów PCM można będzie wykorzystać zakresy wyższe, do około 40 GHz.

3. Stosowanie linii radiowych FM w niższych płaszczyznach sieci wiąże się z wieloma odgałęzzeniami na trasie, co prowadzi do pogorszenia jakości transmisji w kanałach nieodgałęzionych. Koncepcja podziału czasowego pozwala na odgałęzianie na każdej stacji przekaźnikowej dowolnej liczby kanałów bez pogorszenia jakości pracy kanałów pozostałych; istnieje łatwość rozbudowy sieci z wieloma punktami węzłowymi.
4. Systemy komutacyjne, pracujące na zasadzie przestrzennego rozdziału dróg rozmównych, są stopniowo wypierane przez systemy pracujące na zasadzie podziału czasowego, wzrasta również zapotrzebowanie na transmisję danych o charakterze cyfrowym. W tych warunkach systemy transmisyjne analogowe zmuszają do stosowania układów dla przekształcania sygnałów analogowych na cyfrowe i odwrotnie, co pociąga za sobą pogorszenie jakości transmisji i podwyższa koszty; systemy PCM oparte na podziale czasowym i transmisji cyfrowej nadają się szczególnie do transmisji znaków cyfrowych, tworząc zarazem podstawy do całkowitej integracji sieci opartej o zasady transmisji cyfrowej.
5. Urządzenia FM dotychczas stosowane są stosunkowo drogie zarówno w odniesieniu do krotnic (filtry), jak i



układów wielkiej częstotliwości (stosunkowo duża moc nadajnika); systemy PCM przynajmniej docelowo, po wprowadzeniu pełnej tranzystoryzacji i techniki obwodów scalonych, będą znacznie tańsze, zwłaszcza w odniesieniu do krótkich tras i gęstych sieci lokalnych.

6. Należy ponadto zwrócić uwagę na fakt, że systemy cyfrowe umożliwiają w prosty sposób zrealizowanie dla każdego kanału telefonicznego po kilka kanałów sygnalizacyjnych (od 1 do 4 w zależności od rodzaju krotnicy i przewidywanego rodzaju współpracy z urządzeniami central telefonicznych). Dzięki temu upraszcza się w istotny sposób realizacja samych urządzeń transmisyjnych.

Zagadnienia jakości i pewności transmisji linii radiowych PCM zostały szeroko omówione w rozdz. 3. Wystarczy więc tylko wspomnieć, że linie radiowe PCM ogólnie nie ustępują pod względem tych parametrów liniom radiowym FM, a w pewnych specyficznych przypadkach, na przykład pracy przy dużych wahaniami tłumienia trasy lub pracy przy narażeniu na interferencje z zewnątrz, nawet je przewyższają.

Jednym z najpoważniejszych zarzutów w stosunku do rozwijających się systemów linii radiowych PCM był początkowo zarzut małego wykorzystania pasma częstotliwości ze względu na to, że modulacja kodowo-impulsowa jest z założenia modulacją szerokopasmową, co wiąże się z wykorzystywaniem wąskich impulsów w kodzie binarnym. Dla-

tego też prace rozwojowe poszły w kierunku przezwyciężenia tych trudności i, jak zostanie niżej wykazane, pod względem wykorzystania pasma oba systemy są w chwili obecnej mniej więcej równoważne.

Przy rozpatrywaniu wykorzystania pasma częstotliwości należy rozróżniać pojemność transmisji w pasmie pojedynczego kanału radiowego oraz wykorzystanie pasma wielkiej częstotliwości ze względu na rozkład kanałów radiowych, tzn. ile kanałów radiowych może pracować równocześnie na tej samej trasie w danym pasmie częstotliwości radiowych, co stanowi kryterium do określenia pojemności ruchu dalekosiężnego na głównych trasach. Najlepiej w tym przypadku rozpatrzeć cechy systemu PCM przez porównanie ich z systemem FM, będącym obecnie w eksploatacji.

W przypadku systemu FM o pojemności kanału radiowego 1800 kanałów telefonicznych w pasmie radiowym o szerokości 500 MHz można utworzyć 8 par kanałów radiowych w odstępach 29,65 MHz, co oznacza, że cała linia pozwala na realizację 14400 łączy telefonicznych.

Przyjmijmy, że obecna technika pozwala jak na razie realizować systemy PCM o maksymalnej krotności około 300 kanałów telefonicznych. Przy zwielokrotnieniu czasowym, częstotliwości próbkowania 8 kHz i kodzie 8-impulsowym na jedną rozmowę przypada 64 kbit/sek. Zakładając szerokość pasma nieco większą od częstotliwości podstawowej ciągu impulsów, można przyjąć pasmo 30 kHz na kanał, a zatem przy systemie 300-kanałowym szerokość pasma wynosi około 24 MHz. Oznacza to, że do transmisji

grupy 300 kanałów PCM potrzebne jest pasmo o szerokości około 24 MHz. Zakładając odstęp między kanałami radiowymi taki sam jak w systemie FM 1800, można stwierdzić, że w pasmie 500 MHz można by zrealizować 8 kanałów radiowych o pojemności 300 kanałów telefonicznych PCM każdy, co daje w sumie 2400 łączy telefonicznych. W rzeczywistości pojemność tę można znacznie zwiększyć, po pierwsze ze względu na małą podatność systemów PCM na interferencje wydaje się w praktyce możliwe zmniejszenie odstępu między kanałami, po drugie zastosowanie omówionej w rozdziale 5 czteropoziomowej modulacji fazy pozwala na podwójne wykorzystanie tego samego pasma częstotliwości, a po trzecie wreszcie możliwe jest stosowanie na trasach tzw. "polaryzacji krzyżowej". Oznacza to, że przez dwie anteny promieniowane są dwie fale nośne o tych samych częstotliwościach i dwóch wzajemnie prostopadłych polaryzacjach, każda modulowana niezależnym sygnałem grupowym. W praktyce uzyskuje się przy tym odsprężenie między kanałami radiowymi około 25 dB, co pozwala w zupełności na przesłanie dwóch niezależnych sygnałów PCM bez wzajemnych zakłóceń, natomiast nie jest wystarczające do transmisji w tym samym pasmie dwóch sygnałów FM (sprawę tę należy zresztą jeszcze przebadać doświadczalnie odnośnie wzajemnego odsprężenia dwóch fal nośnych przy selektywnym zaniku jednej z fal polaryzowanych). Oznacza to sumarycznie poczwórne wykorzystanie tego samego kanału radiowego.

Zasadniczo więc już przy obecnej technice przy trans-

misji sygnałów PCM można uzyskać prawie takie samo wykorzystanie pasm częstotliwości jak przy sygnałach FM, jednakże przy założeniu maksymalnej krotności 300 kanałów telefonicznych PCM oznacza to, że dla uzyskania tej samej dużej pojemności co w dalekosiężnym systemie FM trzeba pracować kilkakrotnie większą liczbą wiązek łączący. Oznacza to również, że mimo tańszych krotnic z podziałem czasowym w porównaniu do krotnic z podziałem częstotliwościowym i większej prostoty urządzeń wielkiej częstotliwości przeznaczonych do transmisji sygnałów PCM, transmisja sygnałów PCM przy pełnym wykorzystaniu pasma częstotliwości dalekosiężnej linii radiowej o dużej pojemności byłaby droższa w stosunku do transmisji sygnałów FM. Sytuacja w tym zakresie może ulec radykalnej zmianie dopiero po wprowadzeniu do użytku urządzeń wielokrotnych PCM o znacznie większych krotnościach, pozwalających nawet na przesyłanie sygnałów telewizyjnych.

Dotychczasowe rozważania dotyczyły pojedynczej trasy linii. Należy jednak wziąć pod uwagę również krzyżowanie się tras i punkty węzłowe, zwłaszcza w odniesieniu do sieci niższego rzędu, w której małopojemnościowe systemy PCM znajdują przede wszystkim zastosowanie. Rozpatrując punkt węzłowy, najbardziej istotne ze względu na wykorzystanie pasma częstotliwości jest to, pod jakim najmniejszym kątem mogą być wzajemnie ustawione anteny dwóch linii radiowych, pracujących przy wykorzystaniu kanału radiowego o tej samej częstotliwości. Na rysunku 9 pokazane są dwa możliwe wówczas przypadki zakłóceń, a mianowicie ze stacji węzłowej na stację końcową i odwrot-

nie, przy czym ponieważ kąt  $\alpha$  jest z reguły mniejszy od kąta  $\beta$ , zakłócenia tego drugiego typu są znacznie groźniejsze. Kierunkowość anteny oraz tłumienie listków bocznych w stosunku do wartości listka głównego muszą więc być odpowiednio duże, aby zapewniony był odpowiedni stosunek fali nośnej użytecznej do fali zakłócającej, wymagany zarówno przy normalnej pracy bez zaników, jak i przy założeniu najniekorzystniejszego przypadku występowania zaniku na trasie fali użytecznej.

Rozważania teoretyczne potwierdzone wynikami badań pozwoliły na stwierdzenie, że w warunkach omawianego uprzednio wielokrotnego wykorzystania kanału radiowego i gwiazdzistej wielokierunkowej pracy stacji węzłowej przy liniach PCM stosunek mocy użytecznej fali nośnej do mocy fali zakłócającej w warunkach najniekorzystniejszych zaników nie może być mniejszy od 100, co odpowiada odstępowi 20 dB. Wartość ta nie byłaby wystarczająca dla systemów FM, ponieważ w liniach tego typu dla uzyskania wymaganej jakości transmisji potrzebny byłby wyższy stosunek sygnału do szumów i zakłóceń na wejściu odbiornika. W praktyce oznacza to, że przy zastosowaniu podobnego typu anten i przy wykorzystaniu tego samego zakresu częstotliwości kąt między dwoma kierunkami transmisji może być w przypadku sygnałów PCM mniejszy niż w przypadku sygnałów FM, co daje w efekcie lepsze wykorzystanie pasma częstotliwości, a także znacznie ułatwia planowanie sieci.

Reasumując można stwierdzić, że pod względem wykorzystania pasma częstotliwości transmisja sygnałów PCM w

stosunku do sygnałów FM jest nieco mniej korzystna w przypadku pojedynczych linii dalekosiężnych o dużej pojemności. Natomiast w przypadku linii radiowych dla niższych płaszczyzn sieci, o dużym rozgałęzieniu, o wielu punktach węzłowych i krótkich odcinkach rzędu 30 km, pozwalających na zachowanie małej rezerwy mocy nadajników na zaniki, zastosowanie systemów PCM może przynieść wszechstronne korzyści.

Rozważania powyższe dotyczyły tylko transmisji sygnałów telefonicznych. W przypadku transmisji danych o charakterze cyfrowym przepustowość systemu PCM-PSK jest z założenia kilkakrotnie większa od przepustowości systemu FDM-FM o tej samej pojemności telefonicznej.

Jedną z zalet systemów linii radiowej PCM, omówioną już szerzej w rozdziale 3, jest mniejsza wymagana moc nadajnika. Pozwala to już w obecnym stanie techniki na realizację urządzeń w pełni półprzewodnikowych, nawet w wyższych pasmach częstotliwości zakresu mikrofalowego, co przynosi znaczne korzyści w odniesieniu do niezawodności i warunków eksploatacji urządzeń.

Aby móc w przybliżeniu porównać koszty linii radiowych PCM i FM, należy wziąć pod uwagę orientacyjnie sposób budowy tych urządzeń. W przypadku linii radiowych FM powszechnie stosowana jest modulacja częstotliwości pośredniej, tak więc w skład nadajników wchodzi: modulator częstotliwości pośredniej, układ przemiany częstotliwości oraz wzmacniacz mocy. Przy zastosowaniu elementów półprzewodnikowych dla uzyskania wymaganej mocy nadajnika należy stosować dużą moc wyjściową generatora

lokalnego i wzmacniacza mocy częstotliwości pośredniej. Natomiast w przypadku PCM sygnał grupowy po łatwym, w porównaniu do wysokolinearnej modulacji częstotliwości przy FM, kluczowaniu fazy wielkiej częstotliwości, może być wprost doprowadzany do wyjściowego wzmacniacza mocy, wymagania na liniowość którego są bardzo ograniczone. Tak więc nadajnik linii radiowej PCM może się składać tylko z półprzewodnikowego generatora mocy (mniejszej niż w przypadku linii radiowych FM) oraz prostego układu diodowego do kluczowania fazy.

Wymagania na selektywność filtrów, tłumienność, niedopasowanie oraz liniowość fazy po stronie urządzeń nadawczych i odbiorczych są również znacznie łagodniejsze niż w przypadku urządzeń FM. Podobnie odnosi się to do wymagań na tłumienie listków bocznych anten. Natomiast bardziej skomplikowane i kosztowne są układy demodulacji ze względu na konieczność stosowania synchronizacji urządzeń odbiorczych z nadawczymi oraz układów logicznych. W rezultacie przy obecnym stanie techniki można przyjąć, że koszt urządzeń wielkiej częstotliwości systemów PCM jest tego samego rzędu lub nieco niższy niż systemów FM, przy czym wraz z wprowadzeniem nowej techniki koszt urządzeń PCM będzie proporcjonalnie coraz bardziej malał. Jednak biorąc pod uwagę, że krotnice PCM są tańsze od krotnic FM, zwłaszcza przy małych pojemnościach systemów, koszt urządzeń linii radiowej PCM powinien być nieco niższy niż koszt analogicznej linii radiowej FM. Uwzględniając dodatkowo mniejsze koszty eksploatacji, można stwierdzić, że zastosowanie linii

PCM, zwłaszcza w niższych płaszczyznach sieci, jest w pełni ekonomicznie uzasadnione.

W systemach transmisyjnych PCM można w pełni wykorzystać najnowsze zdobycze techniki i technologii w produkcji urządzeń elektronicznych. W odniesieniu do wszystkich układów impulsowych mogą znaleźć wszechstronne zastosowanie układy logiczne i obwody scalone, co pozwala na miniaturyzację sprzętu i zwiększenie jego niezawodności eksploatacyjnej. Wymagana mniejsza niż w przypadku linii radiowych FM moc pozwala na budowę sprzętu całkowicie opartego na wykorzystaniu elementów techniki ciała stałego nawet dla zakresu częstotliwości powyżej 10 GHz, co było dotychczas możliwe tylko w małym stopniu w przypadku linii radiowych FM. Mniejsze wymagania na liniowość i większa odporność na interferencje pozwalają również na stosowanie w większym zakresie peryskopowego zasilania anten i wyeliminowanie kłopotliwych falowodów oraz stosowanie różnego typu pasywnych stacji retransmisyjnych.

Obecny rozwój sieci telefonicznych sugeruje następujące docelowe warianty systemów linii radiowych o modulacji kodowo-impulsowej:

- 1) systemy linii radiowych bliskosiężnych o małej pojemności (w praktyce tylko jedna grupa pierwotna systemu PCM o krotności 24 lub 32 kanały telefoniczne),
- 2) systemy linii radiowych średniego zasięgu o większej pojemności; średnia długość linii wynosiłaby około 250 km, pojemność kilkaset kanałów telefonicznych,



zgrupowanych w jednej do czterech grup wtórnych systemu PCM (szybkości transmisji od poniżej dziesięciu do kilkudziesięciu megabitów/sekundę),

- 3) systemy linii radiowych dalekiego zasięgu o dużej pojemności; długość linii wynosiłaby do kilku tysięcy kilometrów, a pojemność byłaby równoważna kilku tysiącom kanałów telefonicznych, co umożliwiałoby m.in. przesyłanie sygnałów telewizyjnych (szybkość transmisji do kilkuset megabitów/sekundę).

Rozpatrując zagadnienie w tym aspekcie można stwierdzić, że obecnie linie radiowe PCM są mniej więcej w połowie przewidywanego rozwoju. Systemy o pojemnościach 24 lub 32 kanałów produkuje już wiele krajów, a systemy o krotnościach 240 lub 480 kanałów są we wstępnych fazach wprowadzania do eksploatacji.

W odniesieniu do linii radiowych PCM o małych pojemnościach dąży się przede wszystkim do zapewnienia prostoty i małych kosztów urządzeń. W związku z tym rezygnuje się często z zalet stosowania bardziej skomplikowanych metod modulacji i detekcji i stosuje prostą modulację amplitudy fali nośnej oraz detekcję obwiedni.

W systemach o średniej pojemności bezkonkurencyjna wydaje się omówiona w rozdziale 5 czteropoziomowa modulacja fali nośnej i koherentna detekcja różnicowa, pozwalająca m.in. na równoczesne przesyłanie na jednej częstotliwości nośnej czterech grup wtórnych przy dodatkowym wykorzystaniu dwóch polaryzacji fal nośnych. Ponieważ w pierwszym etapie rozwoju zakłada się mniej-

szą przepustowość linii, może się również okazać korzystne ze względów układowych stosowanie modulacji fazy dwupoziomowej.

Wydaje się, że metoda czteropoziomowej modulacji fazy będzie również wykorzystywana w systemach o dużej pojemności, chociaż w pewnych przypadkach ze względu na wykorzystanie pasma może być konieczne stosowanie modulacji o większej liczbie poziomów. W przypadku linii radiowych o dużych pojemnościach oczekuje się przy tym rozwiązania problemu łączenia grup wtórnych. Uwzględnia się tu metody zwielokrotnienia czasowego lub częstotliwościowego i to zarówno na częstotliwości fali nośnej jak i na częstotliwości pośredniej, chociaż teoretycznie jest również możliwe przesyłanie większej liczby grup wtórnych na jednej fali nośnej przez proporcjonalne zwiększenie liczby poziomów modulacji fazy, jeśli zostaną opracowane, technicznie i ekonomicznie uzasadnione, metody rozwiązań układowych.

W chwili obecnej są prowadzone w kilku krajach próby symulacyjne różnych wariantów rozwiązań na maszynach matematycznych, które pozwolą na wyciągnięcie wstępnych wniosków co do właściwości poszczególnych metod.

Odnośnie sposobów połączeń na stacjach przekaźnikowych, to w przypadku linii o małych i średnich pojemnościach jest i będzie prawdopodobnie nadal powszechnie stosowane łączenie odbiornika z nadajnikiem na ciągu impulsów zgodnie z zasadą bezpośredniej modulacji fali nośnej. Dzięki zastosowaniu w stacjach przekaźnikowych

układów regeneracji impulsów unika się przy tym w dużym stopniu akumulacji szumów na trasie linii radiowej. Natomiast przy liniach radiowych dalekosiężnych o dużych pojemnościach może się okazać bardziej układowo korzystne zastosowanie modulacji pośredniej i połączeń na częstotliwości pośredniej.

Dalszej analizy i badań praktycznych wymaga zagadnienie kształtu przesyłanych impulsów, co wiąże się z wymaganiem na szerokość wykorzystywanego pasma. Jak o tym mówiono w rozdziale 3, w przypadku zbyt wąskiego pasma zniekształcenie impulsów prowadzi do interferencji między impulsami, natomiast poszerzenie pasma wiąże się poza mniejszym wykorzystaniem zakresu częstotliwości ze wzrostem wpływu szumów termicznych. Wydaje się, że najbardziej optymalna szerokość pasma będzie odpowiadała liczbowo szybkości transmisji (im większa szybkość transmisji, tym węższe muszą być stosowane impulsy). Niezależnie jednak od ostatecznego przyjęcia konkretnych wartości będzie zawsze zalecane stosowanie po stronie nadawczej i odbiorczej filtrów ograniczających o charakterystyce Gaussa, odznaczającej się łagodnym przejściem z pasma przepuszczania do pasma tłumienia, co zapobiegnie zniekształceniom obwiedni impulsów prowadzącym do powstawania między nimi interferencji.

Podobnie jak w nowoczesnych systemach linii radiowych FM należy przyjąć stosowanie w systemach PCM automatycznego przełączania transmisji na kanały rezerwowe oraz zdalnej kontroli i sterowania dla umożliwienia pracy stacji bez obsługi.

W przypadku systemów PCM należy przewidywać szerokie wykorzystywanie układów odbioru zbiorczego, które pracują bardziej wydajnie niż w systemach FM. Wynika to z tego, że w przypadku systemów PCM wymagana moc nadajnika jest narzucona przez założoną rezerwę na zaniki, a nie przez wymagania normalnej pracy jak w systemie FM, przy których dla uzyskania tego samego stosunku sygnału do szumów w kanale telefonicznym co w systemie PCM potrzebny jest znacznie większy stosunek sygnału do szumów na wejściu odbiornika. W systemie PCM w normalnych warunkach pracy stopa błędu jest tak mała, że zniekształcenia transmisji mogą być w praktyce pominięte i krytyczne parametry systemu są dobierane dla krótkich odcinków czasu, w których może wystąpić silny zanik.

## 7. URZĄDZENIA LINII RADIOWYCH PCM

### 7.1. Ogólny schemat blokowy stacji

Linie radiowe PCM zaczęły wchodzić do eksploatacji stosunkowo niedawno. W urządzeniach tych wykorzystywane są najnowsze osiągnięcia naukowe i techniczne. Cechują się one małymi wymiarami, małymi poborami mocy i dużą niezawodnością pracy w porównaniu z urządzeniami dawniejszymi, w których jest stosowana modulacja częstotliwości.

Stacja linii radiowej systemu PCM (dla jednego kanału radiowego) składa się z odbiornika, nadajnika i regeneratora względnie regeneratorów impulsów, jak pokazano na rys. 10. W przypadku stacji końcowej urządzenia radio-

we współpracują z krotnicami PCM lub liniami przewodowymi systemu PCM zwykle za pośrednictwem regeneratorów impulsów (rys. 10a), a w przypadku stacji przekaźnikowej wyjście odbiornika jest połączone z wejściem nadajnika na sygnale PCM za pośrednictwem regeneratora impulsów (rys. 10b). Nie jest w tym przypadku na ogół stosowane, powszechne w liniach FM, połączenie nadajnika z odbiornikiem na częstotliwości pośredniej. A więc urządzenia stacji końcowych są identyczne z urządzeniami stacji przekaźnikowych.

W nadajniku wytwarzana jest fala nośna i przeprowadzana jest jej modulacja sygnałem grupowym PCM uprzednio zregenerowanym dla nadania impulsom możliwie prostokątnych kształtów. Do modulacji wykorzystywany z reguły jest przy tym sygnał unipolarny. Jeżeli więc z linii lub krotnicy dochodzi sygnał bipolarny, należy przeprowadzić jego konwersję na sygnał unipolarny.

Zasadniczo można stosować każdy z rodzajów modulacji fali nośnej, a więc modulację amplitudy (AM), modulację częstotliwości (FM) lub modulację fazy (PM), przy czym dla pełnego wykorzystania zalet modulacji impulsowej stosuje się kluczkowanie (modulację 100%) amplitudy, częstotliwości lub fazy. Cechy charakterystyczne tych rodzajów modulacji omówiono poprzednio. Praktycznie w urządzeniach projektowanych specjalnie dla systemów PCM stosuje się kluczkowanie amplitudy ze względu na prostotę urządzeń lub kluczkowanie fazy ze względu na zalety tego rodzaju modulacji w stosunku do innych. Teoretycznie można również przesyłać sygnały PCM za pomocą odpo-

wiednio adaptowanych urządzeń linii radiowych o modulacji częstotliwości, doprowadzając na wejście modulatora zamiast sygnału zbiorczego o zwielokrotnieniu częstotliwości sygnały impulsowe PCM. Jednakże w tym przypadku nie są w pełni wykorzystywane zalety transmisji cyfrowej PCM.

Poniżej zostaną opisane typowe rozwiązania praktycznych urządzeń i systemów linii radiowych PCM, a mianowicie: prostego systemu małokanałowego z zastosowaniem kluczenia amplitudy, systemu 256-kanałowego z zastosowaniem kluczenia fazy przy wykorzystaniu istniejących urządzeń i rozbudowanego systemu 240-kanałowego z zastosowaniem poczwórnego kluczenia fazy.

## 7.2. Małokanałowa linia radiowa systemu PCM z modulacją amplitudy

### Cechy ogólne

Za przykład urządzeń linii radiowej systemu PCM, w których zastosowano kluczenie amplitudy, mogą posłużyć urządzenia nadawczo-odbiorcze opracowane przez szwajcarską firmę Hasler [16]. Urządzenia te są przystosowane do współpracy z urządzeniami (krotnicami) systemu 32-kanałowego o szybkości transmisji 2,56 megabitów/sekundę i pracują w pasmie częstotliwości 7125-7725 MHz. Rozwiązanie układowe i konstrukcyjne jest przystosowane do zastosowania w niższych płaszczyznach sieci w krótkich liniach o jednym kanale radiowym. Szczególną uwagę zwrócono na mały pobór mocy, małe wymiary,

małe koszty urządzeń i instalacji oraz na łatwość instalowania i eksploatacji.

Poza sygnałami PCM urządzenia umożliwiają przesyłanie sygnałów służbowych za pośrednictwem dodatkowej płytkiej modulacji amplitudy ciągu impulsów fali nośnej.

Cały zespół nadawczo-odbiorczy stacji, zamknięty w szczelnej obudowie cylindrycznej, jest instalowany bezpośrednio przy antenie umocowanej na maszcie i jest łączony z urządzeniami zasilającymi, sterującymi, obsługowymi i kontrolnymi w pomieszczeniu za pomocą specjalnego kabla 24-żyłowego o długości do 200 m.

Fotografię urządzeń wielkiej częstotliwości pokazano na rys. 11.

Na stacji przekaźnikowej instalowane są dwa komplety urządzeń nadawczo-odbiorczych z własnymi zasilaczami i urządzeniami obsługowo-kontrolnymi.

#### Układ nadawczo-odbiorczy

Schemat blokowy urządzenia nadawczo-odbiorczego pokazano na rys. 12.

Wspólnymi elementami nadajnika i odbiornika są antena paraboliczna (A), odcinek giętkiego falowodu (Fal) i cyrkulator rozwidlający (Cyr).

Fala nośna nadajnika wytwarzana jest przez generator (Gen) i powielacz częstotliwości (Pow). Generator jest sterowany z oscylatora kwarcowego o częstotliwości pięćdziesięciu kilku MHz. Sygnał z oscylatora kwarcowego

jest poddawany powielaniu częstotliwości i wzmacnianiu do mocy 1,3 W i częstotliwości około 900 MHz. Następnie częstotliwość jest powielana jeszcze ośmiokrotnie i ostatecznie jest uzyskiwana fala nośna o częstotliwości nadawczej w pasmie 7 GHz i o mocy około 100 mW. Fala ta jest doprowadzana poprzez izolator ferrytowy (Izol) i zgięcie falowodowe ( $180^{\circ}$ ) do modulatora diodowego (Mod), gdzie jest ona kluczowana w amplitudzie za pomocą sygnału PCM, przy czym tłumienie nośnej w stanie zatkania wynosi 25 dB. Zmodulowana fala nośna jest doprowadzana poprzez filtr nadawczy (Filtr nad.) i zgięcie falowodowe ( $90^{\circ}$ ) do cyrkulatora i anteny. Tłumienie filtra wynosi 30 dB przy rozstrojeniu o  $\pm 40$  MHz. Sygnał kluczujący PCM doprowadzony do urządzenia za pomocą kabla jest we wzmacniaczu modulacyjnym (Wzm.mod) wzmacniany do poziomu potrzebnego do wysterowania modulatora. We wzmacniaczu tym znajduje się filtr dolnoprzepustowy, ograniczający pasmo częstotliwości impulsów sygnału PCM. Ponadto impulsy te są dodatkowo modulowane w amplitudzie do głębokości  $m < 3\%$  za pomocą sygnału łączności służbowej.

Praca nadajnika jest kontrolowana za pomocą prostownika (Prost), do którego jest doprowadzona część mocy w.c.z. z modulatora. Napięcie uzyskiwane z prostownika, doprowadzane do panela operacyjnego, służy do kontroli mocy nadajnika.

Po stronie odbiorczej odbierany sygnał w.c.z. jest doprowadzany przez cyrkulator, zgięcie falowodowe ( $90^{\circ}$ ) i filtr odbiorczy (Filtr odb.) do mieszacza (Miesz). Filtr odbiorczy jest filtrem 6-obwodowym z rezonatorami inwarc-



wymi i przepuszcza pasmo częstotliwości  $\pm 15$  MHz z tłumieniem 3 dB i  $\pm 40$  MHz z tłumieniem 50 dB. W mieszaczu sygnał odbierany o częstotliwości w pasmie 7 GHz jest przekształcany na sygnał częstotliwości pośredniej 70 MHz. Z mieszaczem jest konstrukcyjnie związany wstępny wzmacniacz pośredniej częstotliwości o małym współczynniku szumów 3 dB. Sygnał heterodyny jest wytwarzany w generatorze lokalnym który składa się, podobnie jak generator nadajnika, z generatora sterowanego kwarcem o częstotliwości pięćdziesięciu kilku MHz oraz wzmacniaczy i powielaczy częstotliwości. Generator lokalny daje na wyjściu moc kilku mW.

Sygnał pośredniej częstotliwości jest następnie wzmacniany o około 60 dB w dwóch wzmacniaczach pośredniej częstotliwości (Wzm.p.cz.1 i Wzm.p.cz.2) z automatyczną regulacją wzmocnienia (ARW). Na wyjściu wzmacniacza uzyskuje się moc 0,5 mW przy zmianach sygnału wejściowego w granicach od +40 do -20 dB w stosunku do sygnału odbieranego przy odległości 50 km. Pasmo przenoszenia wzmacniacza wynosi  $\pm 2,5$  MHz przy tłumieniu 6 dB i  $\pm 5$  MHz przy tłumieniu 40 dB. Napięcie ARW jest doprowadzone ponadto do panela operacyjnego dla kontroli.

Wzmocniony sygnał pośredniej częstotliwości jest podawany detekcji amplitudy w prostowniku detekcyjnym (Det), na wyjściu którego uzyskuje się sygnał PCM, którego impulsy są zniekształcone na skutek obciążenia szerokości pasma i dodatkowo modulowane w amplitudzie sygnałem służbowym. Sygnał ten poprzez regeneratory (Regen) (taki sam jak w liniach przewodowych), odtwarzający ciąg

impulsów niezniekształconych, jest doprowadzany do urządzeń PCM. Sygnał służbowy zawarty w modulacji amplitudy impulsów jest wybierany za pomocą filtra dolnoprzepustowego w odbiorniku kanału służbowego (Odb.k.sł.), wzmacniany i doprowadzany do urządzeń łączności służbowej.

Poza wymienionymi podstawowymi urządzeniami transmisyjnymi w skład zespołu nadawczo-odbiorczego wchodzi płytka pomiarowa (Pom), na której rozmieszczone są oporniki równoległe, potrzebne do pomiaru prądów poszczególnych układów, oraz filtr napięć zasilających (Filtr zas.).

#### Zasilanie i kontrola

Praca omówionego powyżej urządzenia nadawczo-odbiorczego umieszczonego przy antenie jest kontrolowana zdalnie z pomieszczenia stacyjnego za pomocą urządzeń kontrolno-sterujących. Rys. 13 ilustruje stojak zasilania i kontroli dla stacji przekaźnikowej. Rozmieszczone są w nim urządzenia zasilające, kontrolne i kanału służbowego. Połączenie pomiędzy stojakiem zasilania i kontroli a urządzeniem nadawczo-odbiorczym w.c.z. jest realizowane za pomocą kabla połączeniowego 24-żyłowego.

Urządzenia mogą być zasilane z sieci prądu zmiennego 220/110 V lub z baterii 48 V/24 V poprzez odpowiednie przetwornice. Całkowity pobór mocy wynosi około 100 W na komplet nadawczo-odbiorczy.

Wyposażenie kanału służbowego składa się z mikrotelefonu, przycisku wywoławczego i przełącznika kierunku

rozmowy. Wywołanie odbywa się za pomocą brzęczyka. Jakość transmisji w kanale służbowym jest niska i nie przewiduje się retransmisji sygnałów rozmównych poza dwa odciuki przekaźnikowe.

Wyposażenie panela pomiarowego umożliwia za pośrednictwem przełącznika pomiar najważniejszych prądów i napięć, a mianowicie: napięcia 28 V=, -12 V=, napięcia uzyskanego w prostowniku kontroli mocy nadajnika, napięcia automatycznej regulacji wzmocnienia w odbiorniku, prądu pobieranego przez oscylator lokalny, prądu stopnia mocy nadajnika, prądu pobieranego przez zespół pośredniej częstotliwości i prądu mieszacza. W przypadku stacji końcowej istnieje dodatkowo możliwość pomiaru prądu wzmacniacza wstępnego pośredniej częstotliwości, obu wzmacniaczy głównych pośredniej częstotliwości, odbiornika kanału służbowego i regeneratora oraz wzmacniacza modulacyjnego.

W panelu alarmowym stacji przekaźnikowej znajdują się 3 lampki sygnalizacyjne alarmujące o braku napięcia automatycznej regulacji wzmocnienia i braku mocy wyjściowej nadajnika oraz braku napięć zasilających.

### 7.3. Linia 256-kanalowa

Do przesyłania sygnałów PCM można wykorzystywać również urządzenia normalnych linii FM. Można to realizować doprowadzając na wejście modulatora sygnał grupowy PCM, który moduluje w częstotliwości falę nośną, i stosując po stronie odbiorczej detekcję częstotliwości. Nie

jest to jednak rozwiązanie zbyt ekonomiczne pod względem wykorzystania urządzeń i pasma częstotliwości.

Przez wymianę modulatorów i demodulatorów jest możliwe wykorzystanie urządzeń nadawczo-odbiorczych typowej linii FM do bardziej ekonomicznego przesyłania sygnałów PCM za pośrednictwem modulacji (kluczowania) fazy. Przykładem takiego rozwiązania może być wykorzystanie urządzeń nadawczo-odbiorczych typu FH 663, zaprojektowanych do transmisji sygnałów telefonii 600-krotnej o zwielokrotnieniu częstotliwościowym, lub sygnałów telewizji do przesyłania sygnałów 256 kanałów telefonicznych zwielokrotnionych w systemie PCM francuskiej sieci eksperymentalnej PCM na trasie St. Martin de Chaulieu - Caen ze stacją przekaźnikową na Mt. Pincon [11]. Urządzenia modulacyjno-demodulacyjne znajdują się na stacjach końcowych. Połączenia na stacji przekaźnikowej są zrealizowane na częstotliwości pośredniej.

W linii tej zastosowano bez żadnych przeróbek oryginalne nadajniki o mocy 250 mW, odbiorniki o współczynniku szumów 8,5 dB i częstotliwości pośredniej 70 MHz oraz urządzenia antenowe systemu FH 663, pracującego w zakresie częstotliwości 6 GHz, dobudowując specjalne modulatory i demodulatory fazy. Przyjęto przy tym zasadę modulacji częstotliwości pośredniej. Schemat blokowy urządzeń jest przedstawiony na rys. 14.

Sygnał impulsowy PCM o częstotliwości bitowej 15,096 megabitów/sekundę i o wypełnieniu około 1/2 z krotnicy 256-kanałowej jest przed doprowadzeniem do właściwego modulatora przekształcany na sygnał o wypełnie-

niu 1 (full band), jak pokazano na rys. 15. Zasada przekształcania polega na tym, że w sygnale o wypełnieniu 1 stan zmienia się w chwilach przejścia sygnału przekształcanego ze stanu 0 do stanu 1. Sygnał ten kluczuje następnie fazę sygnału pośredniej częstotliwości 70 MHz uzyskiwanego z generatora kwarcowego. Do kluczowania zastosowano modulator pierścieniowy, którego zasada pracy polega na przepuszczaniu przez układy bramkowe sygnału o fazie zerowej lub odwróconej o  $180^{\circ}$ , w zależności od chwilowego stanu impulsowego sygnału modulującego 0 lub 1. Zmodulowany w ten sposób sygnał pośredniej częstotliwości jest doprowadzany na wejście nadajnika FH 663.

Po stronie odbiorczej zmodulowany w fazie sygnał pośredniej częstotliwości uzyskany z odbiornika FH 663 jest doprowadzany do demodulatora różnicowego. W demodulatorze tym jest on doprowadzany dwoma drogami do układu sumującego. W jednej z tych dróg znajduje się układ opóźniający o opóźnieniu około 66,5 ns, równym w przybliżeniu czasowi trwania jednego bitu sygnału impulsowego. W drugiej nie ma opóźnienia, a jest tylko tłumik o tłumienności równej tłumienności układu opóźniającego. W wyniku tego do układu sumującego są doprowadzane dwa sygnały o równych amplitudach, przesunięte w czasie o czas trwania bitu. Jeżeli fazy tych sygnałów są zgodne, to znaczy jeżeli faza sygnału w bicie jest taka sama jak faza sygnału bitu poprzedniego, uzyskuje się na wyjściu układu sumującego sygnał p.cz. o podwójnej amplitudzie. Jeżeli natomiast faza bitu poprzedniego była odwrócona o  $180^{\circ}$ , sygnały w układzie sumującym

znoszą się. Sygnał wyjściowy z układu sumującego w postaci impulsów sygnału pośredniej częstotliwości o wypełnieniu 1 jest prostowany, filtrowany, wzmacniany i doprowadzany do regeneratora, w którym odbywa się odtwarzanie ciągu impulsów i przekształcanie go w ciąg o wypełnieniu około  $1/2$ , taki jaki był po stronie nadawczej.

Na stacji przekaznikowej wyjście z odbiornika jest połączone bezpośrednio z wejściem nadajnika na sygnale częstotliwości pośredniej.

W omawianej linii pracuje na razie jeden dwukierunkowy kanał radiowy. Sygnały rozmów służbowych i zdalnego nadzoru, związane z systemem FH 663, są przesyłane za pośrednictwem linii pomocniczej GDH 103, pracującej na tej samej trasie.

W przyszłości przewidywane jest uruchomienie kanału rezerwowego oraz powiększenie szybkości transmisji do około 40 megabitów/sekundę przez zastosowanie czteropozomowej modulacji fazy.

#### 7.4. 240-kanałowa linia radiowa

##### Charakterystyka ogólna

Przykładem rozbudowanego systemu linii radiowej PCM może być system japoński linii pracującej w zakresie 2 GHz i przystosowanej do przesyłania sygnałów 240 kanałów telefonicznych w jednym kanale radiowym, przy zastosowaniu czterofazowej różnicowej modulacji (kluczowania) fali nośnej [7] [8]. System umożliwia tworzenie linii o czterech kanałach radiowych czynnych i jednym

Nadaj- nik	Modulacja	Czteropoziomowa bezpośrednia modulacja fazy fali nośnej
	Moc	17 dBm (50 mW) (standard)
Nadaj- nik	Generator	Oscylator podstawowy: 100 MHz kwarcowy Powielacz : 20 razy waraktoryowy Moc wyjściowa: 20-23 dBm
Od- bior- nik	Układ	Heterodynowy częstotliwość pośrednia 70 MHz
	Demodulacja	Synchroniczna demodulacja fazy
	Moc odbierana	-59 dBm (standard)
	Zakres ARW	-45 + -80 dBm
	Oscylator lokalny	Oscylator podstawowy: 100 MHz kwarcowy Powielacz : 20 razy waraktoryowy Moc wyjściowa: powyżej 0 dBm
	Współczynnik szumów	Poniżej 10 dB
	Równoważne pasmo szumów	7,876 MHz

rezerwowym przy pracy na jedną antenę lub o dziewięciu kanałach czynnych i jednym rezerwowym przy pracy na dwie anteny. Uproszczony schemat blokowy systemu linii o pię-

ciu kanałach radiowych ilustruje rys. 16. W przypadku awarii transmisja przełącza się automatycznie z kanału uszkodzonego na kanał rezerwowego. System jest wyposażony również we własny układ kanału służbowego i zdalnego nadzoru. Sygnały przełączania, służbowe i zdalnego nadzoru są przesyłane za pośrednictwem dodatkowej modulacji amplitudy fali nośnej w dwóch kanałach radiowych.

Konstrukcyjnie urządzenia są umieszczone w stojakach nadawczo-odbiorczych i pomocniczych (rys. 17) o wysokości 2100 mm i głębokości 225 mm.

Podstawowe dane techniczne urządzeń nadawczo-odbiorczych zestawiono w tabeli na str. 74..

#### Urządzenia nadawczo-odbiorcze

Schemat blokowy układu nadajnika i odbiornika dla jednego kanału radiowego pokazano na rys. 18.

Dwa 120-kanałowe sygnały PCM z dwóch krotnic są doprowadzane za pośrednictwem układu przełączeń (Przeł) do konwertora (Konw B-U), gdzie są one przekształcane na sygnały o impulsach unipolarnych o wypełnieniu prawie 100%. W konwertorze są również wytwarzane impulsy zegarowe o wypełnieniu 50%. Następnie sygnały te są przesyłane przez układ synchronizacji, gdzie jest przeprowadzana synchronizacja obu sygnałów (Synchr) i przez układ logiczny (Log), w którym jest przeprowadzany proces przygotowawczy do modulacji różnicowej fazy.

Sygnały wyjściowe z układu logicznego są doprowadzane do dwóch modulatorów fazy (Mod), na wyjściu których



jest uzyskiwana fala o czteropoziomowej (poczwórnej) różnicowej modulacji (kluczowaniu) fazy. Zasadę działania tej modulacji pokazano na rys. 19.

W układzie modulacyjnym fala nośna jest doprowadzana z generatora (Gen) składającego się z oscylatora sterowanego kwarcem i powielaczy. Modulacja (kluczowanie) fazy fali nośnej jest przeprowadzana za pomocą dwóch obwodów modulacyjnych (Mod 1 i Mod 2), z których każdy składa się z cyrkulatora, diody zwierającej i odcinka zwartej na końcu linii. Dioda zwiera przy przyłożeniu na nią dodatniego napięcia sygnału modulującego, a rozwiera obwód, gdy jest przyłożone napięcie ujemne. Sygnał mikrofalowy jest kierowany przez cyrkulator w kierunku diody i w przypadku jej zwarcia ulega odbiciu i wraca do cyrkulatora. Jeżeli dioda jest rozwarta, sygnał ten ulega odbiciu dopiero od zwieracza. W przypadku gdy odległość od diody do zwieracza wynosi ćwierć fali, różnica faz pomiędzy falą odbitą od diody a falą odbitą od zwieracza wynosi  $\pi$ . Jest to modulator  $0-\pi$ . Jeżeli odległość ta wynosi  $1/8$  długości fali, różnica faz wynosi  $\pi/2$  i układ jest modulatorem  $0-\pi/2$ . Para takich modulatorów tworzy układ modulatora czterofazowego, na wyjściu którego uzyskuje się cztery stany (poziomy) fazowe  $0, \pi/2, \pi$  i  $3\pi/2$  w zależności od tego, jakie są stany kodowe obu sygnałów PCM, jak pokazano w tabeli 5 na str. 77.

W celu uzyskania takich zależności pomiędzy stanami binarnymi obu sygnałów PCM a stanami czteropoziomowymi

T a b e l a 5

Stan sygnału 1	0	0	1	1
Stan sygnału 2	0	1	1	0
Stan fazy fali na wyjściu	0	$\pi/2$	$\pi$	$3\pi/2$

fazy fali nośnej potrzebne jest ponadto pewne przekształcenie kodów binarnych, które jest przeprowadzane w układzie logicznym (Log. na rys. 18). Fala zmodulowana czterofazowo przechodzi przez filtr pasmowy (Filtr) ograniczający pasmo i jest następnie poddawana płytkiej modulacji amplitudy sygnałami łączności służbowej i zdalnego nadzoru w modulatorze amplitudy (Mod. a), a następnie jest ona poprzez filtr rozgałęźny (Filtr), w którym są dołączane sygnały w.cz. od innych nadajników stacji, i przez cyrkulator doprowadzana do anteny.

W kierunku odbiorczym fala zmodulowana w fazie sygnałami PCM i w amplitudzie sygnałami łączności służbowej, odebrana przez antenę, jest kierowana przez cyrkulator, filtr rozgałęźny (Filtr) i filtr pasmowy (Filtr) do mieszacza (Miesz), w którym jest ona przekształcana na sygnał pośredniej częstotliwości za pomocą oscylatora lokalnego (Osc). Sygnał ten jest wzmacniany we wzmacniaczu pośredniej częstotliwości (Wzm.p.cz) i doprowadzany do układu demodulacji fazy, w którym są odtwarzane sygnały PCM, oraz do układu detekcji amplitudy, w którym są odtwarzane sygnały służbowe.

W układzie demodulacji fazy sygnał pośredniej częstotliwości jest rozdzielany na dwie gałęzie w celu odtworzenia dwóch sygnałów PCM w synchronicznych detektorach fazy. Potrzebna do tego celu fala nośna o ustalonej fazie w stosunku do fali odbieranej jest wytwarzana w układzie odtwarzania nośnej (Nośn). Fala odniesienia jest wytwarzana w oscylatorze, którego faza jest kontrolowana przez falę odbieraną. Do każdego z demodulatorów (Dem), które są demodulatorami pierścieniowymi, jest doprowadzana fala nośna i fala odniesienia, przy czym fala odniesienia do demodulatora drugiego jest doprowadzana z przesunięciem fazy o  $\pi/2$ , tak że jeden demodulator reaguje na składową sinusoidalną, a drugi na składową cosinusoidalną zmodulowanej fali odbieranej. W wyniku tego na wyjściu każdego z demodulatorów uzyskuje się jeden sygnał PCM.

Sygnały te zniekształcone w czasie transmisji są kierowane do układów całkujących (Całk) i decyzji (Dec), pełniących rolę regeneratorów, na wyjściu których uzyskuje się przebiegi będące odtworzeniem sygnałów na wejściu modulatorów w nadajniku. Sygnały te muszą być poddane przekształceniu kodu, odwrotnemu do przekształcenia po stronie nadawczej w układzie logicznym (Log), i po konwersji z impulsów unipolarnych na bipolarne (Konw.U-B) są doprowadzane do urządzeń krotnic PCM.

Sygnały zegarowe potrzebne do sterowania impulsowych urządzeń odbiorczych są wytwarzane w urządzeniu zegarowym (Zegar), które jest sterowane częstotliwością zegarową wybraną z sygnału odbieranego.

## Urządzenia pomocnicze

System łączności służbowej i zdalnego nadzoru pełni funkcje wymienione w poniższej tabeli 6.

T a b e l a 6

Przełączanie na kanał rezerwowowy w przypadku uszkodzenia kanału czynnego	Odcinek przełączania	Pomiędzy stacjami końcowymi
	Stopień rezerwowania	4:1 lub 2:1
	Sterowanie przełączania	Automatyczne lub ręczne
	Kolejność przełączania	Pierwszeństwo uszkodzenia
	Kryteria przełączania	1. moc odbierana 2. uszkodzenie urządzeń 3. nieprawidłowości sygnału PCM
	Czas przełączania	Detekcja kilku msek, przełączenie poniżej 2 msek
Nadzór stacji nieobsadzonych (oraz uwidacznianie sygnałów alarmowych)		Alarmy stacyjne 12 (2/stację) 1. uszkodzenie urządzeń 2. brak zasilania z sieci Sygnały nadzoru 14 Retransmisja informacji 8 Nadzór linii łączności służbowej 2

Łączność służbowa pomiędzy stacjami przekaznikowymi	Sygnal telefoniczny	300-3400 Hz
	Modulacja	Modulacja delta
	Częstotliwość próbkowania	50 kHz
	Stosunek sygnału do szumu	Lepszy niż 30 dB
Transmisja sygnałów kontrolnych, nadzoru, rozmów służbowych i pilotowych	Łącza	Normalne 1 Rezerwowe 1
	Sygnal modulujący	Impulsy binarne (100 kilobitów/sekundę) Sygnały przełączania Sygnały nadzoru Sygnały rozmówne Sygnały pilotowe
	Rodzaj modulacji i detekcji	Modulacja amplitudy Detekcja obwiedni
	Decyzja jakości	Stopa błędów sygnału pilotowego

Schemat blokowy układu pełniące powyższe funkcje na stacji końcowej pokazano na rys. 20, a strukturę sygnału zbiorczego w łączu służbowym na rys. 21.

Sygnały łączności służbowej, przełączania i nadzoru są przesyłane przez wspólne łącze przy wykorzystaniu zwielokrotnienia czasowego. Sygnal zbiorczy o charakterze impulsowym binarnym moduluje, jak już wspomniano, amplitudę fali nośnej w dwóch kanałach radiowych. Sygna-

ły łączności służbowej mają charakter binarny (tak-nie), natomiast sygnały rozmów służbowych są przekształcane na sygnały binarne za pomocą modulacji kodowej delta, o częstotliwości próbkowania 50 kHz.

Wszystkie powyższe sygnały są doprowadzane do układu zwielokrotniającego. Uzyskany w nim sygnał zbiorczy o strukturze pokazanej na rys. 21 jest wzmacniany i wykorzystywany do równoległej modulacji dwóch nadajników. Szybkość transmisji w łączu służbowym wynosi 100 kilobitów/sekundę. Ramka o czasie trwania 1,24 msek (częstotliwość powtarzania  $\sim 8$  kHz) składa się z 31 x 4 bitów, z których 31 jest przeznaczone na sygnały pilotowe (Pil), 62 na sygnały rozmów służbowych (Sl) i 31 na sygnały nadzoru i przełączania (Nadz). Struktura sygnałów przełączania i kontroli jest pokazana na rys. 21b. Z 31 bitów 1 przeznaczony jest do synchronizacji ramek (nieparzystej 1, parzystej 0), 4 na polecenie realizacji transmisji równoległej, 4 na polecenie przełączania, 1 na przełączenie przymusowe, 1 na informację o niemożliwości przełączenia, 1 na informację o uszkodzeniu urządzeń rezerwowych, 12 na alarmy stacyjne (6 stacji po 2 alarmy), 4 na informacje retransmitowane przez łącze, 2 na alarmy stacji końcowych i 1 jest bitem rezerwowym. Trzy ostatnie informacje są przesyłane co druga ramka, czyli co 2,48 msek.

Sygnały pilotowe są wykorzystywane do synchronizacji ramki i do wykrywania błędów bitowych (przekłamań) w łączu służbowym. Po stronie odbiorczej zmodulowane w amplitudzie sygnały pośredniej częstotliwości z dwóch

odbiorników są doprowadzane do dwóch detektorów amplitudy (Det. a). Odzyskane w nich sygnały zbiorcze łączności służbowej są doprowadzane do układu przełączającego (Przeł), kontrolowanego przez detektor błędów (Det.bł), w którym wybierany jest sygnał bezbłędny. Sygnał ten jest następnie w odbiorczym urządzeniu rozdzielczym (Zwielokr) rozdzielany na sygnały alarmów, przełączania i rozmów służbowych. Sygnał rozmów służbowych w postaci sygnału o modulacji delta jest przed doprowadzeniem go do układu telefonicznego poddawany procesowi dekodowania w dekodерze (Dekoder).

Sygnały czasowe potrzebne do sterowania przekształcania sygnałów są wytwarzane w układach zegarowych (Zegar).

Sygnały alarmów i nadzoru są doprowadzane do łącza służbowego i pobierane z niego za pośrednictwem układów logicznych.

## 8. PRZYSZŁOŚĆ SYSTEMÓW LINII RADIOWYCH PCM

Reasumując rozważania podane w poprzednich rozdziałach, należy stwierdzić, że modulacja PCM jest obiecującą alternatywą w stosunku do modulacji FM lub innego systemu analogowego w systemach linii radiowych z następujących względów:

- 1) z punktu widzenia teorii informacji PCM jest bardzo doskonałą techniką i mały stosunek sygnału do szumów na wejściu odbiornika pozwala na uzyskanie dobrej ja-

kości odbioru informacji; do przesyłania sygnałów PCM można stosować linie transmisyjne o stosunkowo dużym poziomie szumów i podatne na interferencje; zaniki na trasie mają w pewnych granicach minimalny wpływ na jakość transmisji;

- 2) zalety transmisji cyfrowej mogą być w pełni wykorzystane przez zastosowanie na wieloodcinkowej trasie regeneratorów na stacjach przekaźnikowych; informacja jest transmitowana przy niewielkim pogorszeniu jakości, mało zależnym od długości linii;
- 3) istnieje łatwość wydzielenia i odgałęziania na trasie dowolnej liczby kanałów (grup impulsów kanałowych) bez ograniczania liczby punktów odgałęźnych, ponieważ nie pogarsza to jakości transmisji w kanałach nieodgałęzianych;
- 4) mała podatność na interferencje stwarza szczególnie korzystną sytuację przy gęstej, rozgałęzionej sieci linii radiowych z wieloma punktami węzłowymi i koniecznością pracy wielu linii na tych samych trasach, zwłaszcza na obszarach z już rozbudowaną gęstą siecią linii radiowych;
- 5) transmisja PCM jest bardzo dogodna przy współpracy z układami komutacji, opartymi na zasadzie podziału czasowego, oraz rokuje wielkie perspektywy przy rosnącym zapotrzebowaniu na transmisję danych i konieczność współpracy z maszynami matematycznymi na względu na to, że przesyłane informacje mają również charakter cyfrowy;



- 6) ze względu na mniejszy wpływ zaników istnieje możliwość wykorzystania w szerokim zakresie częstotliwości powyżej 10 GHz, od których do tej pory stroniła transmisja analogowa; jest to sprawa bardzo istotna dla rozwoju linii radiowych, który w wielu krajach ulega już zahamowaniu ze względu na brak wolnych pasm w dotychczas wykorzystywanych zakresach częstotliwości;
- 7) w odniesieniu do strony ekonomicznej zagadnienia krotnice PCM są tańsze od FDM; w obwodzie każdego kanału są potrzebne tylko proste filtry i układy próbkowania, a większość bardziej skomplikowanych układów, jak generatory, kodery i dekodery jest wspólna dla wielu kanałów; również koszt stacji przekątnikowych linii radiowych nie jest zbyt duży ze względu na to, że muszą być one stosunkowo prosto wykonane, np. nie narzuca się wymagań na liniowość charakterystyk tłumieniowych i fazowych jak w przypadku modulacji częstotliwości, w miarę rozwoju techniki obwodów scalonych koszt urządzeń dla transmisji cyfrowej będzie stopniowo coraz bardziej malał;
- 8) jedną z wad modulacji kodowo-impulsowej, jako modulacji szerokopasmowej, przy której zmniejszenie mocy nadawania uzyskuje się przez poszerzenie pasma, wydawało się początkowo zbyt małe wykorzystanie dość wąskich zakresów częstotliwości przeznaczonych dla linii radiowych; dzięki jednak opracowaniu zasad modulacji fazowej wielopoziomowej oraz możliwości jed-

noczesnego wykorzystywania dwóch fal nośnych o tej samej częstotliwości i różnych polaryzacjach, co wynika z małej podatności transmisji PCM na interferencje, wada ta została w przeważającej mierze przezwyciężona, a w przypadku przesyłania informacji o charakterze cyfrowym, ku czemu rozwój telekomunikacji wydaje się wyraźnie zmierzać, linie PCM mają nawet przewagę.

Z zestawienia powyższego widać, że z punktu widzenia technicznego wprowadzanie linii radiowych PCM na coraz szerszą skalę jest w pełni usprawiedliwione, a tempo tego rozwoju będzie uwarunkowane tymi samymi czynnikami co i w przypadku innych systemów łączności cyfrowej, a mianowicie tym, w jakim stopniu i jak szybko telekomunikacja światowa będzie dążyła do zastąpienia systemów analogowych systemami cyfrowymi i stworzenia jednolitej sieci zintegrowanej, obejmującej systemy komutacyjne i teletransmisyjne z podziałem czasowym. W rozwoju tym systemy linii radiowych PCM mają poważną rolę do odegrania, chyba że zostaną wyparte przez inne systemy, jak systemy PCM na falowodach lub światłowodach, na co jednak nie zanoszą się obecnie na szerszą skalę. Dążeniem jest, aby w jednej ogólnoswiatowej zintegrowanej sieci przysyłać różnego rodzaju sygnały, jak transmisja danych, dalekopis, telefonia, wideofonia, symilografia i telewizja. Aby to umożliwić, trzeba stopniowo wprowadzać do eksploatacji systemy PCM o coraz większych pojemnościach. I tak do przesyłania sygnałów wideofonii wystarczy szyb-

kość transmisji PCM rzędu kilku megabitów, natomiast transmisja sygnałów telewizyjnych dobrej jakości jest możliwa dopiero przy szybkości transmisji 100 megabitów.

W tym kierunku idą też prace konstruktorów. W najbliższym czasie przewidywane jest wprowadzenie do eksploatacji systemów 300-480 krotnych, a osiągnięcie pojemności takiej samej jak na powszechnie dziś wykorzystywanych liniach dalekosiężnych FM jest technicznie realne już w najbliższym dziesięcioleciu. Prace zmierzają do uzyskania jak największych krotności systemów linii radiowych przy jak najmniejszych dewiacjach częstotliwości lub fazy częstotliwości nośnych, co jest warunkiem koniecznym ze względu na ekonomiczne zagospodarowanie przeznaczonych do tego celu pasm częstotliwości. Równocześnie opracowywane są układy bezpośredniej modulacji bardzo wielkich częstotliwości, w zakresie 10-40 GHz. Wydaje się, że poczesne miejsce w tym rozwoju zajmuje Japonia.

Na zakończenie należy ponownie podkreślić, że linie radiowe PCM są środkiem łączności rokującym szerokie perspektywy rozwoju, zwłaszcza w aspekcie sieci zintegrowanej. Pomimo że od czasu ich powstania minęło niewiele lat, linie te znalazły już szerokie zastosowanie w sieciach niższego rzędu w wielu krajach świata i obserwuje się zakrojone na szeroką skalę badania zarówno teoretyczne, jak i eksperymentalne w tej dziedzinie. Wyniki tych badań dają podstawy do opracowywania coraz to nowych, bardziej udoskonalonych urządzeń.

Istnieje wiele zagadnień, które opracowano teoretycznie, lecz w małym stopniu sprawdzono praktycznie, i odwrotnie. W związku z tym nie ma jeszcze ostatecznie ugruntowanej opinii co do niektórych zagadnień, jak na przykład optymalnego rodzaju modulacji fali nośnej czy stopnia odporności linii radiowej PCM na zaniki i zakłócenia, oraz istnieje pewna dowolność w doborze niektórych parametrów produkowanych urządzeń. Prowadzenie prac badawczych nie hamuje jednak rozwoju systemów linii radiowych PCM i wprowadzania ich do eksploatacji.

#### WYKAZ LITERATURY

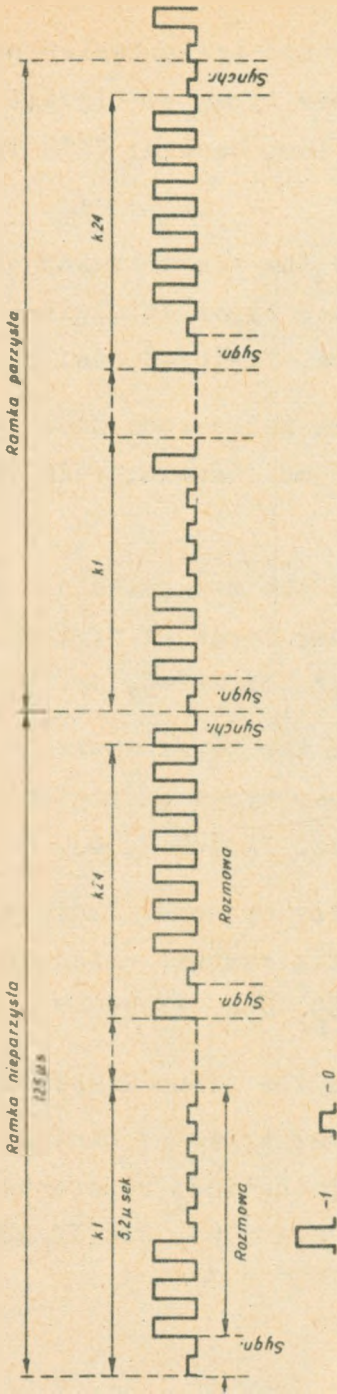
1. Zbyrad S.: Modulacja impulsowo-kodowa. Przegląd Zagadnień Łączności 1967 t. 7 nr 11/74/, s. 1-24.
2. Matsuura Y.: Comanded coder and decoder of PCM terminals for short-haul trunks. Rev. Elect. Commun. Lab. 1965 t. 13 nr 11-12, s. 958-969.
3. Arens W., Kersten R., Poschenrieder W.: Die Pulscode-Modulation und ihre Anwendung im Fernmeldewesen. Jahrb. elec. Fernmeldewes. 1968 t. 19 nr 8, s. 184-242.
4. Nippon Electric Company. Technical information on 24-channel pulse code modulation system. Tokyo, Japan 1969.
5. Yokoyama S., Mitahi T.: Microwave communication system using PCM. Proc. fourth colloquium on microwave commun. Akademiai Kidao, Budapest 1970. ST-36/1-10.

6. Hartley G.C. i inni: Techniques of pulse-code modulation in communication networks. Published by the Syndics of the Cambridge University Press 1967, s. 1-110.
7. Murotani M. i Tachikawa K.: Microwave PCM System. Jap. Telecomm. Rev. 1967 t. 9 nr 3, s. 126-136.
8. Joshida K. i inni: 2 GHz Microwave PCM System. Jap. Telecomm. Rev. 1969 t. 11 nr 1, s. 18-29.
9. Cały numer poświęcony opisowi urządzeń linii radiowej PCM na 2 GHz. Rev. Elect. Commun. Lab. 1969 t.17 nr 3-4, s. 155-347.
10. Buob P.: 7 GHz - Richtstrahlssystem für PCM - Übertragung. Hasler Mitt. 1970 t. 29 nr 2, s. 59-72.
11. Platet F.: Le reseau experimental de Basse-Normandie realise en faisceaux hertziens MIC. L'Echo des Recherches 1969 nr 57, s. 19-29.

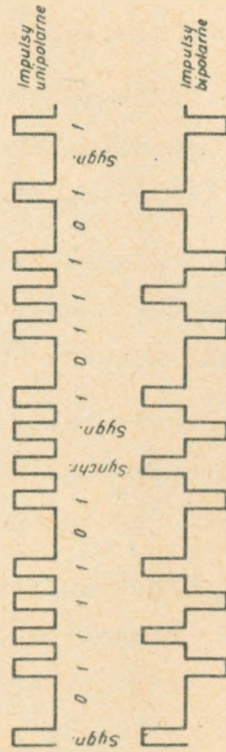
#### Dokumenty robocze CCIR

12. CCIR: Radio-relay for the transmission of pulse-code modulation and other types of digital signal. Geneva: CCIR 1969, Doc. IX/1063-E, ss. 38.
13. CCIR: Radio-relay systems for the transmission of pulse-code modulation and other types of digital signal. Some considerations on problems concerning radio-relay systems for digital signal. Geneva: CCIR 1969, Doc. IX/194-E, ss. 47.

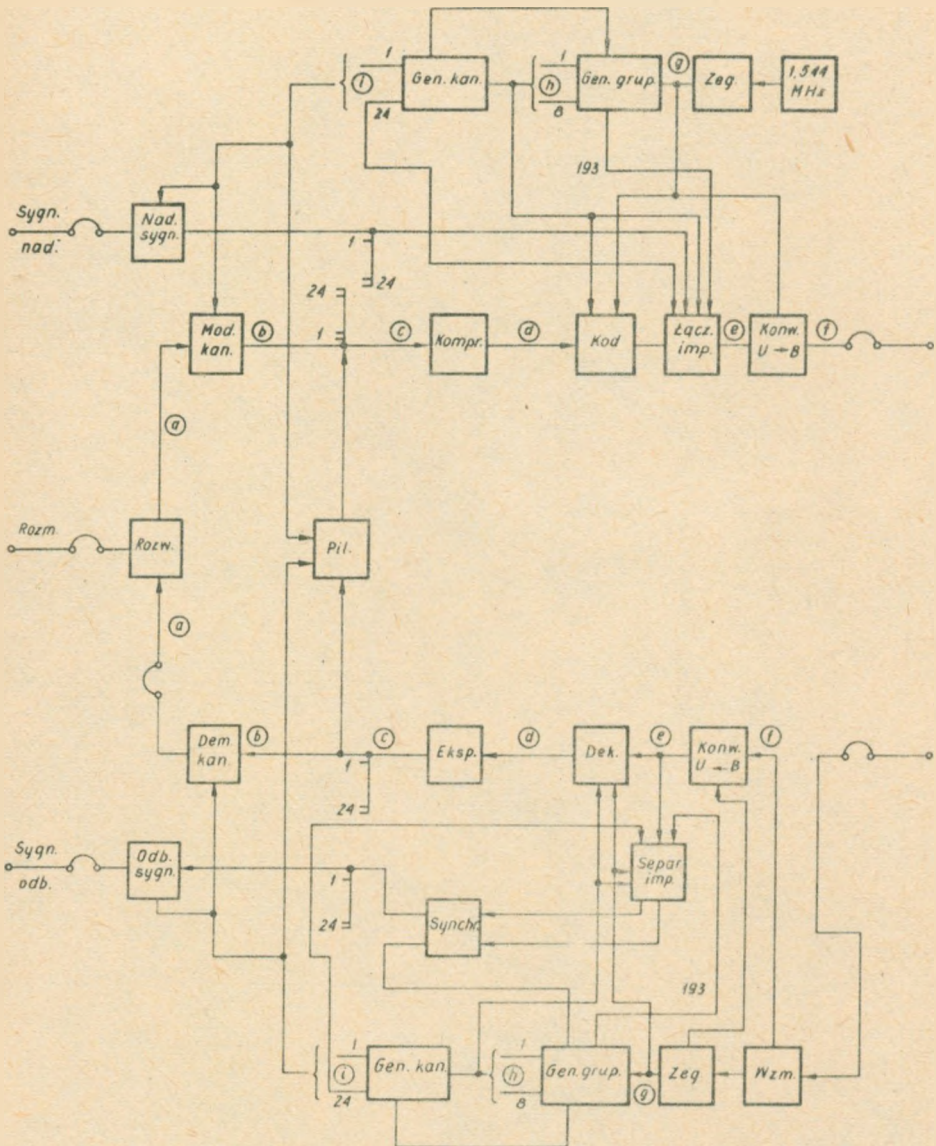
14. CCIR: Radio-relay systems for the transmission of pulse-code modulation and other types of digital signal. Binary phase modulation. Geneva: CCIR 1969, Doc. IX/183-E, ss. 5.
15. CCIR: Radio-relay systems for the transmission of pulse-code modulation and other types of digital signal. Geneva: CCIR 1969, Doc. IX/167-E, ss. 7.
16. CCIR: Radio-relay system using pulse-code modulation operating in the 2 GHz band. Geneva: CCIR 1969, Doc. IX/206-E, ss. 9.
17. CCIR: Radio-relay systems for the transmission of pulse-code modulation and other types of digital signal. Geneva: CCIR 1969, Doc. IX/221-E, ss. 7,
18. CCIR: Radio-relay systems for the transmission of pulse-code modulation and other types of digital signal. Geneva: CCIR 1969, Doc. IX/189-E, ss. 4.
19. CCIR: Trans-horizon radio-relay systems. Radio frequency channel arrangements for systems using frequency-modulation. Geneva 1969, Doc. IX/168-E, ss.9.
20. CCIR: Radio-relay systems for the transmission of pulse-code modulation and other types of digital signal. Error rates for a hypothetical reference circuit of 2500 km. Geneva: CCIR 1969, Doc. IX/182-E ss. 9.



Rys. 1. Sygnał grupowy 24-kanalowego systemu PCM według [2]

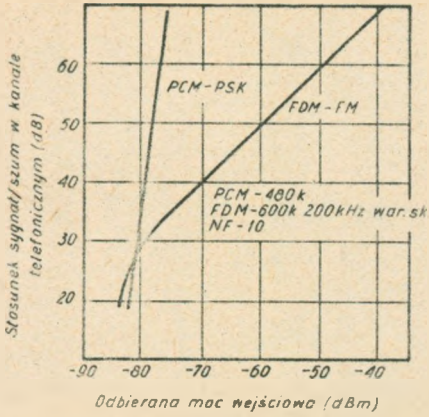


Rys. 2. Przekształcenie impulsów unipolarnych na bipolarne według [2]

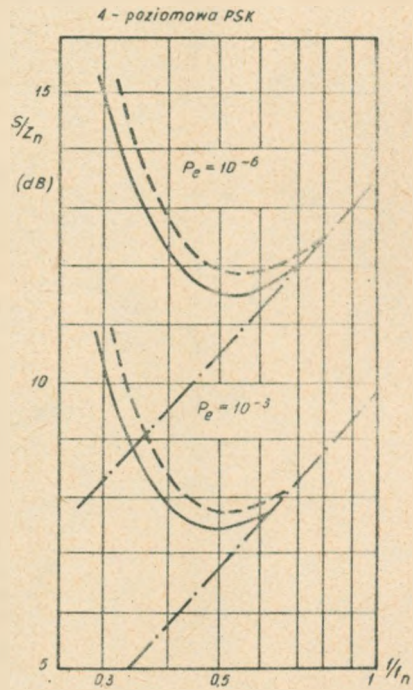
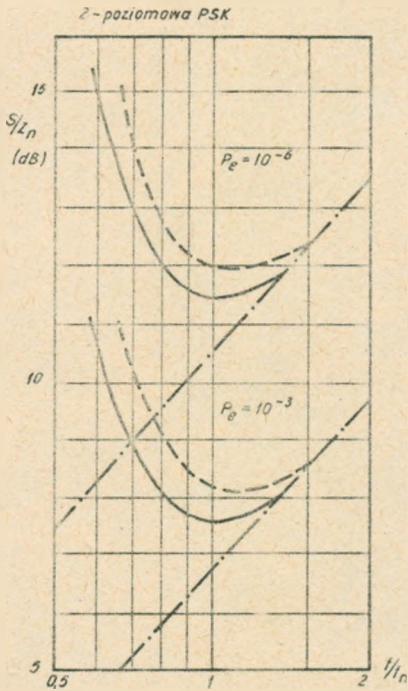


Rys. 3. Schemat blokowy krotnicy PCM według [4]

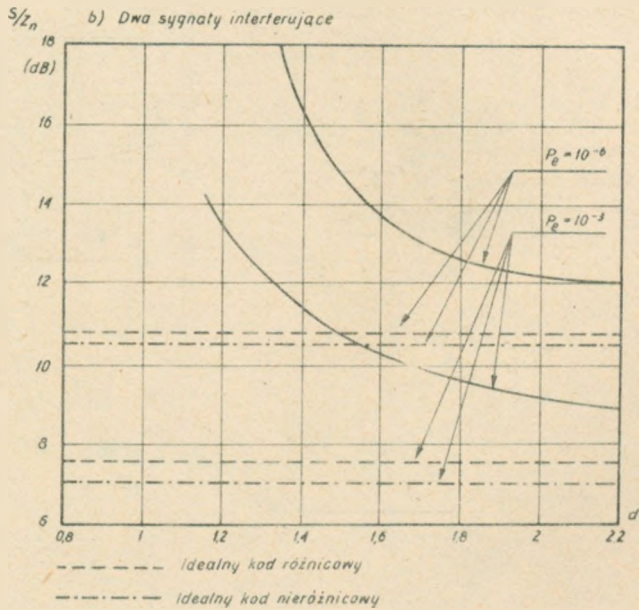
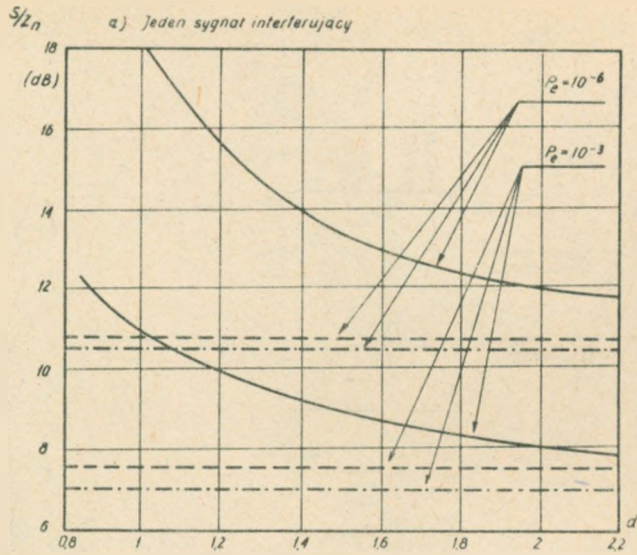




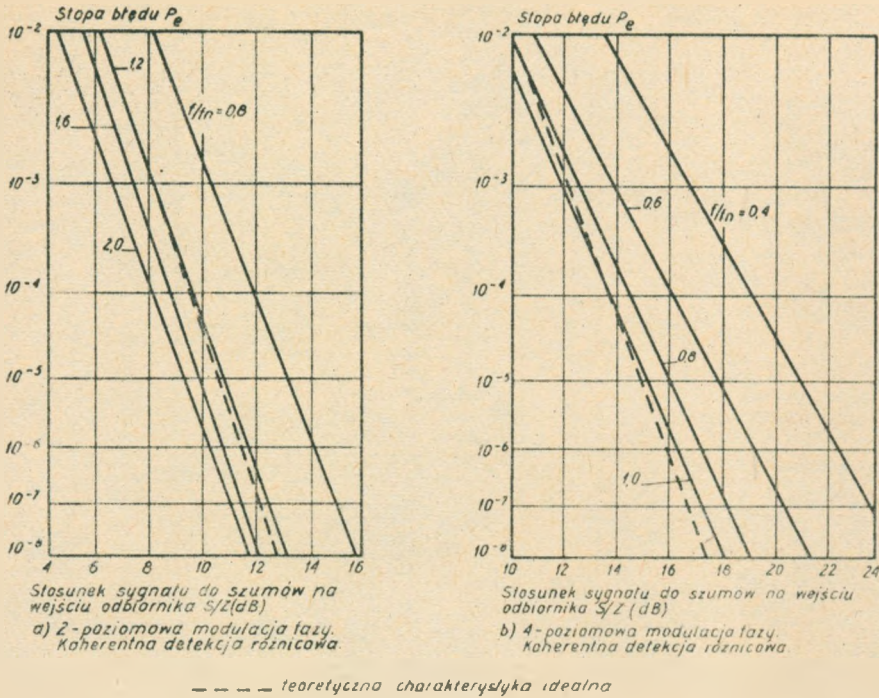
Rys. 5. Zależność stosunku sygnału do szumów w kanale telefonicznym od mocy odbieranego sygnału



Rys. 6. Wartość znormalizowanego stosunku mocy fali nośnej do szumów jako funkcja znormalizowanej szerokości pasma  $f/f_n$  dla stałej wartości dopuszczalnej stopy błędów  $P_e$  według [13]

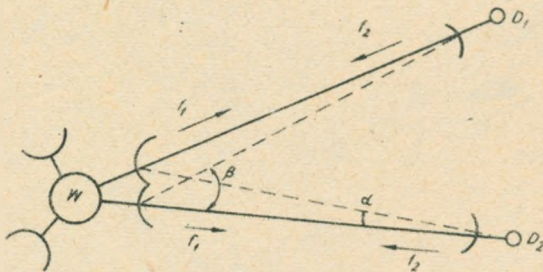


Rys. 7. Zależność znormalizowanego stosunku sygnału do szumów od względnego odstepu  $d$  między kanałami interferującymi dla stałych wartości dopuszczalnej stopy błędów  $P_e$  według [14]

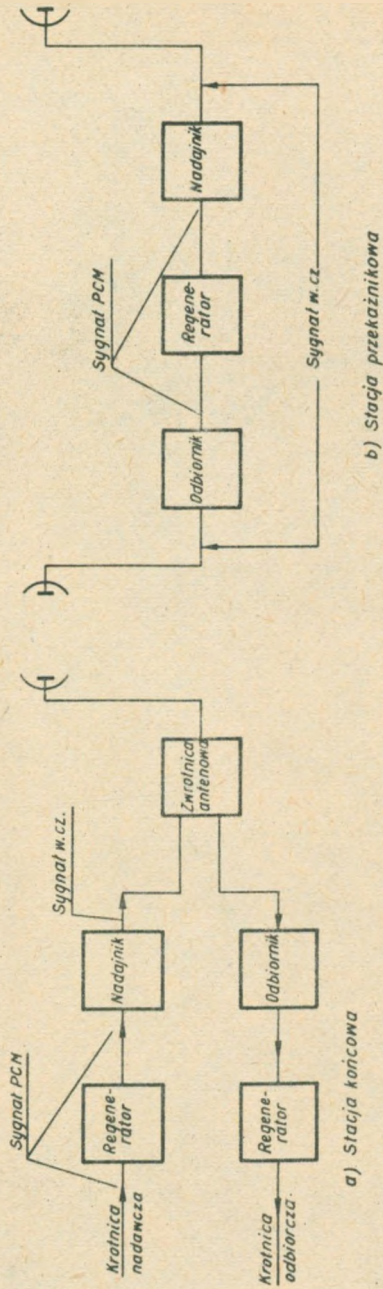


Rys. 8. Zależność stopy błędów  $P_e$  od stosunku sygnału do szumów dla dwóch przypadków kluczowania fazy według [12]

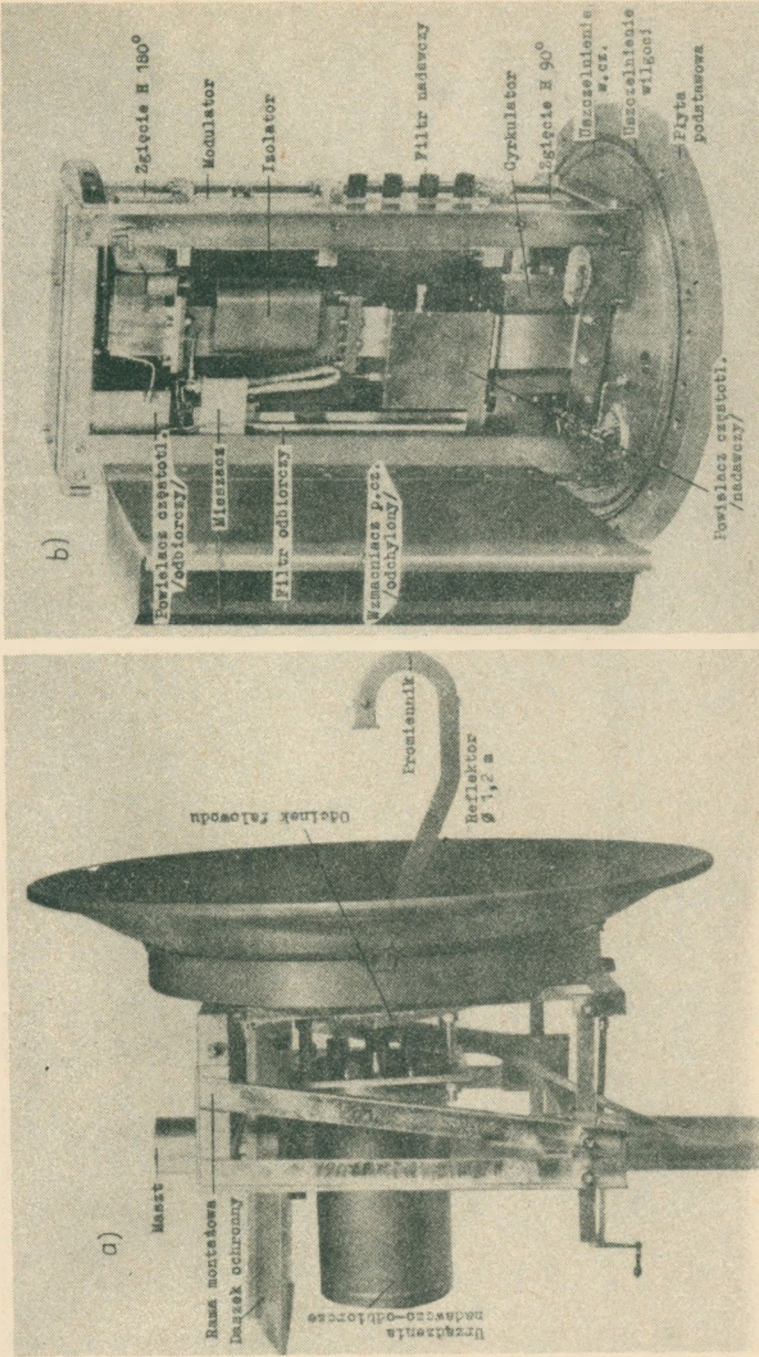
$S$  - moc fali nośnej,  $Z$  - moc szumów w pasmie  $f$ ,  $f$  - pasmo wielkiej częstotliwości między punktami spadku wzmocnienia o 3 dB filtra o charakterystyce krzywej Gaussa,  $f_n$  - pasmo o szerokości odpowiadającej liczbowo szybkości nadawania sygnałów cyfrowych  $B$



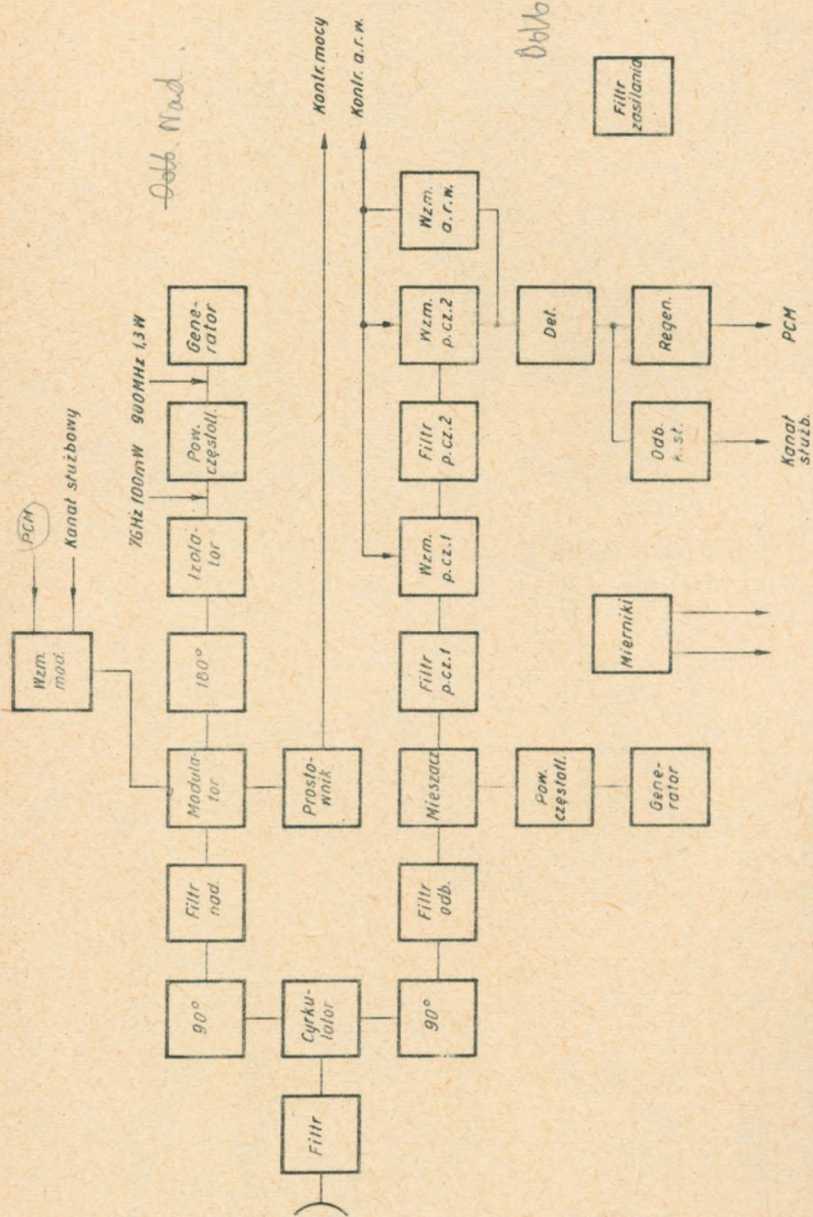
Rys. 9. Stacja węzłowa linii radiowych PCM



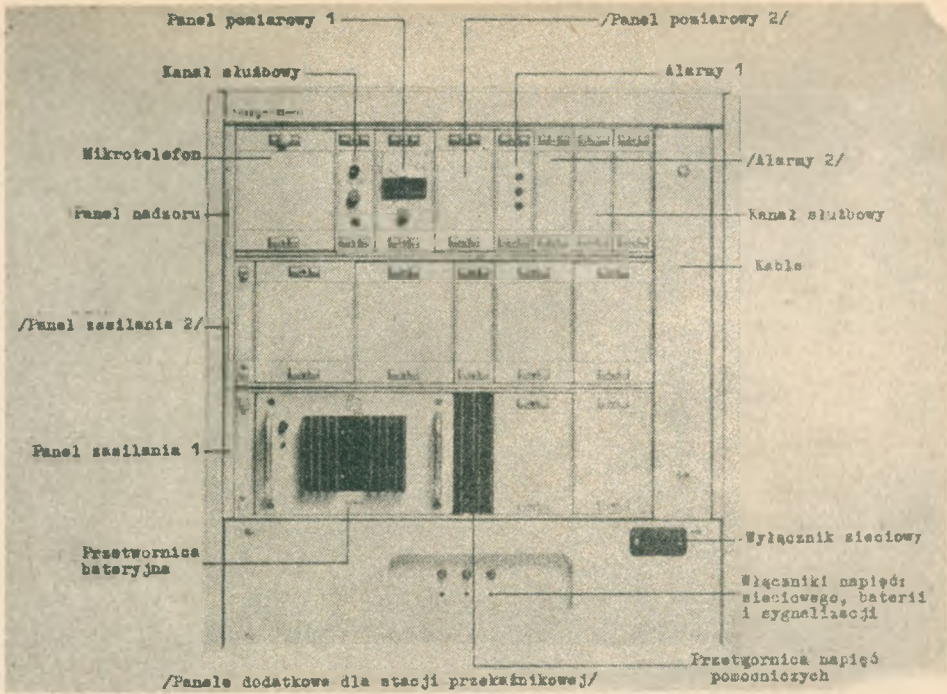
Rys. 10. Schematy blokowe stacji linii radiowej PCM



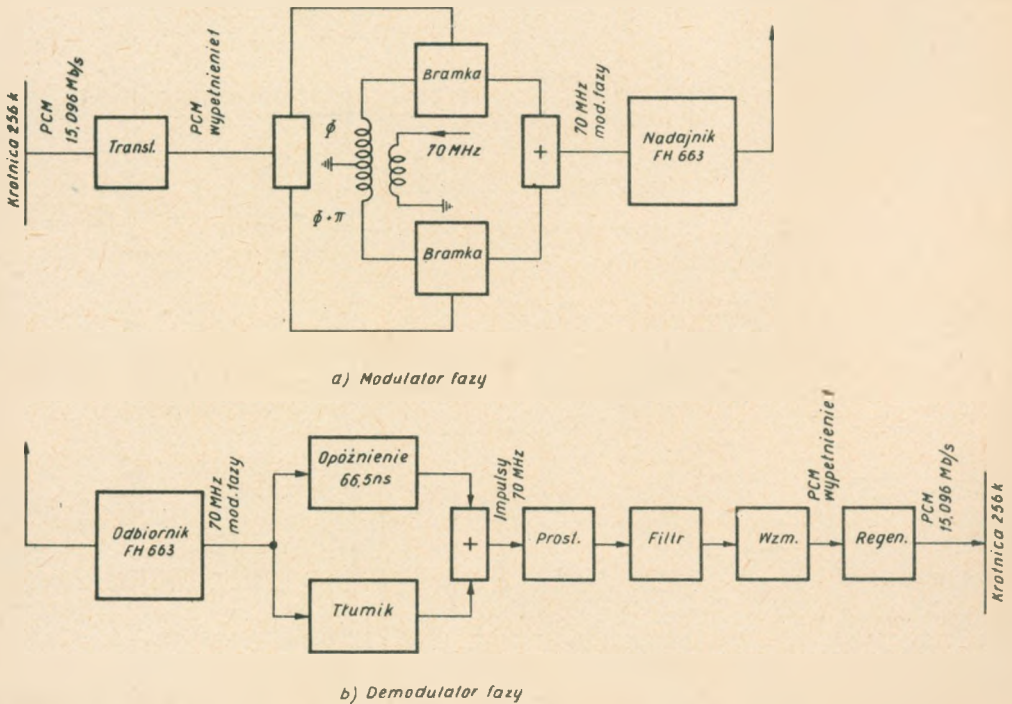
Rys. 11. Urządzenia nadawczo-odbiorcze 32-kanałowej linii radiowej PCM według [10]: a/ z anteną - widok zewnętrzny, b/ po zdjęciu obudowy osłonnej



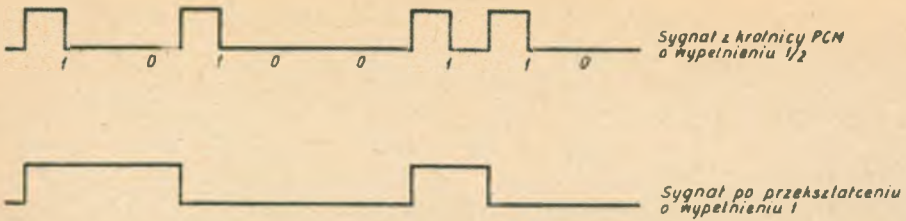
Rys. 12. Schemat blokowy urządzenia nadawczo-odbiorczych 32-kanałowej linii radiowej FCM według [10]



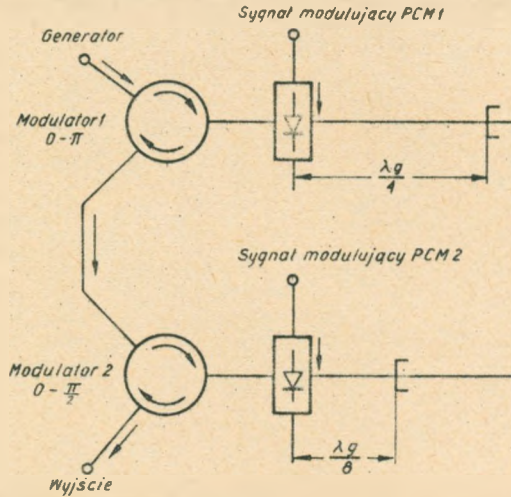
Rys. 13. Stojak zasilania i kontroli według [10]



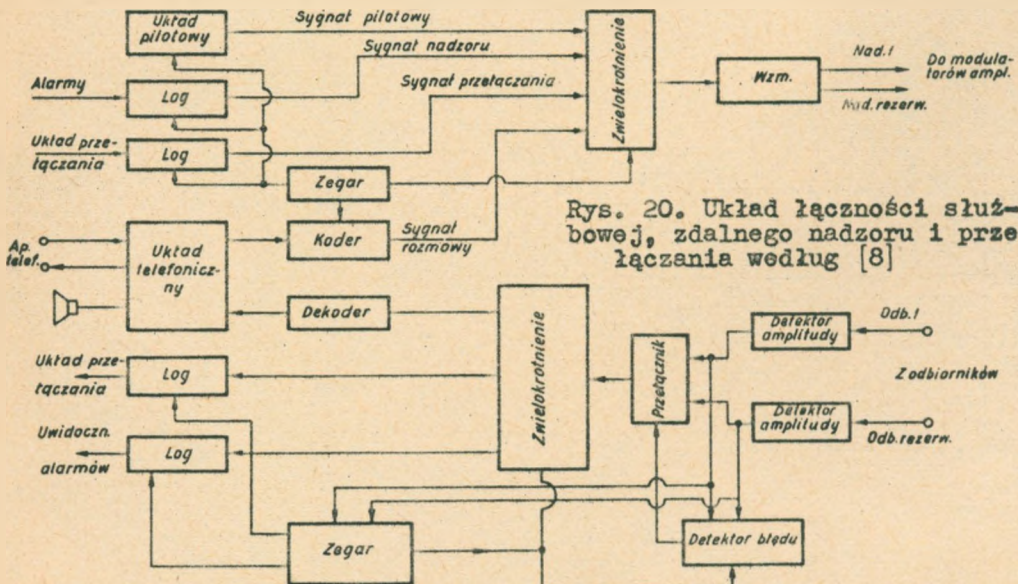
Rys. 14. Modulator i demodulator 254-kanalowej linii radiowej PCM według [11]



Rys. 15. Przekształcenie sygnału kodowego w systemie 256-kanałowej linii radiowej PCM według [11]

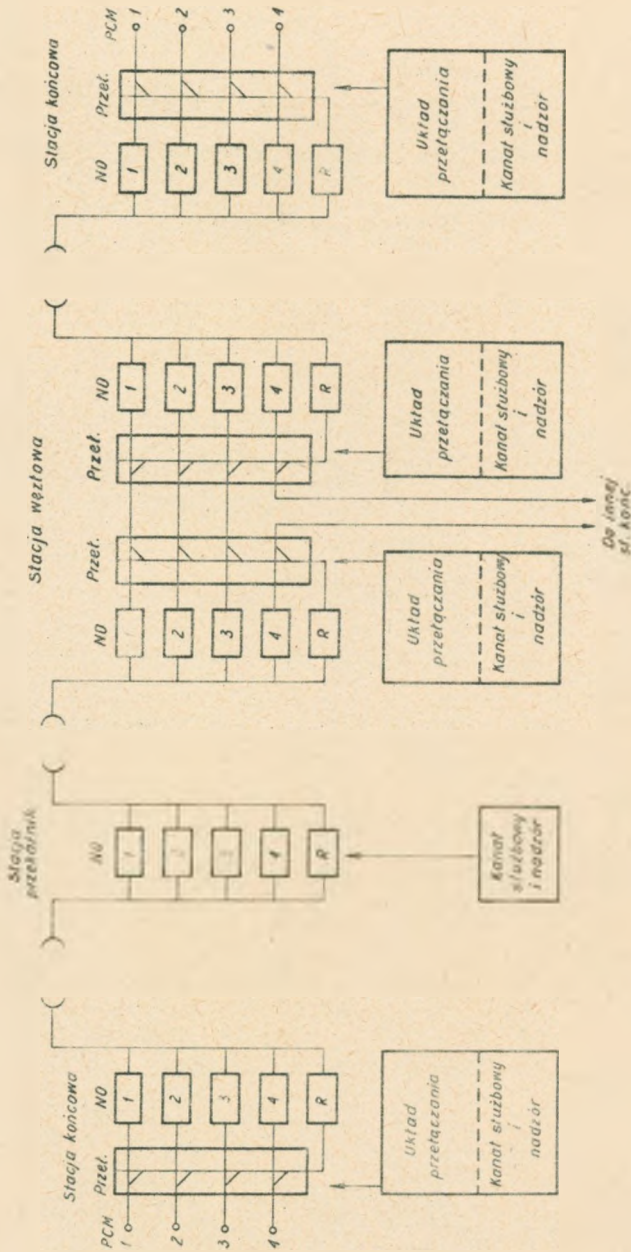


Rys. 19. Zasada działania układu bezpośredniej, 4-poziomowej modulacji fazy według [7]

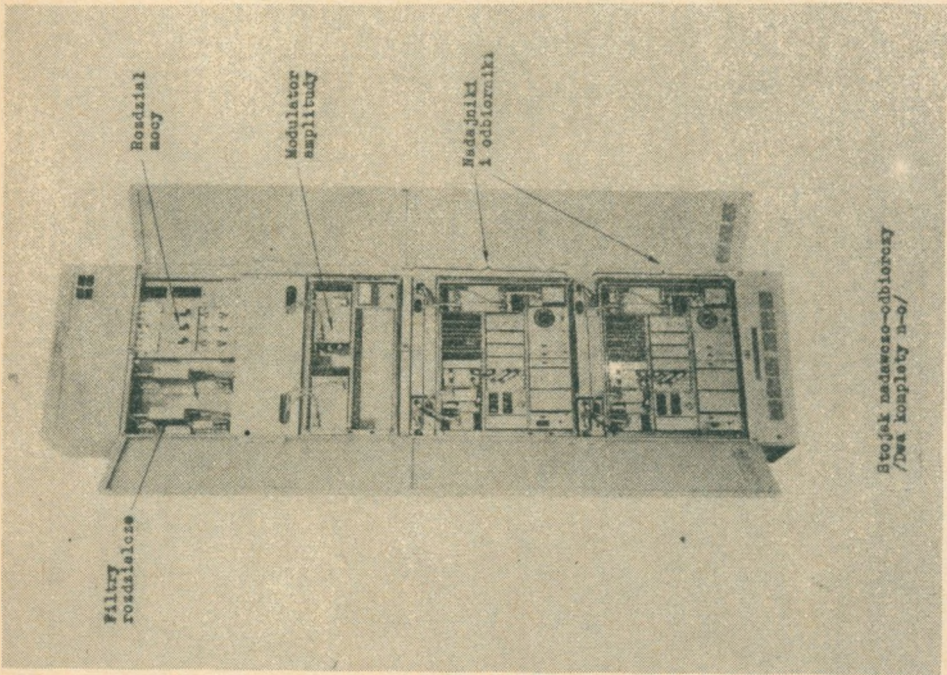
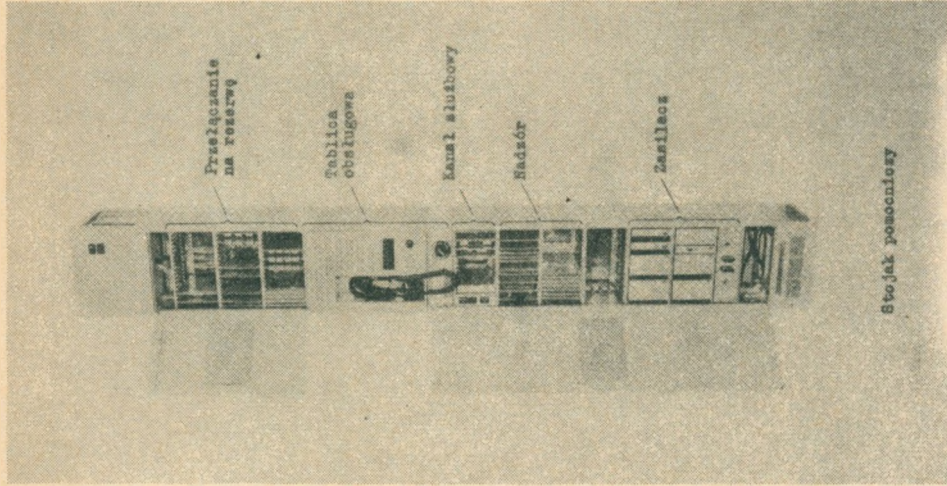


Rys. 20. Układ łączności służbowej, zdalnego nadzoru i przełączania według [8]

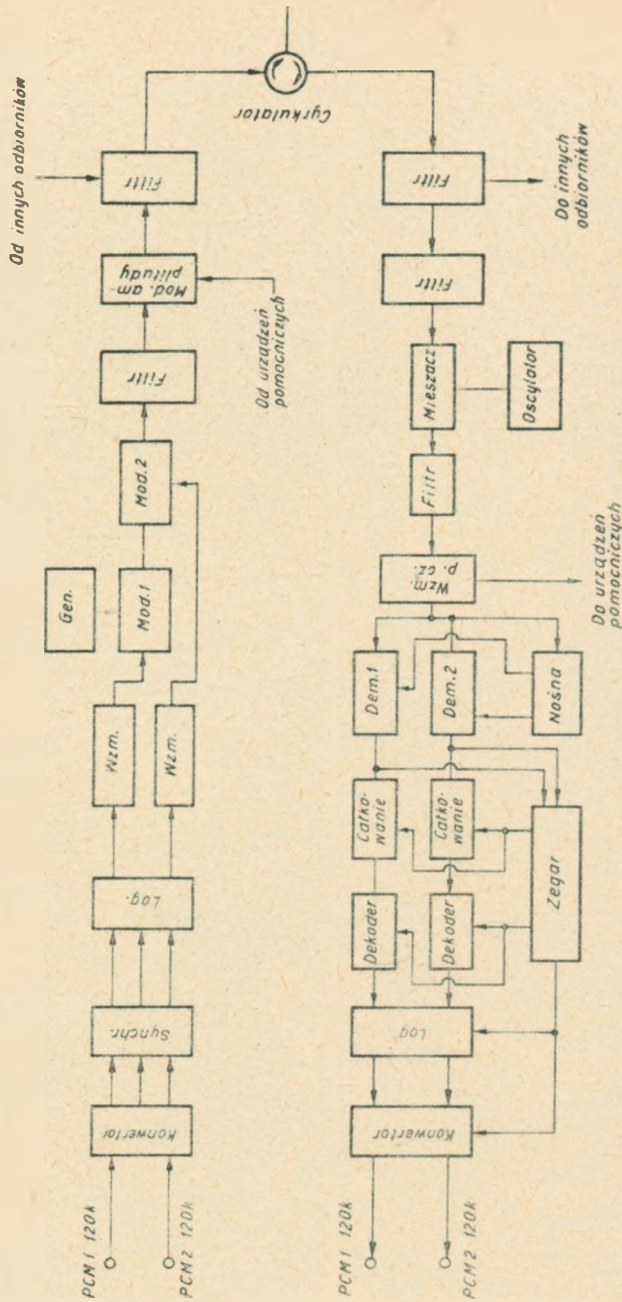




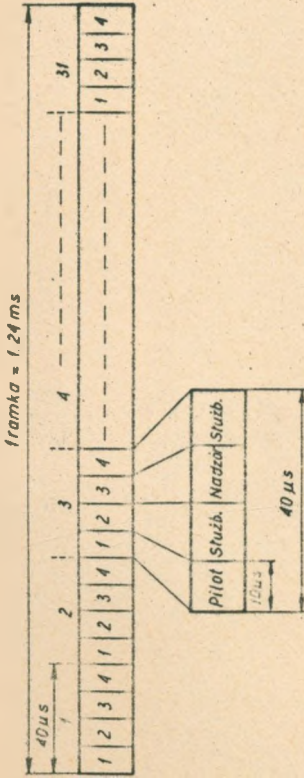
Rys. 16. Schemat blokowy systemu PCM 2 x 120 x 4 = 960-bit/s według [8]



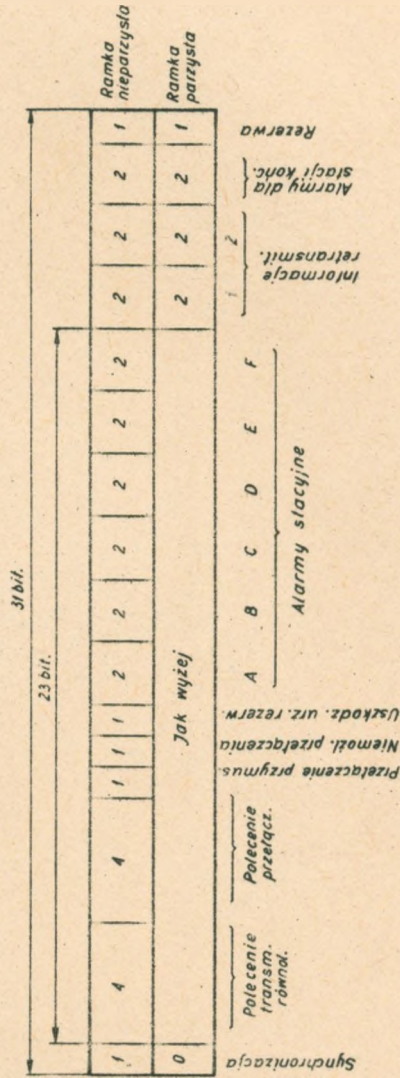
Rys. 17. Konstrukcja stojaków 960-kanałowego systemu PCM według [8]



Rys. 18. Schemat blokowy nadajnika i odbiornika według [8]



a) Struktura ramki łącza służbowego



b) Układ sygnałów przełączania kontroli i nadzoru

Rys. 21. Struktura sygnału zbiorczego w łączu służbowym według [8]

85/32