

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA - MIEDZESZYN

PROBLEMY

ŁĄCZNOŚCI

98

1973

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI



PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 13

WARSZAWA 1973

NR 98

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

122 Redakcja Problemów 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

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 665. Wpłynęło do
Działu Wydawniczego 17.04.1973 r.
Druk ukończono w czerwcu 1973 r.

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

Jerzy Miłek

TELEFONICZNE SYSTEMY WIELOKROTNE Z CZASOWYM
PODZIAŁEM KANAŁÓW I MODULACJĄ IMPULSOWO-KODOWĄ

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wstęp	1
2. Klasyfikacja systemów PCM i ich przeznaczenie	3
2.1. Systemy grupy pierwotnej	3
2.2. Systemy grupy wtórnej	5
2.3. Systemy grup wyższych rzędów	8
3. Tworzenie sygnałów PCM	12
3.1. Wprowadzenie	12
3.2. Układy czasowania	14
3.3. Układy kanałowe rozmowy	17
3.4. Kanałowe układy sygnalizacji	22
3.5. Kompandor	23
3.6. Przetworniki sygnału PCM	32
3.7. Układy wyjściowe i wejściowe	42
4. Transmisja sygnału PCM przez tory kablowe	51
4.1. Proces regeneracji sygnału cyfrowego	51
4.2. Trakty liniowe PCM	57

	Str.
5. Opis systemów PCM grup pierwotnych	61
5.1. Systemy przeznaczone na małe odległości	61
5.2. Systemy przeznaczone do stosowania w ruchu dalekosiężnym	66
6. Opis systemów grupy wtórnej o zwielokrotnieniu cyfrowym	74
6.1. Wprowadzenie	74
6.2. System o przepływności 8448 kbit/s z dopełnianiem dodatnim	76
6.3. System o przepływności 6312 kbit/s z dopełnianiem dodatnim	83
6.4. System o przepływności 8448 kbit/s z dopełnianiem dodatnio-ujemnym	85
7. Systemy PCM grupy wtórnej	87
8. Transmisja sygnałów szerokopasmowych z wykorzysta- niem techniki PCM	90
8.1. Wprowadzenie	90
8.2. Radiofonia	91
8.3. Wizjofonia	93
8.4. Telewizja	96
8.5. Grupy FDM	97
Wykaz literatury	102

Jerzy Milek

TELEFONICZNE SYSTEMY WIELOKROTNE Z CZASOWYM PODZIAŁEM KANAŁÓW I MODULACJĄ IMPULSOWO-KODOWĄ

1. WSTĘP

W ciągu ostatnich lat obserwuje się stale rosnące zainteresowanie systemami PCM^{x/}. Początkowo wpływało ono głównie z potrzeby zwiększenia liczby łączy w sieci miejscowej i okręgowej, gdzie były one w zasadzie zrealizowane w systemie naturalnym, tj. w pasmie akustycznym. Systemy PCM pozwalają na wielokrotne wykorzystanie tych torów kablowych, przy czym niski koszt krotnic tego systemu sprawia, że wielokrotne wykorzystanie torów jest opłacalne już dla odległości występujących pomiędzy centralami w sieci miejscowej i okręgowej.

Dalsza przyczyna zainteresowania systemami PCM wynika z możliwości bezpośredniego komutowania sygnałów PCM. Ta możliwość jest bardzo atrakcyjna, gdyż prowadzi do dalszego obniżenia kosztów przy wielokrotnym wykorzystaniu torów międzycentralowych oraz prowadzi do zelektronizowania sprzętu komutacyjnego z wszelkimi konsekwencjami, jak zwiększenie szybkości pracy, zwiększenie niezawodności, centralne sterowanie itp.

Dalszy rozwój systemów PCM prowadzi do stosowania urządzeń

^{x/} Pulse Code Modulation - Modułacja kodowo-impulsowa /p.red/.

o wyższej krotności w sieci okręgowej i międzymiastowej dla linii kablowych i radiowych.

Bardzo cenną zaletą systemów PCM jest nie sumowanie się zakłóceń, występujących w odcinkach pomiędzy regeneratorami /przy zachowaniu warunku, że amplituda zakłóceń nie przekracza połowy amplitudy impulsów sygnału cyfrowego/, co zezwala na transmisję sygnału PCM na bardzo duże odległości bez pogorszenia się odstępu sygnału od szumu.

Przy krotnościach rzędu kilkunastu tysięcy kanałów telefonicznych poza powyższymi zaletami dochodzi dodatkowa korzyść polegająca na tym, że odcinki regeneracyjne mogą być dłuższe od odcinków wzmacniakowych stosowanych w odpowiednich nośnych systemach częstotliwościowych /FDM/^{x/} o tej samej krotności.

Z uwagi na fakt, iż w systemach PCM stosuje się sygnał w postaci cyfrowej, czyli o takiej strukturze, jaka występuje w sygnałach teledacyjnych, istnieje możliwość stosowania wspólnych dróg przesyłowych, dzięki czemu nie wymaga się odrębnych sieci.

Aby wykorzystać tę zaletę również dla innych usług, obecnie są już znacznie zaawansowane prace nad przetwornikami dla sygnałów radiofonicznych, wideofonicznych i telewizyjnych, a także dla sygnałów zbiorczych systemów FDM. Dzięki ujednoczeniu postaci sygnałów liniowych dla wszystkich usług telekomunikacyjnych możliwe będzie utworzenie sieci zintegrowanej pod względem usług, techniki i użytkowników. W takim kierunku zmierzają zatem prace prowadzone w szeregu krajach o rozwiniętej sieci telekomunikacyjnej, gdyż dalszy jej rozwój jest możliwy jedynie poprzez inte-

^{x/} Frequency Division Multiplex - zwielokrotnienie podziałem częstotliwościowym /p. red./.

grację, co jest możliwe dzięki szerokiemu upowszechnieniu techniki PCM.

2. KLASYFIKACJA SYSTEMOW PCM I ICH PRZEZNACZENIE

2.1. Systemy grupy pierwotnej

2.1.1. Wstęp

Systemy grupy pierwotnej z zasady są przeznaczone do transmisji sygnałów rozmowy i znajdują zastosowanie w sieci miejscowej i okręgowej, tam gdzie względy ekonomiczne i techniczne to uzasadniają. Początkowy rozwój systemów PCM był spowodowany koniecznością wielokrotnego wykorzystania torów kabli akustycznych, w które wyżej wspomniana sieć była bogato wyposażona, lecz jej dalsza rozbudowa w sposób tradycyjny, wynikająca z dalszych rosnących potrzeb, była już bardzo utrudniona. Jedynym skutecznym sposobem było zwielokrotnienie kanałów w torach już istniejącej sieci kablowej. Jednak istniejące linie kablowe były przeznaczone do wykorzystania w pasmie akustycznym i stąd ich parametry przesłuchowe nie zezwalały na wprowadzenie systemów wielokrotnych z częstotliwościowym podziałem kanałów. Duży jednak postęp w dziedzinie techniki półprzewodników sprawił, że realnie i ekonomicznie uzasadnione stało się wykonanie urządzeń wielokrotnych, opartych na czasowym podziale kanałów z modulacją impulsowo-kodową. Znana odporność sygnałów cyfrowych na zakłócenia umożliwiła wykorzystanie systemów PCM do wielokrotnego wykorzystania istniejących torów kabli akustycznych, dzięki czemu istniejąca

sieć kablowa mogła być wykorzystana do realizacji wielokrotnie większej liczby połączeń międzycentralowych. Zatem wprowadzenie systemów PCM rozwiązywało problem braku łączy i z tego powodu w wielu krajach rozpoczęto prace nad tymi systemami. Prace, w pierwszym okresie służące do szybkiego rozwiązania lokalnych trudności sieciowych, przyczyniły się do pojawienia się dużej ilości odmian urządzeń, z których można wymienić następujące:

- w USA system PCM-24 /D1/ o przepływności 1544 kbit/s,
- w Wielkiej Brytanii system PCM-24 o przepływności 1536 kbit/s,
- we Francji system PCM-36 o przepływności 1776 kbit/s,
- w ZSRR system PCM-12 o przepływności 704 kbit/s.

Systemy te stosowane są na małe odległości głównie do połączeń pomiędzy centralami elektromechanicznymi.

Systemy powyższe są normalizowane przez CCITT z punktu widzenia jakościowych parametrów kanałów telefonicznych, w grupie zleceń dotyczących systemów telefonicznych, przeznaczonych do pracy na małe odległości.

W celu uzgodnienia parametrów systemów PCM grupy pierwotnej, przewidywanych do stosowania w sieci zintegrowanej oraz w sieci dalekosiężnej, wchodząc ewentualnie w skład grupy wtórnej, dla międzynarodowej transmisji sygnałów PCM na terenie CCITT trwają prace normalizacyjne nad systemami PCM-24 /1544 kbit/s/ i PCM-30/32 /2048 kbit/s/. Pierwszy jest reprezentowany przez kraje Ameryki Północnej, a także przez Japonię oraz COMSAT^{x/}. Drugi system został zaproponowany przez kra-

^{x/} w systemie łączności satelitarnej INTELSAT /przyp. red./.

je zachodniej Europy, zrzeszone w organizacji CEPT.

System PCM-30/32 proponowany przez CEPT, przyjęty również w krajach należących do RWPG, jest przewidywany do stosowania w sieci zintegrowanej i w oparciu o jego parametry są projektowane i wykonywane centrale elektroniczne, zaś sygnały cyfrowe pomiędzy centralami elektronicznymi są przesyłane przez trakty liniowe systemu PCM-30/32. System ten przewidywany jest również w krajach europejskich do współpracy z systemami zwielokrotnienia cyfrowego grupy wtórnej.

Podobnie dla krajów Ameryki Północnej i Japonii podstawowym systemem przewidywanym do współpracy z centralami elektronicznymi i systemami wtórnego zwielokrotnienia cyfrowego jest system PCM-24.

Różnica w strukturze ramki pomiędzy systemami PCM-24 i PCM-30/32 nie stanowi przeszkody w nawiązaniu współpracy pomiędzy tymi systemami, gdyż mają one identyczną długość ramki dla rozmowy, dzięki tej samej częstotliwości próbkowania 8 kHz. Istotna różnica, polegająca na obraniu odmiennych praw komandowania, również nie przeszkadza we współpracy międzynarodowej, gdyż kraje, stosujące system PCM-24 o prawie komandowania $\mu = 255/15$ segmentów, są zobowiązane wychodzić poza granicę z sygnałami cyfrowymi o prawie $A = 87,6/13$ segmentów, który jest stosowany w systemie PCM-30/32.

2.2. Systemy grupy wtórnej

Możliwość stosowania systemów PCM grupy wtórnej oraz grup wyższego rzędu wynika z posiadania linii kablowych o torach, ma-

jących lepsze własności transmisyjne w porównaniu z własnościami transmisyjnymi torów kabli akustycznych.

Systemy grupy wtórnej znajdują zastosowanie głównie w sieci okręgowej, gdzie niski koszt krotnic w systemach PCM daje ekonomiczne korzyści w porównaniu z systemami FDM. Systemy wtórnego zwielokrotnienia mogą pracować na symetrycznych, nie symetryzowanych torach już istniejących dwukablowych linii okręgowych z izolacją styrofleksową, lub na symetrycznych torach nowych linii kablowych z ekranem oddzielającym kierunki transmisyjne, bądź też na nowo wprowadzonych kablach o torach współosiowych miniaturowych o wymiarach 0,65/2,8 mm, przewidywanych głównie dla transmisji sygnałów cyfrowych.

Do transmisji sygnałów rozmowy na poziomie grupy wtórnej mogą być stosowane dwie metody.

1. Zwielokrotnienie PCM polegające na bezpośrednim zwielokrotnieniu i przetwarzaniu sygnałów rozmowy, podobnie jak się to czyni w systemach grupy pierwotnej PCM, lecz dla odpowiednio większej liczby kanałów.
2. Zwielokrotnienie cyfrowe, polegające na utworzeniu zbiorczego cyfrowego sygnału grupy wtórnej poprzez zwielokrotnienie sygnałów cyfrowych, pochodzących z kilku zestrojów grupy pierwotnej, analogicznie jak się to realizuje z zasady w systemach o częstotliwościowym podziale kanałów /FDM/.

Zasadniczym wymaganiem stawianym urządzeniom zwielokrotnienia cyfrowego jest, aby proces zwielokrotnienia mógł przebiegać w sposób asynchroniczny w stosunku do sygnałów grupy pier-

wotnej. Jednak pożądanym jest również aby możliwa była także praca synchroniczna. Bliższe omówienie powyższych zagadnień jest podane w rozdz. 6.

Systemy grupy wtórnej są tak projektowane, aby ich trakty liniowe miały przepływność liniową dogodną do wykorzystywania do transmisji innych sygnałów analogowych /wideofonia, grupa włoska FDM/ po uprzednim przetworzeniu ich na sygnały cyfrowe.

W obecnej chwili na terenie CCITT znormalizowano systemy grupy wtórnej o przepływnościach 6312 kbit/s i 8448 kbit/s.

Przepływność 6312 kbit/s proponowana przez Stany Zjednoczone Ameryki Północnej, Kanadę i Japonię, służy do zwielokrotnienia czterech grup pierwotnych PCM-24.

Przepływność 8448 kbit/s przyjęta przez kraje europejskie i przez Australię służy do zwielokrotnienia cyfrowego czterech grup pierwotnych PCM-30/32 i jest przewidywana do połączeń między krajami stosującymi grupy pierwotne PCM-30/32.

Obecnie na terenie CCITT rozpoczęto prace normalizacyjne nad systemem, który służyłby do powiązania grup pierwotnych o różnych przepływnościach. Istniała propozycja, aby do tego celu wykorzystać przepływność 6336 kbit/s, jednak z uwagi na to, że ostatnio więcej krajów stosujących grupę pierwotną PCM-30/32 poparło przepływność 8448 kbit/s, można przypuszczać, iż do powiązania różnych grup pierwotnych będzie służyła ta przepływność, zwłaszcza że ostatnio Australia wypowiedziała się za przepływnością 8448 kbit/s, co ma istotne znaczenie dla wyboru przepływności dla systemów satelitarnych.

Z punktu widzenia dopasowania przepływności grupy wtórnej

do transmisji sygnałów wideofonii i sygnałów grupy wtórnej FDM, przepływność 6312 kbit/s jest bardziej odpowiednia od przepływności 8448 kbit/s i w związku z tym ATT /USA/ dla swojej sieci obrała przepływność 6312 kbit/s.

Przepływność 8448 kbit/s dla wideofonii i grupy wtórnej FDM ma nadmiarowość przynajmniej jednej grupy pierwotnej i fakt ten nieco komplikuje konstrukcję odpowiednich urządzeń końcowych, zwłaszcza gdy przewiduje się komutację kanałów wideofonicznych, lecz przepływność ta zezwala na bardziej ekonomiczne wykorzystanie torów, co jest szczególnie istotne dla nowo projektowanych linii kablowych i radiowych.

2.3. Systemy grup wyższych rzędów

W obecnej chwili wiele krajów prowadzi badania, zmierzające do określenia przepływności grup wyższego rzędu w celu przygotowania nowych kabli o odpowiednich parametrach dla systemów cyfrowych oraz w celu odpowiedniego wykorzystania już istniejących linii kablowych.

Przepływność sygnału cyfrowego grupy trójnej i czwórnej jest dobierana głównie z punktu widzenia potrzeb telewizji kolorowej lub też z punktu widzenia pełnego wykorzystania możliwości transmisyjnych istniejących torów kablowych, jeżeli mają być one wykorzystywane dla telefonii. Niektóre administracje kierują się w dobieraniu przepływności sygnału cyfrowego potrzebami transmisji zakodowanych grup FDM /grupa trójna, czwórna/.

W obecnej chwili istnieje wiele propozycji na przepływność cyfrowych grup wyższego rzędu, wywodzących się z dwóch odmien-

T a b l i c a 1

Propozycje hierarchii grup sygnału cyfrowego

Grupa Kraj		I	II	III	IV	V	VI
USA / ATT/	kbit/s	1544	6312	44736	274176		
Kanada	kbit/s	1544	6312	44736	274176		
Japonia /NTT/	kbit/s	1544	6312	32064	97728	397200	
NRF	kbit/s	2048	8448	34816	143360	589824	
Italia	kbit/s	2048	8448	34304	139264	565148	
Francja	kbit/s	2048	8448	34000 52000	130000	270000	540000
CEPT	kbit/s	2048	8448	25000 34000 60000	106000 140000 120000		

nych grup pierwotnych 1544 kbit/s /PCM-24/ i 2048 kbit/s /PCM-30/32/. Z każdej z tych grup pierwotnych pochodzi odmienna grupa wtórna 6312 kbit/s i 8448 kbit/s, która jest z kolei podstawą hierarchii dalszych grup, co podano w tablicy 1.

Z przedstawionych propozycji widać, że istnieją duże różnice przepływności binarnych grup wyższego rzędu. Wynikają one z różnych punktów widzenia administracji odnośnie sygnałów, które zamierza się przesyłać w danych grupach, od metod przetwarzania tych sygnałów na sygnał cyfrowy oraz z różnicy w poglądach odnośnie wykorzystania torów kablowych dla określonych grup. Różnice wynikają również z określonych warunków istniejących w poszczególnych krajach, zależnych od posiadanej sieci kablowej z systemami analogowymi oraz od rodzaju tych systemów.

Pewne korzyści dla grupy trójnej wykazuje przepływność rzędu 34 kbit/s. Zawiera ona 4 grupy wtórne 8448 kbit/s oraz jest ona odpowiednia do transmisji sygnału telewizji kolorowej, przetworzonego na sygnał cyfrowy z redukcją nadmiarowości. Jest ona również odpowiednia dla transmisji zakodowanej grupy trójnej FDM /300 kanałów/.

Z propozycji grup czwórných niewątpliwe zalety wykazuje przepływność binarna 106 kbit/s. Zawiera ona trzy grupy trójne 34 kbit/s oraz jest odpowiednia dla transmisji sygnału telewizji kolorowej bez redukcji nadmiarowości z kodowaniem binarnym oraz dla transmisji analogowej grupy czwórnej FDM /960 kanałów/. Wadą jest to, że nie zawiera czterech grup trójnych, na skutek czego w tym samym kablu z takim samym kodem liniowym odcinki regeneracyjne grupy czwórnej nie mogą być ekonomicznie dwukrot-

nie skrócone w porównaniu z odcinkami dla grupy trójnej. Można jednak uzyskać taki podział, stosując różne kody liniowe sygnału cyfrowego.

Grupa trójna proponowana przez ATT i Kanadę wynika z potrzeby cyfrowej transmisji analogowej grupy trójnej FDM, stosowanej w Ameryce Północnej /600 kanałów/. Inne propozycje wynikają ze specyficznych warunków istniejących w poszczególnych krajach, zwłaszcza z uwagi na stosowane kable, które mogą być optymalnie wykorzystane przy określonej przepływności binarnej i określonym kodzie liniowym.

Niezależnie od hierarchii przepływności binarnych dla systemów kablowych istnieją odgałęzienia dla systemów linii radiowych, gdzie zwielokrotnienie łatwo uzyskać dzięki zastosowaniu kanałów o różnych fazach fali. Na przykład Włosi proponują utworzenie dwóch kanałów dla przepływności 8448 kbit/s przez modulację dwufazową, uzyskując zbiorczą przepływność binarną 17152 kbit/s lub też utworzenie czterech kanałów przy modulacji czterofazowej, uzyskując przepływność 34,304.

W obecnej chwili propozycje na przepływność grup trójnych i czwórných nie są jeszcze znormalizowane.

Duży wpływ na częstą zmianę poglądów ma zarówno szybki rozwój technologii w zakresie techniki PCM, jak i rosnące potrzeby i wymagania stawiane przez użytkowników, na skutek czego często zachodzi potrzeba aktualizacji zamierzeń, aby dostosować się do nowych możliwości i potrzeb.

Dalsze prace prowadzone na terenie CCITT, RWPG i CEPT w najbliższej przyszłości pozwolą na uzgodnienie poglądów, w wyniku czego ilość propozycji ulegnie zmniejszeniu.

3. TWORZENIE SYGNAŁÓW PCM

3.1. Wprowadzenie

Jak już wspomniano, jedną z podstawowych zalet systemów PCM jest to, że w procesie przekazywania informacji pomiędzy punktami oddalonymi przestrzennie systemy te posługują się sygnałem cyfrowym. Sygnał ten z racji swojej struktury jest znacznie mniej wrażliwy na zakłócenia, a dzięki temu, że może być poddany procesowi regeneracji, zakłócenia z poszczególnych odcinków linii pomiędzy regeneratorami są usuwane, nie następuje więc sumowanie się zakłóceń w linii transmisyjnej, co sprawia zasadnicze trudności przy transmisji sygnału analogowego.

Aby wykorzystać zalety transmisyjne sygnału cyfrowego, należy sygnały analogowe przed wprowadzeniem do linii odpowiednio przetworzyć. Proces przetwarzania, zwany kodowaniem, wykonywany jest w urządzeniu końcowym, które w zależności od rodzaju sygnału analogowego może spełniać również funkcje urządzenia zwielokrotniającego.

Urządzenia końcowe przeznaczone dla sygnałów rozmowy są z zasady krotnicami, umożliwiającymi tworzenie zbiorczego sygnału cyfrowego dla kilkudziesięciu kanałów.

Krotnice te pracują na zasadzie czasowego podziału kanałów. Ta zasada zwielokrotnienia realizowana jest w procesie próbkowania, zgodnym ze znanym prawem próbkowania. Prawo to głosi, że aby prawidłowo przesłać informację o sygnale analogowym, wystarczy przesyłać tylko ciąg informacji o chwilowych wartościach tego sygnału z częstotliwością f_p co najmniej dwukrotnie większą

od najwyższej częstotliwości f_{\max} zawartej w sygnale próbkowanym $f_p \geq 2f_{\max}$. Dla transmisji sygnału rozmowy o pasmie 300 - + 3400 Hz częstotliwość próbkowania wynosi więc 8 kHz.

Czas trwania próbki może być dowolnie krótki i dzięki temu pomiędzy próbkami jednego kanału rozmieszczonymi co 125 μ s można przesyłać próbki innych kanałów, tworząc tym sposobem czasowe zwielokrotnienie kanałów.

Amplitudy próbek dla kolejnych kanałów są wprowadzone na wspólne dla wszystkich kanałów urządzenia grupowe, mające na celu przetwarzanie próbek na sygnał cyfrowy, a następnie przetwarzanie binarnego sygnału cyfrowego na kod liniowy najlepiej nadający się do transmisji przez linie telekomunikacyjne, oraz dostarczenie sygnałów czasowania i zapewnienie synchronicznej pracy urządzeń nadawczych i odbiorczych.

W urządzeniu odbiorczym urządzenia grupowe z kolei mają na celu zamianę kodu liniowego na sygnał binarny, który następnie zostanie przetworzony na sygnał analogowy i skierowany do właściwych kanałów, dzięki odpowiednim układom czasującym.

Z uwagi na to, że urządzenia grupowe krotnic PCM pracują ~~W~~ oparciu o technikę cyfrową z wykorzystaniem tanich układów logicznych są one tańsze od krotnic systemów analogowych. Stąd wpływa następną ekonomiczną przyczyną stosowania systemów PCM na małe odległości.

Na rysunku 1^{x/} jest przedstawiony schemat blokowy krotnicy PCM, zawierający następujące podstawowe człony funkcjonalne:

^{x/} Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

- 1/ układy czasowania,
- 2/ układy kanałowe rozmowy,
- 3/ układy kanałowe sygnalizacji,
- 4/ komparator /kompresor i ekspandor/ ,
- 5/ przetworniki sygnału PCM,
- 6/ układy wyjściowe i wejściowe.

3.2. Układy czasowania

Odpowiednikiem planu częstotliwości w wielokrotnych systemach analogowych, w systemach cyfrowych jest struktura ramki.

Struktura ramki daje podstawowe informacje odnośnie czasowego położenia poszczególnych kanałów rozmównych i sygnalizacyjnych oraz położenia wzoru ramkowania.

Znajomość struktury ramki zezwala na zaprojektowanie układów zegarowych, które zezwolą na właściwe zestawienie informacji cyfrowych w założony sposób, w funkcji czasu.

Podstawowym zegarem, utrzymującym rytm pracy urządzenia nadawczego, jest układ wyznaczający szczeliny czasowe elementów binarnych. Jego częstotliwość wynika z przepływności binarnej systemu.

Zegar ten steruje zegarem cyfrowym, którego zadaniem jest wyznaczanie położenia poszczególnych elementów w kanałowej szczelinie czasowej. Czas trwania kanałowej szczeliny czasowej T_s wynika z liczby szczelin czasowych N i wynosi on:

$$T_s = \frac{125}{N} \mu s.$$

Sumaryczna liczba szczelin czasowych zależy od liczby kanałowych szczelin czasowych, przeznaczonych dla n kanałów rozmównych i od liczby kanałowych szczelin czasowych σ , które są wykorzystywane do przesyłania dodatkowych informacji dla ramkowania sygnalizacji itp., zależnie od rodzaju systemu PCM.

Z powyższego wynika, że $N = n + \sigma$, gdzie: σ w niektórych systemach jest wielkością mniejszą od 1 /np. w PCM-24 $\sigma = 1/8$ / lub większą od 1 /w PCM-30/32 $\sigma = 2$ /.

Zgodnie z międzynarodowymi ustaleniami każda kanałowa szczelina czasowa zawiera osiem elementów. Zadaniem zegara cyfrowego jest określenie położenia każdego z ośmiu elementów i z tego względu ma on osiem wyjść, na których występują impulsy o czasie trwania jednego elementu i okresie powtarzania równym czasowi kanałowej szczeliny czasowej. Impulsy na kolejnych wyjściach są przesunięte względem siebie o czas trwania jednego elementu.

Zegar cyfrowy steruje zegarem kanałowym. Zegar kanałowy określa położenie każdej z kanałowych szczelin czasowych. Liczba wyjść wynika z liczby kanałowych szczelin czasowych w krotnicy. Na wyjściach tych występują impulsy przesunięte względem siebie o czas trwania jednej szczeliny czasowej kanału i okresie powtarzania równym $125 \mu s$.

Impulsy na wyjściach wykorzystywane są do otwierania kanałowych bramek nadawczych i odbiorczych w celu pobierania próbek sygnału z kanału w urządzeniu nadawczym i wprowadzeniu próbki do właściwego kanału w urządzeniu odbiorczym.

Zbiór wszystkich szczelin czasowych N , zajmujących czas $125 \mu s$, stanowi podstawową ramkę kanałów rozmowy.

W niektórych systemach PCM istnieje potrzeba tworzenia kilku kanałów sygnalizacyjnych dla jednego kanału rozmównego. W takiej sytuacji bity, służące do utworzenia kanałów sygnalizacyjnych, rozmieszcza się w wieloramce /ramce sygnalizacyjnej/ zawierającej kilka ramek podstawowych. Aby utworzyć wieloramkę, należy wytworzyć dalsze sygnały czasowania, określające położenia poszczególnych ramek w wieloramce.

Powyższe sygnały czasowania są wytwarzane w części nadawczej i odbiorczej systemu PCM, przy czym w części odbiorczej rytm zegara liniowego jest wyławiany z sygnału liniowego, a następnie służy on do sterowania dalszych układów zegarowych.

Aby zapewnić zgodność fazy odbiorczego zegara kanałowego z fazą nadawczego zegara kanałowego, co zapewnia odbiór sygnałów rozmowy we właściwych kanałach odbiorczych, konieczne jest zastosowanie układów ramkowania.

Po stronie nadawczej układ ramkowania zgodnie z przyjętą zasadą, wprowadza w określonych miejscach ramki dodatkowe elementy binarne, których układ tworzy wzór ramkowania. Po stronie odbiorczej układ ramkowania również wytwarza identyczny wzór ramkowania. W czasie poszukiwania odbiorczego wzoru ramkowania wśród elementów odbieranego sygnału cyfrowego układ odbiorczy ramkowania tak przesuwają fazę zegarów odbiorczych, aby wystąpiła koincydencja odbieranego wzoru ramkowania ze wzorem generowanym w urządzeniu odbiorczym. Gdy taki stan ustali się /po kilkukrotnym sprawdzeniu czy istotnie koincydencja zachodzi z wzorem ramkowania, a nie z przypadkowym układem elementów, służących do przesyłania innych informacji/, zapewniona jest zgodność

ramkowania i urządzenie odbiorcze pracuje synchronicznie z urządzeniem nadawczym.

W przypadku stosowania wieloramki wymagana jest również jej zgodność fazy pomiędzy urządzeniami końcowymi w celu właściwego odbioru kanałów sygnalizacyjnych. Zgodność wieloramek jest realizowana bądź łącznie z uzyskiwaniem zgodności ramki / istnieje tylko wzór wieloramki/, bądź też do zgodności wieloramki doprowadza się dopiero po uzyskaniu zgodności ramki, stosując oprócz wzoru ramkowania również dodatkowo wzór ramkowania wieloramki.

W zależności od sposobu rozwiązania systemu ramkowania czas uzyskania zgodności ramkowania bywa różny i zawiera się on od kilkudziesięciu do kilku milisekund.

3.3. Układy kanałowe rozmowy

Indywidualne układy kanałowe składają się z części nadawczej i odbiorczej.

Część nadawcza zawiera transformator wejściowy, filtr nadawczy, bramkę nadawczą oraz ogranicznik i ewentualnie wzmacniacz kanałowy nadawczy.

Filtr nadawczy ma za zadanie wydzielenie z sygnału rozmownego składowych częstotliwości powyżej 4 kHz. Jest to konieczne z tego względu, że częstotliwości te po modulacji i demodulacji PAM^{x/} zajmują pasmo akustyczne do 4 kHz i wywołują zakłócenia,

^{x/} Pulse Amplitude Modulation - modulacja amplitudy impulsów
/p. red./.

których po stronie odbiorczej nie można wyeliminować /rys. 2/. Warunki na tłumienność filtru nadawczego w pasmie zaporowym muszą być tak dobrane, aby przy wprowadzeniu na wejście sygnałów w pasmie powyżej 4,6 kHz o poziomie -13 dBmO na wyjściu części odbiorczej sygnały w pasmie do 3,4 kHz nie przekraczały poziomu -28 dBmO.

Warunki te nie wynikają jedynie z częstotliwości zawartych w sygnale rozmowy, lecz również z sygnałów pochodzących z przeniku, jaki może zachodzić pomiędzy torami akustycznymi a torami, po których przesyłane są sygnały zbiorcze telefonii wielokrotnej systemów FDM. Zwrócić należy również uwagę na tłumienność w pasmie przejściowym 3400 ± 4600 Hz. Obecnie zaleca się, aby dla systemów dalekosiężnych charakterystyka filtru nadawczego i odbiorczego w pasmie przejściowym przebiegała poniżej granicy określonej zależnością $-14 / \sin \frac{|4000-f|}{1200} - 1/\text{dB}$.

Stosowanie ogranicznika w nadawczym układzie kanałowym zapobiega przesłuchom międzykanałowym, które mogłyby powstawać, gdyby duże amplitudy sygnału wprowadzonego na bramkę nadawczą mogły przez nią przejść w momentach, gdy jest ona zamknięta. Takie duże napięcia wejściowe mogą się pojawiać przy przesyłaniu impulsów wybierania. Wprawdzie impulsy te są przesyłane oddzielnymi kanałami sygnalizacyjnymi, lecz przedostają się one również na wejście rozmównego układu kanałowego w formie różniczek poprzez kondensatory oddzielające obwody abonenckie od obwodów rozmównych centrali.

Ograniczniki ograniczają napięcie sygnału wejściowego, przekraczające wartość 3 dBmO, która jest poziomem przeciążenia T_{\max} w systemach PCM.

Nadawcza bramka kanałowa służy do pobierania próbek z sygnału wprowadzanego do układu nadawczego i jest otwierana co $125 \mu\text{s}$ przez impulsy z zegara kanałowego na czas, wynikający z liczby kanałowych szczelin czasowych stosowanych w systemie.

Kanałowe bramki nadawcze są na wyjściu połączone równoległe, gdzie spotykają się występujące w różnych czasach sygnały PAM wszystkich kanałów rozmownych, dzięki czemu zrealizowane jest czasowe zwielokrotnienie kanałów.

Istnieje wiele rodzajów bramek kanałowych. Na ogół wykorzystuje się bramki symetryczne tranzystorowe lub diodowe, tak jak podano na rys. 3. Ostatnio wykonuje się bramki kanałowe zrealizowane w postaci układów scalonych na tranzystorach polowych.

Dla wszystkich rodzajów bramek bardzo istotnym problemem jest uzyskanie wyrównanego poziomu wyjściowego dla wszystkich kanałów przy zerowym sygnale wejściowym. Brak symetrii może spowodować zwiększenie szumów kwantyzacji oraz niesymetryczne wysterowywanie kodera. Uzyskanie symetrii bramek jest trudnym problemem technologicznym, rozwiązywanym w niektórych systemach przez specjalną wstępną symetryzację bramek, a ostatnio przez zastosowanie automatycznej, indywidualnej dla każdego kanału regulacji, w której wykorzystana jest zasada, że w dostatecznie długim okresie bez przesyłania składowej stałej musi istnieć taka sama ilość próbek dodatnich co i ujemnych.

Informacje o ilości próbek dodatnich i ujemnych czerpie się z kodu PCM danego kanału, w którym pierwszy element oznacza znak próbki. Jeżeli jest zaburzona ta zasada, oznacza to, że bramka jest rozsynchronizowana i automatyczny układ regulacji tak zmienia

polaryzację bramki, aby wyeliminować składową stałą i uzyskać jednakową ilość próbek dodatnich i ujemnych. Metoda automatycznej regulacji jest droższa, lecz ułatwia produkcję, gdyż pozwala na uniknięcie pracochłonnej symetryzacji bramek, a ponadto uniezależnia symetrię bramek od czasowej zmiany elementów.

Część odbiorcza układu kanałowego składa się z bramki odbiorczej, filtru odbiorczego, wzmacniacza oraz transformatora wyjściowego.

Bramka odbiorcza służy do wprowadzenia zdekodowanej próbki sygnału PAM do właściwego kanału odbiorczego. Wybór właściwych kanałów jest zapewniony przez impulsy zegara kanałowego, otwierające we właściwym czasie bramki odbiorcze.

Z ciągu próbek PAM wprowadzonych do kanałowego układu odbiorczego musi być zrekonstruowany sygnał taki sam, jaki został wprowadzony w części nadawczej, obarczony jedynie zniekształceniami wynikającymi z szumu kwantyzacji.

Istnieją różne metody rekonstrukcji sygnału pierwotnego z sygnału PAM. Sygnał PAM zawiera naturalne pasmo akustyczne, które wystarczy oddzielić za pomocą filtru o pasmie od 300 do 3400 Hz od nieużytecznych wstęp bocznych i fali nośnej. Jednak moc zawarta w pasmie naturalnym jest drobną częścią ogólnej mocy zawartej w sygnale PAM. Aby zwiększyć moc pasma podstawowego, stosuje się specjalne przekształcenia próbek po ich przejściu przez bramkę odbiorczą.

Kilka przykładów jest przedstawionych na rys. 4. Na rys. 4a przedstawiony jest układ, w którym zastosowano jedynie wydzielanie próbek pożądanego kanału, a następnie odfiltrowano pasmo

podstawowe. Na rys. 4b zastosowano układ poszerzający, który wydłuża czas trwania próbek przez wprowadzenie ich na kondensator ze źródła o małej rezystancji, a następnie utrzymanie amplitudy do następnego otwarcia bramki, zapewniając dużą stałą czasu rozładowania kondensatora. Na rys. 4c przedstawiony jest układ, w którym kondensator stanowiący część filtru odbiorczego jest ładowany próbką PAM ze źródła o małej rezystancji poprzez bramkę kanałową. Następnie kondensator jest rozładowywany przez impedancję wejściową filtru, dając poszerzone próbki o kształcie ćwiartki sinusoidy, której okres jest uwarunkowany częstotliwością graniczną filtru. Ta ostatnia metoda jest najczęściej stosowana, gdyż jest obarczona najmniejszymi zniekształceniami częstotliwościowymi.

Przekształcone próbki są wprowadzane na filtr odbiorczy, który wyławia pasmo podstawowe, a tłumi składowe nieużyteczne, stłumione już wstępnie przez układ poszerzający próbki. Filtracja musi być taka, aby sygnały wstępne bocznym na wyjściu odbiorczego układu kanałowego nie przekraczały poziomu -25 dBmO przy przesyłaniu w pasmie akustycznym sygnału sinusoidalnego o poziomie 0 dBmO.

Właściwy poziom zrekonstruowanego sygnału na wyjściu układu kanałowego uzyskuje się ze wzmacniacza kanałowego. Zazwyczaj jest to wzmacniacz jednostopniowy, gdyż zwraca się uwagę, aby główne wzmocnienie mocy uzyskiwać w grupowym wzmacniaczu sygnału PAM.

Część nadawcza i odbiorcza układu kanałowego dają wejście i wyjście sygnału rozmowy w układzie dwutorowym. Dla utworzenia

łącza jednotorowego obie części łączy się rozgałęźnikiem, podobnie jak w systemach analogowych.

3.4. Kanałowe układy sygnalizacji

Kanałowe układy sygnalizacyjne służą do utworzenia kanałów sygnalizacyjnych do przesłania informacji pomiędzy centralami, z którymi współpracują systemy PCM. Do współpracy central różnego typu z systemami PCM są wykorzystywane odpowiednie translacje. Zadaniem ich jest przetwarzanie sygnałów pochodzących z centrali na sygnały stałoprądowe, które przesyła się przez systemy PCM w specjalnych kanałach. Z uwagi na to, że w systemach PCM można utworzyć kilka kanałów sygnalizacyjnych dla jednego kanału rozmównego, więc konstrukcje translacji współpracujących z systemem PCM mogą być prostsze i tańsze niż translacje współpracujące z wielokrotnymi systemami FDM, które z zasady umożliwiają utworzenie tylko jednego kanału sygnalizacyjnego.

Impulsy stałoprądowe otrzymywane z translacji są próbkowane w specjalnych bramkach logicznych za pomocą impulsów kanałowych, a próbki w postaci elementów binarnych "0" lub "1" są umieszczane w odpowiednich miejscach ramki lub wieloramki. W urządzeniu odbiorczym wydziela się właściwe elementy sygnalizacyjne przez specjalne bramki odbiorcze i przetwarzają się je na odpowiednie impulsy stałoprądowe, które są przesyłane do translacji.

Najczęściej sygnały stałoprądowe przesyłane przez PCM są wyrażane w postaci przerwy w obwodzie "0" lub w postaci potencjału ziemi "1" podawanego przez przekaźniki, które znajdują się w odbiorczym układzie kanałowym sygnalizacji.

Przez systemy PCM można również przesyłać sygnały systemów sygnalizacyjnych nie skojarzonych z kanałami rozmównymi, np. sygnały systemu sygnalizacji typu nr 6, dostosowanego dla transmisji poprzez systemy cyfrowe.

Rozwiązania te nie wymagają tworzenia wieloramki.

3.5. Kompandor

Próbki pobrane z sygnałów rozmowy, występujących w poszczególnych kanałach, są w systemach PCM przetwarzane na sygnał cyfrowy. Zamiana taka następuje w przetwornikach analogowo-cyfrowych, zwanych również koderami.

Proces przetwarzania polega na przyporządkowaniu pewnym zakresom wartości sygnału analogowego odpowiedniej liczby zapisanej w układzie dwójkowym. Z powyższej zasady wynika, że dysponując pewnym ograniczonym zbiorem liczb można przesłać informacje tylko o stopniach kwantowania wartości sygnału analogowego. Liczba stopni kwantowania, na jakie można podzielić największą wartość analogową A_m , uzależniona jest zatem od liczby elementów w kodzie /znaku/, reprezentującym liczbę w układzie dwójkowym. W praktyce stosuje się kod siedmio- lub ośmioelementowy i z tego wynika, że maksymalną wartość analogową A_m można podzielić na $n = 128$ /w kodzie siedmioelementowym/ lub na $n = 256$ /w kodzie ośmioelementowym/ części łącznie, dla amplitud dodatnich i ujemnych. Wielkość tych części, czyli stopień kwantowania wynosi: $x = \frac{2A_m}{n}$.

Przy kodowaniu przesyła się tylko informacje o stopniach kwantowania, dlatego też wartości próbek po odtworzeniu sygnału są

obarczone pewnymi błędami, zwanymi "szumem kwantyzacji" /właściwszą nazwą jest "zniekształcenia kwantyzacji"/. Maksymalna wielkość szumu kwantyzacji może wynosić $\frac{x}{2}$.

Przy równomiernym /linearnym/ kodowaniu, tzn. wówczas, gdy wszystkie stopnie są równe, moc szumu kwantyzacji wynosi $\frac{x^2}{12}$, zaś odstęp sygnału od szumu N_d dla sygnału sinusoidalnego o amplitudzie A wyraża się zależnością $\frac{A \cdot n}{A_m} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}}$ i jest zależny od amplitudy przesyłanego sygnału w sposób liniowy, tak jak to przedstawiono na rys. 5. Z wykresu widać, że możliwy do przyjęcia odstęp sygnału od szumów kwantyzacji N_d , wynoszący 32 dB, występuje dopiero dla amplitud sygnału, przekraczających wartość -11 dB.

Dla sygnałów rozmowy taka sytuacja nie jest dopuszczalna ze względu na to, że w rozmowie istnieje duże prawdopodobieństwo występowania małych wartości poziomów sygnału oraz to, że w łączach komutowanych ten sam kanał może być dołączany do różnych torów abonenckich, których tłumienność może się różnić nawet w granicach 30 dB.

Z powyższych względów bardziej celowe jest zastosowanie takich środków, które sprawią, że odstęp sygnału od szumów kwantyzacji będzie poprawiony dla niższych poziomów sygnału nawet kosztem zmniejszenia odstępu N_d dla poziomów wyższych tak, aby odstęp sygnału do szumów kwantyzacji N_d osiągał wymaganą stałą wartość dla poziomów sygnału zawartych w określonym zakresie. Powyższe wymagania można osiągnąć przez nierównomierny podział stopni kwantowania x_i , wybierając mniejsze stopnie dla mniejszych sygnałów. Zasadę, według której należy dobrać wielkości stopni

x_1 , aby uzyskać pożądany przebieg odstepu sygnału od szumu kwantyzacji, nazywa się prawem kompandorowania lub kompresji.

Studia prowadzone nad określeniem optymalnego prawa kompandorowania doprowadziły w końcu do ustalenia prawa $A = 87,6$ stosowanego w krajach europejskich oraz prawa $\mu = 255$ stosowanego w Ameryce Północnej. Oba prawa są opisane następującymi zależnościami, wyrażającymi charakterystykę kompresji.

$$\begin{aligned} \text{prawo } \mu \quad y &= \frac{\log /1 + \mu x/}{\log /1 + \mu/} \quad \text{dla } 0 \leq x \leq 1 \\ \text{prawo } A \quad \left\{ \begin{array}{l} y = \frac{Ax}{1 + \log A} \quad \text{dla } 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \\ y = \frac{1 + \log Ax}{1 + \log A} \quad \text{dla } \frac{1}{A} \leq x \leq 1 \end{array} \right. \end{aligned}$$

Charakterystyki ekspandora są oczywiście zależnościami odwrotnymi.

Ze względów technicznych łatwiej realizować charakterystykę kompresji za pomocą charakterystyki składającej się z odcinków prostolinijnych, zwanych segmentami, aproksymujących charakterystykę ciągłą, to znaczy że w każdym segmencie stopnie kwantyzacji są takie same.

Takie charakterystyki kompresji dla prawa $A = 87,6$ z 13 segmentami oraz dla prawa $\mu = 255$ z 15 segmentami przedstawiono odpowiednio na rys. 6. Dla prawa A pierwszy segment środkowy dla próbek dodatkowych jest dwukrotnie większy od każdego z pozostałych segmentów, zaś w prawie μ segment środkowy jest taki sam jak pozostałe.

W każdym z praw połowa segmentów przeznaczona jest dla próbek dodatnich, druga zaś połowa dla próbek ujemnych.

Odstęp sygnału od szumów kwantyzacji dla obu praw jest przedstawiony odpowiednio na rys. 7, 8 i 9 dla pomiaru odstępu N_d wykonywanego za pomocą sygnału sinusoidalnego oraz za pomocą szumu białego.

Przy pomiarze sygnałem sinusoidalnym charakterystyka ma postać schodkową, co wynika stąd, że na początku każdego segmentu odstęp N_d jest inny niż na końcu, bowiem w ramach segmentu stopień x_i nie zmienia się, a amplituda sygnału pomiarowego jest zmieniana. Skok w odstępie N_d pomiędzy segmentami wynika stąd, że w sąsiednich segmentach stosunek wielkości stopni kwantowania x_i wynosi dwa.

Przy pomiarze szumem białym odstęp N_d jest wyrównany, co wynika stąd, że w takim sygnale istnieją różne amplitudy, dzięki czemu granice pomiędzy segmentami nie są wyraźnie odczuwalne.

Obniżanie się odstępu N_d dla dużych poziomów przy pomiarze szumem białym wynika stąd, że począwszy od poziomu około -9 dB amplitudy sygnału ulegają ograniczeniu, co objawia się zwiększeniem zakłóceń. Pomiary szumem białym lepiej charakteryzują wpływ szumów kwantyzacji na sygnał rozmowy.

Należy zwrócić uwagę, że prawo μ , posiadające jeden segment więcej /dla próbek dodatnich lub ujemnych/, zezwala na uzyskanie szerszego o 6 dB zakresu, w którym jest wyrównany odstęp sygnału od szumów N_d , co odbywa się kosztem obniżenia odstępu N_d o 1 dB w zakresie wyrównanym.

Z dotychczasowych ustaleń wynika, że we współpracy między-

narodowej ma być stosowane prawo A i kraje stosujące prawo μ muszą wysyłać ze swego kraju sygnał cyfrowy z kodem przetwarzanym na kod o prawie A.

Możliwe są trzy zasadnicze sposoby realizacji układów zezwalających na wykorzystanie zasady komandorowania i są one przedstawione na rys. 10.

Pierwszy /rys. 10a/ polega na zastosowaniu kompresora momentalnego, włączonego przed linearnym koderem /mającym jednakowe stopnie kwantowania x / i ekspandora momentalnego, włączonego za dekoderem linearnym.

Kompresor momentalny ma za zadanie przekształcenie amplitud próbek zgodnie z charakterystyką kompresji, w efekcie czego małe amplitudy, osiągając wartości odpowiednio większe i obejmując więcej równomiernych stopni kwantowania x kodera, będą obarczone mniejszym błędem. Po linearnym dekodowaniu za ekspandorem momentalnym o charakterystyce odwrotnej do charakterystyki kompresora amplitudy próbek przybierają wartości takie same jak przed kompresorem, lecz ze zniekształceniami kwantyzacji o pożądanym odstępie od sygnału.

Drugi sposób /rys. 10b/ polega na zastosowaniu kompresora cyfrowego włączanego za koderem linearnym, który ma równomierne stopnie kwantowania x o rozmiarze odpowiadającym wymaganej dokładności kodowania dla segmentu środkowego /pierwszego/, co wymaga kodowania za pomocą kodu dwunastoelementowego dla prawa A. /Dla prawa μ wymagane jest kodowanie za pomocą kodu trzynastoelementowego/. Wszystkie próbki koduje się z tą samą dokładnością. Ponieważ na linię można wysyłać tylko kod ośmio-

elementowy, więc kod dwunastoelementowy należy przeliczyć na kod ośmioelementowy tak, jak jest to podane w tablicy 2.

T a b l i c a 2

Przetwarzanie kodu dwunastoelementowego na kod ośmioelementowy dokonywane przy cyfrowej kompresji

Segment	Sygnal z kodera linearnego	Sygnal z kompresora cyfrowego
		S A B C W X Y Z
7	S 1 W X Y Z - - - - -	S 1 1 1 W X X Z
6	S 0 1 W X X Z - - - - -	S 1 1 0 W X Y Z
5	S 0 0 1 W X Y Z - - - -	S 1 0 1 W X Y Z
4	S 0 0 0 1 W X Y Z - - -	S 1 0 0 W X Y Z
3	S 0 0 0 0 1 W X X Z - -	S 0 1 1 W X Y Z
2	S 0 0 0 0 0 1 W X Y Z -	S 0 1 0 W X Y Z
1B	S 0 0 0 0 0 0 1 W X Y Z	S 0 0 1 W X Y Z
1A	S 0 0 0 0 0 0 0 W X Y Z	S 0 0 0 W X Y Z

Przy przetwarzaniu należy wziąć pod uwagę, że dla kodu ośmioelementowego można utworzyć 256 słów kodowych /znaków/.

Przyjmując, że pierwszy element S kodu będzie zajęty dla zakodowania znaku próbki, wówczas dla zakodowania amplitudy próbek można przeznaczyć siedem pozostałych elementów kodu.

Drugi, trzeci i czwarty element /ABC/ służy do podania zakodowanego numeru segmentu, w którym znajduje się kodowana próbka.

Dla podania numerów wszystkich segmentów wystarczają trzy podane wyżej elementy ABC. O numerze segmentu świadczy liczba zer /od 0 do 7/ poprzedzających pierwszą jedynekę w kodzie dwunastoelementowym, nie uwzględniając znaku S. Należy zwrócić uwagę, że pierwszy segment jest czterokrotnie większy od segmentów pozostałych. Ponieważ cyfrowa kompresja odbywa się dla próbek bez uwzględnienia znaku, wystarczy więc rozważyć tylko segmenty dla próbek dodatnich.

W takiej sytuacji segment pierwszy jest dwukrotnie większy od pozostałych i z tego powodu uwzględnia się w nim dwie części: jedną A dla najmniejszych próbek i drugą B, sąsiadującą z segmentem drugim.

Pozostałe cztery elementy /WXYZ/ kodu ośmioelementowego służą do linearnego zakodowania wartości próbki wewnątrz segmentu z uwzględnieniem zasady, że w każdym z segmentów, licząc od segmentu pierwszego mającego stopień kwantowania x , każdy następny segment /wyższy/ ma dwukrotnie większy rozmiar stopnia kwantowania od stosowanego w segmencie poprzednim. Ponieważ przy kodowaniu linearnym w kodzie dwunastoelementowym przesunięcie się pierwszej jedynekę w lewo oznacza przejście do segmentu wyższego, o większym rozmiarze stopnia kwantowania, wystarczy zatem przenieść pierwsze cztery elementy występujące za tą jedyneką /odrzucając pozostałe elementy kodu/ do kodu ośmioelementowego na miejsca: piąte, szóste, siódme i ósme

/WXYZ/, aby kod ten był utworzony zgodnie z prawem kompresji $A = 87,6/13$ seg.

Przetwarzanie zgodnie z prawem $\mu = 255/15$ segmentów odbywa się na analogicznej zasadzie, z tym że w tym prawie wykorzystuje się o jeden segment więcej, zatem do linearnego kodowania należy zastosować kod trzynastoelementowy, zezwalający na kodowanie z większą dokładnością, wymaganą dla dodatkowego segmentu.

W procesie cyfrowej ekspansji należy postępować odwrotnie do podanego wyżej procesu cyfrowej kompresji, z tym że w ekspandorze z kodu ośmioelementowego należy przejść na kod trzynastoelementowy, a następnie po linearnym dekodowaniu uzyskuje się próbkę, której odstęp sygnału od szumów kwantyzacji jest zgodny z prawem A . Przy przechodzeniu na kod trzynastoelementowy należy pamiętać, że pierwszy element /S/ w kodzie ośmioelementowym oznacza znak próbki. Drugi, trzeci i czwarty element /ABC/ oznaczają zakodowany numer jednego z siedmiu segmentów. Przy zamianie na kod trzynastoelementowy wyznaczają one liczbę początkowych zer, które należy wytworzyć w tym kodzie /od 0 do 7/ za elementem znaku zgodnie z zasadą podaną w tablicy 3.

Następnie za zerami do kodu trzynastoelementowego wprowadza się ostatnie cztery elementy kodu ośmioelementowego poprzedzone jedyneką i zakończone jedyneką 1WXYZ1 we wszystkich segmentach, z wyjątkiem połowy A segmentu pierwszego, przeznaczonej dla najmniejszych próbek, gdzie nie daje się jedynki poprzedzającej kod WXYZ1. Jedyńska poprzedzająca kod WXYZ powoduje włączenie źródła elementarnego, reprezentującego początek segmentu, w którym ten kod ma być odtworzony.

Przetwarzanie kodu ośmioelementowego na kod trzynastoelementowy dokonywane przy cyfrowej ekspansji

Segment	Sygnał z linii		Sygnał dla dekodera linearnego
	S A B C	W X Y Z	
7	S 1 1 1	W X Y Z	S 1 W X Y Z 1 0 0 0 0 0 0
6	S 1 1 0	W X Y Z	S 0 1 W X Y Z 1 0 0 0 0 0
5	S 1 0 1	W X Y Z	S 0 0 1 W X Y Z 1 0 0 0 0
4	S 1 0 0	W X Y Z	S 0 0 0 1 W X Y Z 1 0 0 0
3	S 0 1 1	W X Y Z	S 0 0 0 0 1 W X Y Z 1 0 0
2	S 0 1 0	W X Y Z	S 0 0 0 0 0 1 W X Y Z 1 0
1B	S 0 0 1	W X Y Z	S 0 0 0 0 0 0 1 W X Y Z 1
1A	S 0 0 0	W X Y Z	S 0 0 0 0 0 0 0 W X Y Z 1

Jedynka występująca za kodem WXYZ służy do tego, aby włączyć dodatkowe źródło elementarne o wartości połowy stopnia kwantowania stosowanego w danym segmencie i aby uzyskać linearne przechodzenie wartości próbki przez wartość zerową oraz z jednego segmentu do segmentu następnego. Ponieważ ta jedynka musi występować również w segmencie pierwszym, dla dekodowania więc linearnego należy dla prawa Λ wykorzystywać kod trzynastoelementowy, podczas gdy dla kodowania linearnego wystarczył kod dwunastoelementowy.

Kompandor cyfrowy ma proste rozwiązanie techniczne, lecz wymaga, aby koder i dekodery pracowały z trzynastoelementowym

kodek, co narzuca większą szybkość pracy i wymaga stosowania doskonalszych podzespołów. Opis takiego układu jest podany w [1].

Trzecią możliwością wprowadzania procesu komparatorowania jest zastosowanie nieliniarnego kodera i dekodera.

Praca kodera nieliniarnego polega na takiej zasadzie, że w wyniku bezpośredniego kodowania na wyjściu uzyskuje się kod ośmioelementowy /SABCWXYZ/ z takim układem i przeznaczeniem elementów, jak to było uzyskiwane na wyjściu ekspandora cyfrowego.

Dekoder nieliniarny zezwala na bezpośrednie uzyskanie próbki z sygnału PAM bez przetwarzania kodu ośmioelementowego na dwunastoelementowy.

Praca układów odbywa się w ośmiu etapach w czasie trwania kanałowej szczeliny czasowej, a więc szybkość pracy jest mniejsza niż to jest wymagane w metodzie z kompatorem cyfrowym, gdzie praca odbywała się w tym samym czasie, przynajmniej w trzynastu etapach.

Zasada pracy kodera z kompresją i dekodera z ekspansją jest opisana w rozdz. 3.6.

3.6. Przetworniki sygnału PCM

W systemach PCM jednym z ważniejszych urządzeń grupowych jest przetwornik analogowo-cyfrowy, zwany koderem, oraz przetwornik cyfrowo-analogowy, zwany dekoderelem.

Istnieje wiele typów przetworników [2], jednak w praktyce najczęściej stosuje się przetworniki pracujące na zasadzie kolejnych przybliżeń w n etapach pracy z wykorzystaniem $n-1$ źródeł elementarnych.

Poniżej zostaną omówione przykładowo dwa typy przetworników dla ośmioelementowego kodu PCM: jeden typ przetwornika z linearnym przetwarzaniem w ośmiu etapach, który musi współpracować z kompanforem momentalnym, oraz drugi typ przetwornika z nielinearnym przetwarzaniem w ośmiu etapach, który w procesie przetwarzania realizuje również proces kompanforowania /koder realizuje kompresję, a dekoder realizuje ekspansję/ zgodnie z prawem $A = 87,6/13$ segmentów.

Na rysunku 11 jest przedstawiony ideowy schemat blokowy koder. W jego skład wchodzi następujące bloki funkcjonalne:

- 1/ układ magazynujący,
- 2/ układ źródeł elementarnych,
- 3/ układ sumujący,
- 4/ układ określania znaku próbki,
- 5/ układ logiczny,
- 6/ układ porównujący.

Układ magazynujący ma za zadanie utrzymanie amplitudy próbki o stałej wartości na okres trwania procesu kodowania. Układ magazynujący jest zazwyczaj kondensatorem, na który przez bramkę są wprowadzane w krótkim czasie napięcia kolejnych próbek ze źródła o małej rezystancji. W czasie trwania kodowania wartość napięcia próbki na kondensatorze utrzymuje się na stałej wartości. Jest ono wprowadzane na wzmacniacz o dużej rezystancji wejściowej, który na wyjściu daje prąd proporcjonalny do napięcia na kondensatorze magazynującym. Prąd ten jest skierowany do układu sumującego, w którym sumuje się on z prądem pochodzącym ze źródeł elementarnych.

Układ źródeł elementarnych jest zbiorem źródeł prądowych, których liczba zależy od typu przetwornika. W koderze linearnym jest siedem źródeł elementarnych, zaś w koderze nieliniarnym jest jedenaście źródeł elementarnych. Najmniejsze źródło daje prąd o wartości stopnia kwantowania, a każde następne źródło o wartości dwukrotnie większej od poprzedniego.

Układ określenia znaku próbki nadaje dla próbki o polaryzacji dodatniej pierwszemu elementowi S w kodzie wartość "1" oraz źródłom elementarnym wartości ujemne, zaś dla próbki o polaryzacji ujemnej odpowiednio pierwszemu elementowi kodu wartość "0", a źródłom elementarnym wartości dodatnie.

Układ porównujący ma za zadanie stwierdzić, czy za układem sumującym prąd próbki jest większy od prądu źródeł elementarnych czy też mniejszy; w zależności od tego w każdym etapie kodowania określona jest wartość bitów kodu od drugiego począwszy do ósmego.

Układ logiczny ma za zadanie decydować o włączaniu źródeł elementarnych w zależności od etapu procesu kodowania oraz od wartości elementu kodu, który został określony w etapie poprzednim.

Do określenia rytmu pracy przetwornika wykorzystuje się sygnały czasowania, pochodzące z zegara liniowego oraz z zegara cyfrowego.

Zasada kodowania polega na tym, że w wyniku kolejnego włączania źródeł elementarnych od największego począwszy i wyłączenia niektórych z nich, pod koniec procesu kodowania pozostaną włączone tylko te, których suma prądów jest równa prądowi próbki z dokładnością do połowy stopnia kwantowania. Jednocześnie

w czasie procesu kodowania wytwarzany jest kod, w którym elementy odpowiadające włączonym prądom przyjmują wartość "1".

Technika kodowania w koderze linearnym jest inna niż w koderze nielinearnym.

W koderze linearnym układ źródeł elementarnych ma siedem następujących wartości źródeł: $J_0 \cdot 2$; $2J_0 \cdot 2$, $4J_0 \cdot 2$, $8J_0 \cdot 2$; $16 \cdot J_0 \cdot 2$, $32J_0 \cdot 2$ i $64J_0 \cdot 2$.

Najmniejsze źródło przyjęto jako $J_0 \cdot 2$, ponieważ w dekoderze będzie potrzebne najmniejsze źródło elementarne J_0 , o połowę mniejsze, konieczne ze względu na właściwe ustawienie charakterystyki przetwarzania przy przejściu przez początek układu zależności $U_{wy} = f / U_{we}$. Źródło to jest włączone elementem znaku próbki S jako $+J_0$ lub $-J_0$. Dzięki temu zmiana znaku powoduje na wyjściu dekodera zmianę o jeden stopień kwantowania równy $J_0 \cdot 2$.

Po określeniu znaku próbki w pierwszym etapie, w następnym drugim etapie układ logiczny włącza prąd $64J_0 \cdot 2$. Jeżeli prąd ten jest większy od prądu próbki, wówczas drugi element w kodzie przyjmuje wartość "0" i na tej podstawie układ logiczny wyłącza to źródło elementarne. Jeśli jednak prąd ten jest mniejszy od prądu próbki, wówczas drugi element w kodzie przyjmuje wartość "1", a prąd $64 \cdot J_0 \cdot 2$ nie jest wyłączony i pozostaje do końca procesu kodowania.

W trzecim etapie układ logiczny włącza źródło $32J_0 \cdot 2$ i w zależności od wyniku porównania aktualnie włączonych źródeł z prądem próbki trzeci element kodu przyjmuje wartość "0" lub "1" i na tej podstawie układ logiczny wyłączy lub pozostawi do końca procesu kodowania ostatnio włączone źródło elementarne.

Podobnie w następnych etapach włącza się kolejno następne źródła elementarne i ewentualnie pozostawia się te, dla których odpowiednie elementy kodu przyjmują wartość "1".

Tym sposobem wytworzony kod reprezentuje znak i wartość prądu próbki. Można to wyrazić następującą zależnością.

$$J_p = J_o \cdot 2^{-1} / \sqrt{1+a} / \sqrt{64b+32c+16d+8e+4f+2g+1} \cdot h + \frac{1}{2},$$

gdzie litery od a do h reprezentują wartości "1" lub "0" dla kolejnych elementów ośmioelementowego kodu.

Proces kodowania linearnego z kodem jedenastoelementowym, stosowanym przy cyfrowej kompresji, przebiega analogicznie do wyżej opisanego.

W koderze nieliniarnym proces przetwarzania oprócz kodowania musi również objąć proces kompresji. Z tego powodu kodowanie musi być dokonywane ze zmiennym stopniem kwantowania, zależnie od segmentu, w którym znajduje się amplituda kodowanej próbki. Ponieważ z siedmiu elementów kodu reprezentujących wartość amplitudy próbki, trzy pierwsze ABC mają określać zakodowany numer segmentu, wartość próbki w segmencie może być więc wyrażona za pomocą kodu czteroelementowego WXYZ, zajmującego cztery ostatnie elementy ośmioelementowego kodu.

Każdy zatem segment może być podzielony na 16 równych stopni kwantowania, poza pierwszym, który składając się z części A i B jest dwukrotnie większy i dzieli się na 32 stopnie kwantowania. Wielkość stopnia kwantowania w kolejnych sąsiednich segmentach jest dwukrotnie większa. Tak więc stopień kwantowania w segmencie pierwszym wynosi $J_o \cdot 2$, w drugim $2J_o \cdot 2$, w trzecim $4J_o \cdot 2$, w

czwartym $8.J_{\circ}.2$ i tak dalej aż do siódmego segmentu, gdzie stopień kwantowania wynosi $64.J_{\circ}.2$.

Najmniejszy stopień kwantowania przyjęto jako $J_{\circ}.2$ z takich samych względów, jak to podano w koderze linearnym.

Cały przedział kodowanych próbek dla dodatnich amplitud jest przedstawiony na rys. 13, na którym ze względu na trudności graficzne nie zachowano właściwych proporcji pomiędzy rozmiarami poszczególnych segmentów. Zajmuje on $2048.J_{\circ}.2$ stopni kwantowania segmentu pierwszego.

Dla przeprowadzenia procesu kodowania w omawianym przypadku należy utworzyć jedenaście źródeł elementarnych od $J_{\circ}.2$ do $1024.J_{\circ}.2$. Z rysunku 13 można stwierdzić, że następujące źródła elementarne wyznaczają granice pomiędzy segmentami: $16.J_{\circ}.2$ /rozdziela segment 1 na część A i B/ $32.J_{\circ}.2$, $64.J_{\circ}.2$, $128.J_{\circ}.2$, $512.J_{\circ}.2$ i $1024.J_{\circ}.2$.

Proces kodowania składa się z trzech części. W pierwszej części wyznacza się znak próbki i informacje o tym zajmuje pierwszy element S w kodzie ośmioelementowym. W drugiej części procesu kodowania, składającej się z etapu drugiego, trzeciego i czwartego, wyznacza się segment i to zajmuje drugi, trzeci i czwarty element kodu /bity ABC/.

W trzeciej części procesu kodowania zajmującej piąty, szósty, siódmy i ósmy etap pracy kodera przeprowadza się linearne kodowanie próbki ze stopniem kwantowania, właściwym dla wyznaczonego poprzednio segmentu, tworząc czteroelementowy kod, zajmujący piąty, szósty, siódmy i ósmy element kodu ośmioelementowego /bity WXYZ/.

W czwartej części procesu kodowania, kodowaniu podlega różnica pozostająca po odjęciu od prądu próbki prądu elementarnego źródła wyznaczającego początek segmentu, w którym znajduje się próbka. To źródło jest wyznaczane w drugiej części procesu kodowania, która jak już wspomniano występuje po procesie wyznaczenia znaku próbki. Proces określenia segmentu, a ściślej określenie źródła, wyznaczającego początek segmentu, w którym znajduje się kodowana próbka, przebiega w sposób następujący /rys. 13/.

W drugim etapie układ logiczny włącza źródło $128J_{\circ}.2$, które rozdziela segmenty na dwie części /cztery segmenty powyżej i cztery segmenty poniżej, rozumiejąc pierwszy segment jako dwa - 1A i 1B/. Jeżeli prąd próbki jest większy od prądu tego źródła, wówczas drugi element w kodzie przyjmuje wartość "1" i układ logiczny w etapie trzecim włączy źródło $512J_{\circ}.2$ /dzielące cztery górne segmenty na dwie części po dwa segmenty/.

Jeżeli próbka jest mniejsza od źródła $128J_{\circ}.2$, wówczas drugi element kodu przyjmie wartość "0", a układ logiczny włączy w trzecim etapie źródło $32J_{\circ}.2$.

Postępując analogicznie, w czwartym etapie będzie już utworzony kod ABC, określający właściwy segment, a układ logiczny może wyznaczyć właściwe źródło elementarne i włączyć to źródło do układu sumującego, gdzie odejmie się ono od próbki, tak aby w okresie piątym, szóstym, siódmym i ósmym można było przeprowadzić linearne kodowanie powstałej różnicy.

Jednocześnie układ logiczny przed piątym etapem kodowania wyznaczy cztery źródła elementarne, które z właściwym dla danego

segmentu stopniem kwantowania przeprowadzą proces kodowania powyższej różnicy i tym sposobem utworzony zostanie czteroelementowy kod WXYZ.

Zasada kodowania próbek dodatnich i ujemnych przebiega w sposób zupełnie identyczny, zmienia się jedynie znak źródeł elementarnych.

Proces przetwarzania cyfrowo-analogowego jest wykonywany w dekodерze przedstawionym w postaci ideowego schematu blokowego na rys. 14.

W skład kodera wchodzi następujące bloki funkcjonalne:

1. rejestr szeregowy,
2. rejestr równoległy,
3. układ logiczny,
4. układ źródeł elementarnych,
5. układ sumujący.

Odbierany kod PCM jest wpisywany do rejestru szeregowego. Z chwilą wprowadzenia ostatniego elementu kodu informacja z rejestru szeregowego jest przekazana do rejestru równoległego, zaś rejestr szeregowy rozpoczyna zapisywanie kodu PCM dla następnego kanału.

Informacja wpisana do rejestru równoległego może w nim pozostawać na czas trwania kanałowej szczeliny czasowej. Jest ona przekazywana do układu logicznego, który po jej odpowiednim przetworzeniu włącza właściwe źródła elementarne.

Zsumowane źródła elementarne wytwarzają próbkę sygnału PAM, odtwarzającą próbkę PAM wprowadzoną do kodera z błę-

dem nie przekraczającym połowy stopnia kwantowania.

Przy linearnym przetwarzaniu cyfrowo-analogowym na podstawie wartości elementów kodu PCM, przekazanych z rejestru równoległego do układu logicznego, układ ten realizuje następujące operacje.

Zgodnie z wartością pierwszego elementu kodu układ logiczny określa biegunowość źródeł elementarnych, aby odtwarzały próbkę o właściwej polaryzacji. Włączenie biegunowości jest powiązane z włączeniem źródła elementarnego o wartości połowy przedziału kwantowania J_0 . Jest to konieczne dla właściwego złożenia charakterystyk przetwarzania dodatnich i ujemnych próbek.

Układ źródeł elementarnych zawiera osiem źródeł prądowych o wartościach:

$$J_0, J_0 \cdot 2, 2J_0 \cdot 2, 4J_0 \cdot 2, 8J_0 \cdot 2, 16 \cdot J_0 \cdot 2, 32J_0 \cdot 2 \text{ i } 64J_0 \cdot 2.$$

Jak wspomniano, źródło elementarne o wartości J_0 jest włączone elementem znaku.

Pozostałe elementy kodu PCM od drugiego do ósmego włączają właściwe im źródła elementarne, o ile te elementy mają wartość "1".

Proces z linearnym dekodowaniem jedenastoelementowego kodu PCM, występującego po cyfrowej ekspansji, co ma miejsce przy cyfrowym kompandowaniu, przebiega podobnie do opisanego powyżej.

Przy dekodowaniu nielinearnym proces przetwarzania jest bardziej złożony.

Kod PCM otrzymany z rejestru równoległego ulega odpowiedniej transformacji w układzie logicznym, tak aby dokonany został

proces ekspansji; jest to zrealizowane przez włączenie odpowiednich źródeł elementarnych, których w dekodерze jest 12 od J_0 , $J_0 \cdot 2$, $2J_0 \cdot 2$, $4J_0 \cdot 2 \dots$ do $1024J_0 \cdot 2$.

Pierwszy element "S" ósmioelementowego kodu PCM włącza źródła elementarne z właściwą biegunowością.

Elementy "ABC" po rozszyfrowaniu w układzie logicznym określają numer segmentu. W konsekwencji układ logiczny włącza źródło elementarne, stanowiące dolną granicę wyznaczonego segmentu; włącza również źródło mające wartość połowy stopnia kwantowania właściwego danemu segmentowi; może być ono reprezentowane źródłem o najniższej wartości, stosowanym w segmencie niższym. Dla segmentu pierwszego tę funkcję spełnia źródło J_0 . Operacja ta jest konieczna z uwagi na właściwe powiązanie segmentów pomiędzy sobą. Dzięki temu stopień kwantowania na tej granicy ma wartość pośrednią pomiędzy stopniem kwantowania w segmencie niższym i wyższym $/3/4$ stopnia/ i zachowana jest linearna amplitudowa charakterystyka przetwarzania. Zilustrowano to na rys. 14.

Po określeniu segmentu układ logiczny włącza zgodnie z wartościami elementów WXYZ właściwe dla tego segmentu i dla tych elementów źródła elementarne.

Powyższe operacje zostają zrealizowane w chwili włączenia kodu PCM z rejestru szeregowego do rejestru równoległego, a tym samym również do układu logicznego i w odpowiedzi suma włączonych właściwych źródeł elementarnych w czasie trwania kanałowej szczeliny czasowej odtwarza próbkę już po operacji ekspansji, a więc z błędem kwantowania zgodnym z przyjętą zasadą komparowania.

Na przykład przy kodzie $\begin{matrix} 1101 & 1001 \\ SABC & WXYZ \end{matrix}$ operacje układu logicznego sprawiają, że włączone będą źródła o biegunowości dodatniej $/S = 1/$. Ponieważ kod ABC ma układ 101, więc wiadomo, że jest to segment piąty i należy włączyć źródło $256J_{\circ}2$ oraz źródło $8J_{\circ}2$. W tym segmencie do dekodowania są stosowane źródła $16J_{\circ}2$, $32J_{\circ}2$, $64J_{\circ}2$ i $128J_{\circ}2$. Z kodu WXYZ o postaci 1001 wiadomo, że należy włączyć źródła $128J_{\circ}2$ i $16J_{\circ}2$. Z sumy włączonych źródeł wynika, że odtworzona próbka będzie miała wartość $256J_{\circ}2 + 8J_{\circ}2 + 128J_{\circ}2 + 16J_{\circ}2 = 408J_{\circ}2$.

3.7. Układy wyjściowe i wejściowe

Układ wyjściowy służy do przekształcania sygnału binarnego ramki na sygnał najbardziej dogodny do transmisji poprzez trakt liniowy. Do tego celu wykorzystuje się zegar liniowy.

Z układu wyjściowego, przekształcony sygnał liniowy zostaje podany do urządzeń traktu liniowego, w skład którego wchodzi urządzenie końcowe traktu liniowego oraz kabel z regeneratorami przelotowymi /rys. 15/. Z traktu liniowego cyfrowy sygnał liniowy zostaje wprowadzony do układu odbiorczego, w którym sygnał liniowy przekształca się na sygnał binarny za pomocą zegara liniowego wyłowionego z sygnału informacyjnego. Następnie sygnał binarny wraz z sygnałem zegara liniowego zostaje wprowadzony do dalszych układów urządzeń końcowych.

Z punktu widzenia uniwersalnego wykorzystywania traktu liniowego dla różnych zastosowań, wymagających tę samą binarną przepływność liniową, np. do współpracy z urządzeniami końcowymi PCM, z centralami elektronicznymi, z urządzeniem transmi-

sji danych /gdy do tego celu trzeba wykorzystać pełną przepływność/ lub z urządzeniami końcowymi wizjofonii /o bardzo skutecznej redukcji nadmiarowości, jeżeli chodzi o wykorzystanie traktów liniowych grupy pierwotnej/ lub też do połączenia z cyfrowymi krotnicami grupy wtórnej. Z tego względu wygodnie jest włączyć funkcjonalne urządzenie wejściowe i wyjściowe do traktu liniowego, gdyż dla powyższych zastosowań mogły być wspólne^{x/}. W obecnej chwili punkty styku dla urządzeń wejściowych i wyjściowych od strony sygnału binarnego nie są znormalizowane z tego powodu, że najczęściej są one usytuowane blisko urządzeń końcowych i wręcz traktowane jako ich część wspólna. Dlatego połączenia te rozwiązuje się w tej chwili indywidualnie.

Od strony, gdzie występuje sygnał liniowy, dla połączenia z urządzeniami końcowymi traktu liniowego układy wejściowe i wyjściowe mają parametry określone bardziej precyzyjnie, lecz jeszcze nie ustalone międzynarodowo. Zależą one od przyjętego kodu liniowego i od torów, którymi mają być dokonane połączenia /tabl. 4 i 5 na str. 49 i 50/.

Kod liniowy jest wytwarzany w urządzeniu wyjściowym przez przetwornik kodu. Jak już wspomniano, ma on za zadanie takie przekształcenie binarnego sygnału cyfrowego tworzącego ramkę, aby był on najdogodniejszy do transmisji przez kablowy trakt liniowy. Z uwagi na to, że w trakcie liniowym przewiduje się stosowanie regeneratorów sygnału cyfrowego, przy wyborze postaci sygnału liniowego należy również wziąć pod uwagę czynniki,

^{x/} Takie połączenie można przez analogię do systemów FDM nazwać odcinkiem grupy pierwotnej /n-tej/ /przyp. autora/.

mające wpływ na pracę regeneratorów.

Z prac prowadzonych w wielu krajach wynika, że optymalną postacią cyfrowego sygnału liniowego jest sygnał, w którym element o wartości "1" przyjmuje postać impulsu o wypełnieniu 50%, o polaryzacji na przemian dodatniej lub ujemnej. Elementy o wartości "0" są reprezentowane również jako "0".

Taki kod nazywa się kodem AMI^{x/}, a jego rozkład widma energetycznego jest przedstawiony na rys. 16. Rozkład powyższy ma dwie korzystne cechy:

- widmo nie zawiera składowej prądu stałego,
- widmo jest skupione w połowie częstotliwości f_0 , wynikającej z przepływności binarnej sygnału cyfrowego.

Pierwsza zaleta zezwala na stosowanie transformatorów w urządzeniach traktu liniowego, co w dużym stopniu ułatwia realizację układów, a ponadto zezwala na proste zasilanie zdalne poprzez tor pochodny.

Druga zaleta w efekcie sprawia, że tłumienność kabla jak i przeniki mogą być rozważane dla częstotliwości, przy której występuje skupienie widma energetycznego, a więc dla połowy f_0 , co w praktyce ułatwia pomiary i wykorzystywanie kabli.

Cechą niekorzystną kodu AMI jest brak prążków w widmie, na skutek czego nie można bezpośrednio wylawiać z niego sygnału do czasowania regeneratorów. Jednak dzięki temu, że impulsy mają wypełnienie 50%, po ich zamianie w regeneratorze na sygnał jed-

^{x/} Alternately Mark Inversion - przemiana inwersja znaku /przyp. autora/.

nobiegunowy można uzyskać sygnał czasowania o częstotliwości f_o .

Wytworzenie sygnału AMI może być realizowane w układzie podanym na rys. 17.

W bramce iloczynowej 1 zegar liniowy z impulsami o wypełnieniu 50% zawęza impulsy kodu binarnego. Są one następnie rozdzielone na przemian na dwie drogi przez bramki 2 i 3 przełączane przez przerzutnik, pracujący w układzie dzielnika. Rozdzielone impulsy kodu sterują tranzystorami, pracującymi jako klucze, które wymuszają przepływ prądu przez uzwojenia transformatora połączonego z tranzystorami w układzie przeciwsobnym.

Dzięki temu na wyjściu transformatora kolejne impulsy pojawiają się z przeciwną polaryzacją.

Wadą kodu AMI jest to, że mogą występować w nim długie sekwencje elementów o wartości "0", nie niosące informacji potrzebnej do czasowania regeneratorów. Aby temu zaradzić, stosuje się pewne zabiegi w celu zwiększenia liczby impulsów w kodzie binarnym. W tym celu dla przypadku transmisji zakodowanych sygnałów rozmowy stosuje się negacje parzystych elementów w kodzie binarnym za koderem, który daje zerowe elementy przy braku rozmowy /ten stan jest najbardziej prawdopodobny/. Nie wyklucza to jednak długich sekwencji zerowych, gdy cyfrowy trakt będzie wykorzystywany, np. dla transmisji danych.

Z uwagi na transmisję danych niektóre kraje /Francja, Belgia/ wprowadziły w swoich traktach liniowych kod liniowy typu HDB-3^{x/}.

^{x/} High Density Bipolar - dwubiegunowy o dużej gęstości /przyp. autora/.

Ten typ kodu sprawia, że w cyfrowym sygnale liniowym nigdy nie występuje więcej elementów zerowych niż trzy. Dla sekwencji, w których nie występuje więcej kolejnych zer niż trzy, postać sygnału jest taka jak w kodzie AMI. Jednak w przypadku gdy jest więcej elementów zerowych, w miejscu każdego czwartego zera wprowadza się dodatkowy element impulsów o wartości "1", zaburzający zasadę kolejnej przemienności polaryzacji, tzn, o takiej samej polaryzacji co impuls poprzedzający. Dodatkową zasadą jest, aby każde kolejne zaburzenie miało biegunowość przeciwną do zaburzenia poprzedniego. Aby ten ostatni warunek mógł być spełniony, czasami w miejscu pierwszego zera w "pakiecie" czterech zer należy wprowadzić dodatkowy element "B" o wartości "1", o biegunowości przeciwnej do polaryzacji impulsu poprzedzającego. Stąd zamiast czterech zer "0000" wytwarza się sekwencję "000V" lub "B00V". Zasadę najlepiej tłumaczy rys. 18a, w którym podano przykład zamiany kodu binarnego na kod HDB-3 dla przypadku, gdy poprzednie zaburzenie było o polaryzacji dodatniej " V^+ " oraz ujemnej " V^- ".

Po drugiej stronie traktu liniowego odbiorczy przetwornik kodu, po wykryciu zaburzenia w dwubiegunowości kolejnych impulsów, zamienia wyrazy "000V" lub "B00V" na sekwencję czterech zer "0000".

Konieczność wprowadzania przemiennej polaryzacji kolejnych zaburzeń wynika z potrzeby eliminowania składowej stałej, która by mogła powstawać, gdyby tej zasady nie przestrzegano.

Istnieją jeszcze inne typy kodów umożliwiających eliminację sekwencji o nadmiernej ilości zer. Ich jakość jest zawsze oceniana z punktu widzenia eliminacji składowej stałej. Jednym z takich

kodów jest kod typu B6ZS stosowany przez Stany Zjednoczone Ameryki Północnej dla systemów cyfrowych grupy wtórnej, w którym zamiast sześciu zer - "000000" wysyła się w ten sposób sekwencję OVBOVB [3]. Przykład tego kodu jest podany na rys. 18b.

Innym kodem, który daje krótkie sekwencje zerowe, jest kod PST^{x/} [4], w którym pary kodu binarnego zamienia się na pary kodu trójwartościowego. Ponieważ kod trójwartościowy ma nadmiarowość, istnieje więc możliwość takiego doboru par kodu trójwartościowego, pozwalającego uniknąć sekwencji zerowych zawierających więcej niż dwa zera oraz zapewnić eliminację składowej stałej. Zamianę przeprowadza się według poniższej tabelki, w której znak + lub - oznacza impuls o podanej polaryzacji.

Kod binarny	0 0	0 1	1 0	1 1
Kod trójkowy	- +	0 + lub 0 -	+ 0 lub - 0	+ -

Przykład przetworzonego kodu podany jest na rys. 18c.

Kod PST daje dużą liczbę impulsów, co jest dogodnie dla pracy regeneratorów, lecz mogą się tu pojawiać zaburzenia w dwubiegowości dla impulsów sąsiadujących, co z kolei jest dość trudną sekwencją do przeniesienia przez regenerator.

Dla systemów o dużej binarnej przepływności stosuje się kod 4B/3T, w którym czwórki kodu binarnego zamienia się na trójki

^{x/} Paired Selected Ternary /code/ - parowany dobierany /kod/ trójkowy - /przyp. autora/.

kodu trójkowego. Pozwala to na dalsze zmniejszenie szybkości transmisji sygnału liniowego, gdyż w tym przypadku polaryzacja impulsu liniowego niesie dodatkową informację. Ponieważ przy tym przetwarzaniu 4B/3T w kombinacjach trójek kodu trójkowego istnieje nadmiarowość, można więc w sygnale liniowym eliminować nadmierne sekwencje zerowe oraz składową stałą.

W obecnej chwili większość urządzeń PCM tworzy wyjściowy sygnał liniowy w którym "1" jest reprezentowana przez impuls o wypełnieniu 50%, mający kształt prostokątny i napięcie ± 3 V na impedancji falowej kabla. Takie same parametry mają impulsy wyjściowe z regeneratora.

Ostatnio zostały zgłoszone na terenie CCITT propozycje Francji i NRF, aby impulsy sygnału liniowego były kształtowane przez filtr dolnoprzepustowy o charakterystyce $G/f/ = /1 + \frac{jf}{f_g}/^{-h}$. W dokumencie CCITT [5] podano wyniki badań filtrów, dla których obrano $n = 4$ i $f_g = 0,8 f_o$ oraz $n = 2$ i $f_g = 0,5 f_o$ /gdzie f_o oznacza częstotliwość, odpowiadającą binarnej przepływności liniowej/. Z badań wynika, że kształt impulsów wyjściowych jest zbliżony do funkcji \cos w kwadracie, przy sekwencji 1 0 1⁻0 i połówek sinusoidy dla sekwencji 1⁺1⁻1⁺ oraz że mało zależy on od kształtu impulsów doprowadzonych do filtru, zaś amplitudy impulsów wyjściowych są zależne głównie od całki z impulsów wejściowych.

O wyborze takiego kształtu impulsów wyjściowych decyduje przede wszystkim łatwiejsze dopasowanie stopni wyjściowych do linii kablowej, gdyż zawęża się pasmo, dla którego to dopasowanie należy zapewnić.

Parametry punktu styku urządzeń PCM z liniami kablowymi nie

Punkty styku grup pierwotnych na wejściu i wyjściu traktu liniowego

	1544 kbit/s		2048 kbit/s	
Przepływność liniowa	1544 kbit/s		2048 kbit/s	
Para /pary/ dla każdego kierunku transmisji	jedna para symetryczna	jedna para symetryczna	dwie pary symetryczne	jedna para niesymetryczna
Kod	AMI	HDB-3	sygnał AMI + zegar	HDB-3
Pomiarowa rezystancja obciążenia [Ω]	100	120		75
Kształt impulsu	prostokątny /50% wypełn./	prostokątny /50% wypełn./	sygnał - połowa sinusoidy czasowanie - sinusoida	prostokątny /50% wypełn./
Metoda pomiaru	bezpśrednia	bezpśrednia	z zastosowaniem filtru 1,57 ± 15%	bezpśrednia
Amplituda napięcia	3 V ± 10%	3 V ± 10%	2,36 V ± 10%	2,37 V ± 10%
Stosunek amplitudy impulsów dodatnich do ujemnych	moc impulsu każdej polaryzacji może się różnić więcej jak 0,5 dB	0,95 ± 1,05	0,95 ± 1,05	0,95 ± 1,05
Czas narastania i opadania pomiędzy 10% i 90% amplitudy impulsu	80 μs	80 μs	patrz rys. 33	80 μs
Przebieg w stosunku do amplitudy impulsu	1 V	10%	patrz rys. 33	10%
Szerokość impulsu	324 ± 30 μs w połowie amplitudy	224 ± 20 μs w połowie amplitudy	patrz rys. 33	224 ± 20 μs w połowie amplitudy

1/ Charakterystyka filtra $G_s(f) = 1 + j \cdot \frac{f}{1024} / -2$ gdzie f - w kHz

T a b l i c a 5

Punkty styku grupy wtórnej na wejściu wyjściu traktu liniowego

	8448 kbit/s		
Przepływność liniowa			
Para /pary/ dla każdego kierunku transmisji	jedna para symetryczna	dwie pary symetryczne	jedna para niesymetryczna
Kod	HDB-3	sygnal AM1 + czasowanie	HDB-3
Pomiarowa rezystancja obciążenia [Ω]	120		75
Kształt impulsu	prostokątny /50% wypełn./	sygnal - półsinusoidalny czasowanie sinusoidalne	prostokątny /50% wypełn./
Metoda pomiaru	bezośrednia	bezośrednia	bezośrednia
Amplituda napięcia	3 V ± 10%	2,36 V ± 10% lub 3 V ± 10%	2,37 V ± 10% lub 3 V ± 10%
Stosunek amplitudy impulsów dodatnich do ujemnych	0,95 ± 1,05	0,95 ± 1,05	0,95 ± 1,05
Czas narastania i opadania pomiędzy 10% i 90% amplitudy impulsu	studiowany	patrz rys. 1	studiowany
Przebiega w stosunku do amplitudy impulsu	"	"	"
Szerokość impulsu	"	"	"
			z zastosowaniem filtru ^{1/}
			studiowana
			2,37 V ± 10% lub 3 V ± 10%
			0,95 ± 1,05
			studiowany
			"
			"

^{1/} Charakterystyka jest studiowana

są jeszcze znormalizowane. Istnieje jednak wiele propozycji. Dla niektórych systemów są one przedstawione w tablicy 4 i w tablicy 5 [6].

4. TRANSMISJA SYGNAŁU PCM PRZEZ TORY KABLOWE

4.1. Proces regeneracji sygnału cyfrowego

Sygnał cyfrowy przechodząc przez tor kablowy ulega zniekształceniom tłumieniowym i fazowym, a ponadto podlega zakłóceniom, pochodzącym z torów sąsiednich oraz ze źródeł zewnętrznych /zakłócenia z centrali, z linii elektroenergetycznych itp./ . Z uwagi na zakłócenia, aby nie dopuścić do powstania przekłamań, sygnał cyfrowy musi być regenerowany co pewien odcinek toru, w celu odtworzenia pierwotnego kształtu impulsów oraz ustalenia właściwego ich położenia.

Aby spełnić te funkcje, regenerator musi być wyposażony w następujące układy:

1. przedwzmacniacz korektor,
2. układ czasujący,
3. układy detekcji,
4. układy wyjściowe,
5. układ automatycznej regulacji,
6. układy zasilające.

Na rysunku 19 przedstawiony jest schemat blokowy regeneratora.

Zadaniem przedwzmacniacza korektora jest wzmocnienie cyfro-

wego sygnału wejściowego i takie ukształtowanie impulsów wyjściowych, aby były najbardziej dogodnie do regeneracji. Kształt impulsów wyjściowych powinien jednocześnie być taki, aby do ich wytworzenia potrzebne było jak najwęższe pasmo, gdyż dzięki temu mniejsza część zakłóceń, zwłaszcza w zakresie większych częstotliwości, przedostanie się na wyjście przedwzmacniacza, a następnie do układu detekcji.

Częstotliwościową charakterystykę przedwzmacniacza dobiera się tak, aby na jego wyjściu pojawiły się impulsy o pożądanym kształcie, gdy na wejściu toru są wprowadzone impulsy prostokątne. Należy zatem rozważyć charakterystykę $H/s/$, która reprezentuje łącznie charakterystykę toru kablowego $T/s/$ i charakterystykę przedwzmacniacza $W/s/$.

$$H/s/ = T/s/ \cdot W/s/$$

Najbardziej dogodnym kształtem impulsu wyjściowego jest kształt zbliżony do cosinusa w kwadracie o parametrach podanych na rys. 20a. Dobrą aproksymację takiego kształtu dają charakterystyki $H/s/$ o następującej postaci:

$$H/s/ = /1 + \frac{f}{f_g} /^{-n}$$

Przez odpowiedni dobór wykładnika n i częstotliwości granicznej f_g można uzyskać kształt impulsu wyjściowego, dla którego prznieki międzyelementowe będą jak najmniejsze przy możliwie najszerszym wierzchołku impulsu.

Ze znajomości charakterystyki $H/s/$ i charakterystyki toru $T/s/$

dla najdłuższego odcinka regeneratorskiego można znaleźć charakterystykę przedwzmacniacza $W/s/$

$$W/s/ = \frac{H/s/}{T/s/}$$

lub $\ln W/s/ = \ln H/s/ - \ln T/s/$

Na rysunku 21 przedstawiono przebieg tych funkcji. Przy projektowaniu przedwzmacniacza należy również uwzględnić ograniczenie pasma dla małych częstotliwości, które pochodzi z konieczności stosowania transformatorów na wyjściu regeneratora oraz na wyjściu przedwzmacniacza.

Wpływ ten objawia się występowaniem "zwisów", które również powodują przeniki międzyelementowe. Wpływ przeników sprawia, że amplitudy impulsów na wyjściu przedwzmacniacza zależą od impulsów sąsiednich. Typowy przebieg sygnału na wyjściu przedwzmacniacza jest przedstawiony na rys. 20b.

W celu dostosowania regeneratora do różnych długości odcinków regeneratorskich przed przedwzmacniaczem można włączyć układ linii wydłużającej.

W nowoczesnych rozwiązaniach linia wydłużająca ma automatycznie, elektronicznie regulowaną charakterystykę, tak aby amplituda impulsów skorygowanych nie zmieniała się, gdy tłumienność odcinka regeneratorskiego różni się o ± 10 dB w stosunku do długości nominalnej. Takie rozwiązanie znacznie ułatwia prace instalacyjne, a także kompensuje temperaturowe zmiany tłumienności kabla.

Z przedwzmacniacza skorygowane impulsy są kierowane poprzez

transformator do układu czasowania, do układu automatycznej regulacji oraz do układu detekcji.

Zadaniem układu czasowania jest wydzielenie z sygnału informacyjnego PCM częstotliwości zegara liniowego f_0 .

Na wejściu układu znajduje się układ prostownikowy, za którym występują impulsy jednokierunkowe, mające w widmie sygnał o poszukiwanej częstotliwości f_0 . Jest ona wyłowiona przez obwód rezonansowy o dobroci $Q \cong 100$ i w postaci sygnału sinusoidalnego o fazie przesuniętej o $\frac{\pi}{2}$ w stosunku do impulsów skorygowanych /rys. 22c/ zostaje wzmocniona, ograniczona i różniczkowana. Sygnał w tej postaci służy do określenia momentów, w których układ detekcji ma decydować o istnieniu lub braku impulsu na wyjściu przedwzmacniacza /różniczki dodatnie/ oraz określać szerokość impulsów wyjściowych z regeneratora /różniczki ujemne/.

Ponieważ położenia impulsów czasujących decydują o prawidłowym usytuowaniu w czasie impulsów wyjściowych, ich funkcja jest więc bardzo ważna przy tłumieniu fazowych fluktuacji impulsów sygnału cyfrowego /Jitter/. Fluktuacje fazowe mogą wynikać z zakłóceń oraz ze zmian sekwencji, przy czym fluktuacje wywołane tą ostatnią przyczyną są szczególnie trudne do usunięcia. Wprowadzenie specjalnych kodów liniowych, np. HDB-3 nie tylko daje więcej impulsów w sygnałach cyfrowych, dzięki czemu ułatwiona jest praca układu czasowania, przez częstsze pobudzenie obwodu rezonansowego, lecz również zmniejszona zostaje liczba różnych sekwencji, czyniąc to pobudzenie bardziej rytmicznym.

Układy detekcji /oddzielne dla amplitud dodatnich i ujemnych/, będące bramkami iloczynowymi, mają w momencie określonym przez

dotatnie różniczki z układu czasowania zdecydować, czy sygnał wyjściowy z przedwzmacniacza jest "impulsem", czy też "zerem". Wartością odniesienia jest próg napięciowy o wartości połowy amplitudy impulsu skorygowanego, którego przekroczenie przez sygnał z przedwzmacniacza oznacza, że na wyjściu należy zgenerować impuls wyjściowy. Czas trwania tego impulsu jest określany ujemną różniczką. Jeżeli nie ma przekroczenia progu, wówczas nie generuje się impulsu wyjściowego. Dzięki progowi regeneratory jest teoretycznie odporny na zakłócenia, których amplituda nie przekracza połowy amplitudy impulsu skorygowanego.

W praktyce skutek niedoskonałości wykonania układów /przeniki międzyelementowe, niedokładność regulacji itp./ warunek ten się zaostrza i każdy regeneratory musi być odporny na zakłócenia nie przekraczające $1/4$ amplitudy sygnału skorygowanego, co oznacza, że odstęp od zakłóceń wynosi 12 dB. Wpływ przeników międzyelementowych na obszar pracy detekcji jest reprezentowany przez wykres najmniejszego "oka" przedstawiony na rys. 23.

Próg musi być ustawiony w połowie obszaru oka. Jeżeli stosuje się automatyczną regulację linii wydłużającej, wówczas próg jest ustalony na stałej wartości.

W regeneratorych bez automatycznej regulacji charakterystyk linii wydłużającej stosuje się automatyczną regulację progu. Regulacja progu musi być tak zrealizowana, aby przy zmianie amplitudy impulsu skorygowanego próg zawsze pozostawał w połowie najmniejszego "oka".

Układy wyjściowe służą do wytwarzania impulsów wyjściowych regeneratory. Zazwyczaj są to dwa stopnie generatorów samo-

dławnych, oddzielnie dla impulsów dodatnich i ujemnych. Układy te są włączane przeciwsobnie do transformatora, dzięki czemu uzyskuje się na wyjściu impulsy dwukierunkowe. Włączenie generatora samodławnego następuje wówczas, gdy impuls na wejściu przedwzmacniacza przekracza próg w momencie występowania dodatniej różniczki. Wyłączenie generatora samodławnego następuje pod wpływem różniczki ujemnej, dzięki czemu normalizuje się czas trwania impulsu wyjściowego.

Z chwilą pojawienia się logicznych i analogowych układów scalonych powstały zupełnie nowe możliwości realizacji regeneratorów. Obecnie trwają prace nad konstrukcją regeneratorów, w których znajdują zastosowanie powyższe układy. Przewiduje się jednak, że zasada pracy regeneratorów nie ulegnie zmianie, a zmieniają się jedynie elementy w układach o znanych przeznaczeniach funkcjonalnych.

Regeneratory przelotowe są zasilane zdalnie ze stacji końcowych lub z obsługiwanych przelotowych stacji regeneracyjnych umieszczonych w centralach telefonicznych.

Prąd stały zdalnego zasilania regeneratorów grupy pierwotnej PCM jest przesyłany w układzie szeregowym, poprzez tor pochodny utworzony na dwóch torach, po których przesyła się sygnał PCM /dla dwóch kierunków transmisji tego samego zestawu przy pracy jednokablowej lub dla tego samego kierunku transmisji sygnałów dwóch różnych zestawów przy pracy dwukablowej/.

Obwody zasilania obu regeneratorów połączone równolegle lub szeregowo są włączone szeregowo w tor zasilania zdalnego.

Spadek napięcia na jednym regeneratorze dobiera się w granicach od 6,4 do 9 V, prąd zasilania nie przekracza 100 mA, zaś napięcie zasilania 120 V.

Przy zasilaniu regeneratorów grupy wtórnej PCM, opracowanych we Włoszech przez firmę SIT Siemens [7], pracujących na torach współosiowych miniaturowych stosuje się prąd stały o wartości 90 mA, przesyłany przez przewody wewnętrzne torów jednego zestroju, ze źródła o napięciu 800 V. Spadek napięcia na jednym regeneratorze wynosi 15 V.

4.2. Trakty liniowe PCM

Urządzenia końcowe są pomiędzy sobą połączone traktem liniowym. Struktura traktu liniowego jest przedstawiona na rys. 15.

Trakt liniowy składa się z urządzeń końcowych z odcinków kablowych oraz z regeneratorów przelotowych. Jak już wspomniano z wielu względów w skład traktu liniowego można włączyć układy wyjściowe i wejściowe, dzięki którym trakt liniowy dociera do urządzeń końcowych, będących naturalnym źródłem i odbiornikiem sygnału binarnego. Jednak ze względów organizacyjnych trakt liniowy, zakończony urządzeniami końcowymi traktu liniowego, jest bardziej dogodny do określenia obowiązków i zakresu czynności, wynikających z konieczności dozoru urządzeń w czasie eksploatacji sprzętu.

W wielu rozwiązaniach urządzenia końcowe traktu liniowego są umieszczone na oddzielnym stojaku, na którym znajdują się również urządzenia zasilania zdalnego dla regeneratorów przelotowych oraz urządzenia do zdalnej lokalizacji uszkodzonych regeneratorów.

Regeneratory przelotowe umieszczone są w stacjach przelotowych niedozorowanych, które zazwyczaj mają postać pojemników umieszczanych w studzienkach kablowych, zakopywanych w ziemi lub umieszczonych na słupach w przypadku kabli podwieszonych. Dla przypadku, gdy pewne trakty liniowe przechodzą tranzytem przez centralę telefoniczną, regeneratory przelotowe tych traktów mogą być umieszczone na stojaku urządzeń końcowych traktów liniowych, kończących się w tej centrali.

Normą jakościową na dalekosiężny trakt liniowy PCM obejmujący tor kablowy z urządzeniami przelotowymi jest elementowa stopa błędów. Przyjęto na razie, że bez względu na rodzaj usługi, dla której sygnały cyfrowe są przesyłane przez trakt liniowy, elementowa stopa błędów nie powinna przekraczać 10^{-6} . Ta wielkość jest punktem wyjściowym do określenia norm na odcinki regeneratorskie. Analizy tego problemu są dość złożone. Podstawową analizę można znaleźć w [8].

Zasadniczymi źródłami zakłóceń, które mogą spowodować wystąpienie przekłamań, są:

- 1/ przeniki z innych torów, po których przesyłane są sygnały PCM,
- 2/ przeniki z torów, przez które przesyłane są sygnały rozmówne w sposób naturalny łącznie z sygnałami komutacyjnymi.

Pierwsze zakłócenia wynikają ze skończonych tłumienności przenikowych, istniejących pomiędzy torami kabli symetrycznych.

W przypadku najczęściej spotykanym, gdy wykorzystuje się linię jednokablową, tzn. że tory, za pomocą których przesyła się

sygnały PCM dla obu kierunków transmisji znajdują się w tym samym kablu /bez specjalnych ekranów separujących kierunki transmisji/, najbardziej szkodliwy jest przenik zbliżony i on ogranicza długość odcinka regeneratorskiego. Aby szkodliwość tego przeniku ograniczyć, pary dla różnych kierunków transmisji wybiera się w różnych odległych miejscach w przekroju kabla.

W liniach dwukablowych można się nie liczyć z przenikiem zbliżonym, ale dla tego przypadku ograniczeniem jest przenik zdalny, którego wielkość zezwala jednak na uzyskanie dłuższych odcinków regeneratorskich.

Własności przenikowe oraz tłumienności kabli przeznaczonych dla systemów PCM, dla których kod liniowy ma charakter kodu pseudotrójwartościowego, wystarczy określać dla częstotliwości będącej połową binarnej przepływności liniowej sygnału cyfrowego, gdyż jak wspomniano w rozdz. 3.7 energetyczne widmo takiego sygnału skupia się przy tej częstotliwości.

Praktyczne wielkości tłumienności przenikowych, spotykanych w kablach miejskich i okręgowych [9], wynoszą dla przeniku zbliżonego 7-10 Np, zaś dla przeniku zdalnego 6-8 Np, co zezwala na stosowanie tłumienności odcinka regeneratorskiego rzędu 3,2 Np /28 dB/. Z powyższego wynika, że długości odcinków regeneratorskich mogą dla torów o średnicy żył od 0,6 do 1,2 wynosić odpowiednio od 1,8 do 5...6 km.

Aby symetryczne tory kablowe wykorzystywać dla obu kierunków transmisji i uzyskać długie odcinki regeneratorskie nie ograniczone przenikiem zbliżonym, ostatnio projektuje się kable z przegrodą ekranującą, dzięki której taka jednokablowa linia ma własności linii dwukablowej.

Również dla celów transmisji sygnałów cyfrowych dla grup wyższego rzędu rozpoczęto produkcję specjalnych kabli z torami współosiowymi o bardzo małych wymiarach /0,65/3 mm/ /tzw. miniaturowych/ i o uproszczonej technologii, dzięki czemu ich koszt jest niższy w porównaniu z kosztem torów przeznaczonych dla systemów analogowych. W planach CCITT przewiduje się opracowanie zaleceń na serię takich kabli dla różnych przepływności liniowych.

Należy nadmienić, że w torach współosiowych przeniki pomiędzy torami nie odgrywają żadnej roli, a poziom wejściowy regeneratora ograniczony jest tylko szumami termicznymi. Z uwagi na to, że w systemach cyfrowych nie ma sumowania się szumów występujących na poszczególnych odcinkach regeneratorskich wzmacnienie regeneratorów dla torów współosiowych może wynosić około 85 dB.

Zakłócenia, pochodzące z torów wykorzystywanych w sposób naturalny dla połączeń międzycentralowych, mają swoje źródło w pracy przekaźników, które są wykorzystywane przy przesyłaniu sygnałów komutacyjnych pomiędzy centralami.

Sposób przesyłania impulsów komutacyjnych jest zależny od typu central. W jednych przesyłanie sygnałów odbywa się w układzie symetrycznym, lecz istnieje wtedy więcej punktów wprowadzających zakłócenia. W innych centralach przesyłanie sygnałów jest niesymetryczne, lecz zakłócenia powstają w mniejszej liczbie punktów. Jak potwierdzają badania [10], zakłócenia obu typów central są takie same.

Głównym powodem powstawania szerokopasmowych zakłóceń są drgania powstające w czasie zwierania zestyków. Widmo często-

tliwości sięga tu kilku MHz, a czas generowania tego widma trwa kilka milisekund. Takie zakłócenia mogą być przyczyną powstawania skupionej serii następujących po sobie kilkuset błędów w sygnale liniowym. Zakłócenia te występują tylko na odcinku sąsiadującym z centralą i mają charakter przeniku zbliźnionego, lecz z uwagi na ich szerokie pasmo szybko maleją w miarę oddalania się od centrali tak, że nie mają wpływu na następnych odcinkach regeneracyjnych. Badania wykazały, że aby te zakłócenia ograniczyć do dopuszczalnych wartości, należy dla kierunku przychodzącego odcinki regeneracyjne sąsiadujące z centralą elektromechaniczną skrócić do połowy, tzn. zwiększyć poziom przychodzących sygnałów o około 14 dB. Przy pracy jednokablowej skróceniu ulega odcinek regeneracyjny dla obu kierunków transmisji.

5. OPIS SYSTEMÓW PCM GRUP PIERWOTNYCH

5.1. Systemy przeznaczone na małe odległości

5.1.1. Wprowadzenie

Systemy przeznaczone na małe odległości powstały w wyniku potrzeb, jakie napotkano przy rozbudowie sieci lokalnej i okręgowej, w której istniało dużo kabli akustycznych, dających się zwielokrotnić tylko za pomocą urządzeń PCM. Do takich systemów należy 24-krotny system D_1 , który stosowany szeroko w Stanach Zjednoczonych Ameryki Północnej, a następnie w Japonii stał się pierwszym systemem wykazującym praktyczne korzyści, wynikające ze stosowania techniki PCM w sieci telefonicznej. W rezultacie system ten rozpowszechnił się w wielu krajach. W następnej

kolejności niektóre kraje rozpoczęły prace nad systemami grupy pierwotnej, z których bardziej znanymi jest 24-krotny system opracowany i stosowany w Anglii i 36-krotny system opracowany i stosowany we Francji.

Systemy te spełniają zalecenia CCITT przewidywane dla systemów przeznaczonych do stosowania na małe odległości, nie są jednak przeznaczone do współpracy z centralami elektronicznymi i systemami wtórnego zwielokrotnienia.

5.1.2. System 24-krotny o przepływności binarnej 1544 kbit/s

System ten opracowany w Stanach Zjednoczonych Ameryki Północnej, noszący początkowo nazwę T_1 , a następnie D_1 ma strukturę ramki przedstawioną na rys. 24a.

Ramka kanałów rozmowy zawiera 24 ośmiobitowe kanałowe szczeliny czasowe oraz jeden dodatkowy bit na końcu ramki dla utworzenia rozproszonego czasu ramkowania o układzie bitów 1 0 1 0. Tym sposobem ramka kanałów rozmowy zawiera $24 \times 8 + 1$ bitów, co daje w sumie 193 bity. Stąd przepływność binarna wynosi:

$$193 \times 8 \text{ kHz} = 1544 \text{ kbit/s}$$

Ramka ramkowania zawiera dwie ramki kanałów rozmowy. Średni czas odzyskania ramkowania wynosi 50 ms. Jeden bit szczeliny czasowej kanału jest przeznaczony do transmisji sygnałów komunikacyjnych i w ten sposób tworzy się po jednym kanale dla każdego kanału rozmównego, a pozostałych siedem bitów przeznacza się do transmisji kodu próbki sygnału rozmowy.

W systemie zastosowano prawo kompondorowania μ równe 100 z

kompendem analogowym, w którym dla uzyskania właściwej nieliniowej charakterystyki wykorzystano diody krzemowe, pracujące w termostacie w temperaturze 110°C .

Poziom przeciążenia kanałów rozmównych wynosi $+3\text{ dBmO}$.

Pewną odmianą systemu D_1 jest 24-kanałowy system opracowany w IŁ wspólnie z WZT "Teletra". Wykorzystując fakt, że ramka ramkowania zawiera dwie ramki kanału rozmównego, utworzono dla każdego kanału telefonicznego dwa kanały do transmisji sygnałów, przeznaczonych do celów komutacyjnych. Struktura ramki przedstawiona jest na rys. 24b.

Szczeliny kanałowe w ramce A zawierają jeden bit przeznaczony do utworzenia sygnalizacyjnych kanałów A, zaś w ramce B jeden bit przeznaczony do utworzenia kanałów B. To rozwiązanie ułatwia wykonanie i obniża cenę translacji dopasowujących urządzenia końcowe PCM do central telefonicznych.

W tym celu aby bity przeznaczone dla komutacji nie symulowały wzoru ramkowania, w systemie zastosowano układ uzależniający w urządzeniu nadawczym wartość tych bitów od siódmego elementu kodu rozmowy; w urządzeniu odbiorczym istnieje inny układ, który przywraca im wartość początkową. Dzięki temu wartości elementów sygnalizacji nie mogą w dłuższym okresie czasu imitować sygnału ramkowania. Dodatkowo w przypadku poszukiwania ramkowania zgodnie z zaleceniami CCITT bity sygnalizacji przyjmują wartość 1 we wszystkich ramkach dla obu kierunków transmisji, co jest możliwe do realizacji, gdyż w przypadku zerwania ramkowania odległe urządzenie współpracujące wie o tym na podstawie odebranych zablokowanych bitów sygnalizacyjnych, pocho-

dzących z urządzenia końcowego, w którym urządzenie odbiorcze poszukuje zgodności ramkowania. W odpowiedzi, urządzenie to również blokuje bity sygnalizacyjne w kierunku przeciwnym dla urządzenia, w którym jest poszukiwane ramkowanie i dzięki temu jest dodatkowo uniemożliwiona symulacja wzoru ramkowania.

Drugą różnicą jest zastosowanie prawa kompresji A z trzynasto-segmentową aproksymacją.

5.1.3. System 24-krotny o przepływności binarnej 1536 kbit/s

System był opracowany w Anglii, a następnie wprowadzony w kilku innych krajach.

Struktura ramki jest pokazana na rys. 25. Ramka ramkowania /wieloramka ramki/ zawiera cztery ramki kanałów rozmowy.

Kanałowe szczeliny czasowe zajmują osiem elementów, w ramce jest 192 bitów /24x8/. Z tego wynika, że przepływność binarna wynosi

$$192 \times 8 \text{ kHz} = 1536 \text{ kbit/s}$$

W każdej kanałowej szczelinie czasowej siedem bitów służy do transmisji kodu próbek rozmowy, zaś ósmy bit ma różne przeznaczenie w poszczególnych ramkach kanałów rozmównych.

W pierwszej ramce każdy z bitów służy do utworzenia jednego kanału sygnalizacyjnego, skojarzonego z kanałem rozmowy.

W drugiej i w trzeciej ramce bity te służą do utworzenia drugiego i trzeciego kanału sygnalizacyjnego, skojarzonego z kanałem rozmowy.

W czwartej ramce spośród dwudziestuczterech bitów, szesna-

ście jest wykorzystanych do utworzenia wzoru ramkowania dla ramkowania czterech ramek kanałów rozmowy. Średni czas odzyskania zgodności ramek jest rzędu 10 ms.

W systemie zastosowane jest prawo komparatorowania Λ aproksymowane za pomocą 13 segmentów. Poziom przeciążenia kanału akustycznego wynosi +2 dBmO.

5.1.4. System 36-krotny o przepływności binarnej 1776 kbit/s

Omawiany system był opracowany we Francji i zastosowany w sieci Paryża. Struktura ramki jest przedstawiona na rys. 26.

Ramka ramkowania zawiera jedną ramkę kanałów rozmowy, w której znajduje się 37 kanałowych szczelin czasowych. Każda szczelina czasowa zawiera 6 bitów, w sumie ramka zawiera 222 bity /37x6/, a wynikająca stąd przepływność binarna wynosi:

$$222 \times 8 \text{ kHz} = 1776 \text{ kbit/s}$$

Pierwsze dwa bity pierwszej szczeliny czasowej służą do utworzenia wzoru ramkowania ramki i wieloramki, przy czym jest on wykonany z wykorzystaniem zaburzenia zasady przemienności polaryzacji impulsu w sygnale liniowym.

Ten rodzaj ramkowania zezwala na bardzo szybkie odzyskanie zgodności ramek, lecz możliwość jego stosowania wpływa na rodzaj traktu liniowego i rodzaj kodu liniowego. Taki typ wzoru ramkowania nie może być stosowany w liniach radiowych ani w traktach liniowych, gdzie stosuje się kody liniowe, w których długie sekwencje z zerowymi elementami eliminuje się dodatkowymi impulsami, rozpoznawanymi po zaburzeniu zasady przemienności polaryzacji impulsów.

Pozostałe cztery elementy pierwszej kanałowej szczeliny czasowej wykorzystane są do utworzenia po jednym kanale sygnalizacyjnym dla każdego kanału rozmównego.

Ponieważ w pozostałych 36 kanałowych szczelinach czasowych tworzy się 36 kanałów rozmównych, dla utworzenia więc tej liczby kanałów sygnalizacyjnych tworzy się wieloramkę /ramkę sygnalizacyjną, zajmującą 9 ramek, dzięki czemu uzyskuje się w tym celu 36 bitów / $4 \times 9 = 36$ /. Pozostałe kanały sygnalizacyjne tworzy się z bitów przeznaczonych dla rozmowy wówczas, gdy w kanale nie prowadzi się jeszcze rozmowy, lub gdy została ona już zakończona.

Kod sygnału rozmowy jest tworzony z 6 elementów i w związku z tym do dyspozycji jest tylko po 32 poziomy kwantowania dla dodatnich i ujemnych próbek.

W systemie zastosowano poziom przeciążenia 0 dBmO.

5.2. Systemy przeznaczone do stosowania w ruchu dalekosiężnym

5.2.1. Wprowadzenie

Systemy dalekosiężne zostały opracowane głównie z myślą wykorzystywania ich do współpracy z centralami elektronicznymi i systemami wtórnego zwielokrotnienia, dzięki czemu mogą wejść one do ruchu dalekosiężnego, a ich sygnał cyfrowy może wejść również do ruchu międzynarodowego.

W obecnej chwili istnieją takie dwa systemy, zalecane przez CCITT [6] - System 30/32-krotny i 24-krotny. System 30/32-

-krotny ma przepływność 2048 kbit/s i prawo kompresji $A=87,6/13$ segmentów. System 24-krotny ma przepływność 1544 kbit/s i prawo kompresji $\mu = 255/15$ segmentów.

System 24-krotny jest stosowany w Ameryce Północnej i w Japonii, natomiast system 30/32-krotny jest stosowany w Europie.

5.2.2. System 30/32-krotny o przepływności 2048 kbit/s

System 30/32 ma strukturę ramki opracowaną w sposób najbardziej konsekwentny, zezwalający na uniwersalne dostosowanie do różnych zastosowań. Przyjęta zasada tworzenia ramki oparta na wielokrotności 2^n ułatwia konstrukcję zegarów.

Struktura ramki przedstawiona jest na rys. 27.

Ramka kanałów rozmównych ma 32-kanałowe szczeliny czasowe, zawierające po 8 bitów /od B_1 do B_8 /.

Ilość bitów w ramce kanałów rozmównych zawiera zatem 256 bitów /32x8/, a przepływność binarna wynosi:

$$256 \times 8 \text{ kHz} = 2048 \text{ kbit/s}$$

Szczelina czasowa oznaczona jako SK_0 przeznaczona jest do przesyłania wzoru ramkowania o postaci 0011011, licząc od B_2 do B_8 .

Wzór ramkowania przesyłany jest w co drugiej ramce, aby uchronić się przed symulacją tego wzoru w przypadku, gdy taka symulacja wynikająca z przypadkowego przesunięcia się zerowego poziomu w bramce kanałowej występowałaby w każdej ramce. Aby dodatkowo zabezpieczyć się przed przypadkowym błędnym ustaleniem się ramek, dodatkowym warunkiem jest brak wzoru ram-

kowania w ramkach nieparzystych i w tym celu w tych ramkach bit B_2 w SK_0 ma wartość przeciwną do wartości B_2 we wzorze ramkowania.

Niektóre bity zawarte w SK_0 nie są zajęte do celów ramkowania i ich przeznaczenie w przypadku współpracy międzynarodowej jest podane w tabl. 6.

Tablica 6

Przeznaczenie bitów o zerowej kanalowej szczelinie czasowej SK_0								
Ramki ze wzorem ramkowania	Numery bitów							
	1	2	3	4	5	6	7	8
dla współpracy międzynarodowej ma wartość "1"	0	0		1	1	0	1	1
	wzór ramkowania							
Ramki bez wzoru ramkowania	dla współpracy międzynarodowej ma wartość "1"	1	sygnal alarmu z "0" na "1"	dla współpracy międzynarodowej bity te mają wartość "1"				

Szczelina czasowa oznaczona jako SK_{16} zawiera osiem bitów, przeznaczonych do utworzenia kanałów sygnalizacyjnych - po cztery kanały dla każdego z 30 kanałów rozmównych. Przeznaczając po jednym bicie dla jednego kanału sygnalizacyjnego, należy mieć do dyspozycji 120 bitów, co można uzyskać w piętnastu 8-bitowych szczelinach czasowych. Dodatkowo potrzebna jest jedna szczelina czasowa dla wzoru ramkowania ramki sygnalizacyjnej. Z powyższego wynika, że ramka sygnalizacyjna musi zajmować 16 ramek, aby objąć 16 szczelin czasowych SK_{16} . Ramki w ramce sygnalizacyjnej mają oznaczenia $R_0, R_1, R_2 \dots R_{15}$. W szczelinie SK_{16} ramki R_0 pierwsze 4 bity od B_1 do B_4 stanowią wzór ramki sygnalizacyjnej o następującym układzie bitów 0000. Pozostałe bity tej szczeliny czasowej nie są zajęte.

Przeznaczenia bitów w szczelinie KS_{16} przedstawione są w tabl. 7.

T a b l i c a 7

Rozmieszczenie kanałów sygnalizacyjnych w ramce sygnalizacyjnej

16-kanałowa szczelina cza- sowa ramki 0		16-kanałowa szczelina cza- sowa ramki 1		16-kanałowa szczelina cza- sowa ramki 2		16-kanałowa szczelina cza- sowa ramki 15	
1234	5678	1234	5678	1234	5678	1234	5678
0000	XAXX	abcd	abcd	abcd	abcd	abcd	abcd
Wzór ramki sygnal.		kanal 1	kanal 16	kanal 2	kanal 17	kanal 15	kanal 30

X_i - bity wolne; nie wykorzystane - powinny przyjmować wartość "1"

A - sygnał alarmu utraty zgodności ramek sygnalizacyjnych

a, b, c, d - 4 kanały sygnalizacyjne jednego kanału rozmównego.

Jeżeli któreś kanały sygnalizacyjne nie są wykorzystywane, wówczas bity b, c, d powinny przyjmować wartości

$$b = 1; c = 0; d = 1.$$

Wartości bitów a, b, c i d nie powinny przyjmować jednocześnie wartości 0000, aby nie symulowały wzoru wieloramki.

Jeżeli z systemem PCM współpracuje system sygnalizacyjny nie skojarzony z kanałami rozmównymi /np. system sygnalizacji Nr 6/, wówczas do transmisji informacji tego systemu przeznacza się szczelinę czasową SK_{16} bez tworzenia indywidualnych kanałów sygnalizacyjnych i bez ramki sygnalizacyjnej.

Rozkład stopni kwantowania dla przetworników PCM, w których stosuje się prawo komparatorowania $\Lambda = 87,6/13$ segmentów

Dla próbek dodatnich

1	2	3	4	5	6	7	8
Nr segmentu	Liczba stopni kwantowania X w segmencie	Wartości na krawcach segmentów	Wartości dla poziomów decyzyjnych n	Wartości decyzyjne $X_n / 11$	Znak sygnału przewrotności bitów parzystych numer bitu 12345678	Wartości y na wyjściu dekodera /3/	Wartość na wyjściu dekodera
7	16x128	4096	/128/ 127	/4096/ 3968	11111111 /2/	4032	128
6	16x64	2048	113 112	2176 2048	11110000 /2/	2112	113
5	16x32	1024	97 96	1088 1024	11100000 /2/	1056	97
4	16x16	512	81 80	544 512	11010000 /2/	528	81
3	16x8	256	65 64	272 256	11000000 /2/	264	65
2	16x4	128	49 48	136 128	10110000 /2/	132	49
1	32x2	64	33 32	68 64	10100000 /2/	66	33
			1 0	2 0	10000000	1	1

Uwagi do tabl. 8a i 8b

/1/ 4096 - wartość znormalizowana, odpowiadająca poziomowi przeciążenia $T_{\max} = 3,14 \text{ dBm0}$

/2/ Kod wyjściowy jest tworzony przez inwersję bitów parzystych w kodzie podanym w kolumnie 6

Rozkład stopni kwantowania dla przetworników PCM, w których stosuje się prawo komparatorowania $A = 87,6/13$ segmentów

Dla próbek ujemnych

1	2	3	4	5	6	7	8
Nr segmentu	Liczba stopni kwantowania X w segmentcie	Wartości na krańcach segmentów	Wartości dla poziomów decyzyjnych n	Wartości decyzyjne $X_n / 1/$	Znak sygnału przed inwersją bitów parzystych	Wartości y _n na wyjściu dekodera /3/	Wartość na wyjściu dekodera
1	32x2	64	0	0	00000000	1	1
			1	2			
2	16x4	128	32	64	00100000	66	33
			33	68			
3	16x8	256	48	128	00110000	132	49
			49	136			
4	16x16	512	64	256	01000000	264	65
			65	272			
5	16x32	1024	80	512	01010000	528	81
			81	544			
6	16x64	2048	95	1024	01100000	1056	97
			96	1088			
7	16x128	496	112	2048	01110000	2112	113
			113	2176			
			127	3968	01111111	4032	128
			/128/	/4096/			

/3/ Wartość sygnału wyjściowego dekodera wynosi

$$y_n = \frac{X_n + X_{n+1}}{2} \quad \text{dla } n = 1, \dots, 127, 128$$

/4/ X_{128} jest wirtualną wartością decyzyjną.

Szczeliny czasowe od SK_1 do SK_{15} i od SK_{17} do SK_{31} są przeznaczone do 30 kanałów rozmównych.

W szczelinach tych są przesyłane ośmioelementowe kody sygnału rozmowy. Przetwarzanie sygnału rozmowy na sygnał cyfrowy odbywa się zgodnie z prawem komandorowania $\Lambda = 87,6/13$ segmentów. Zasady przetwarzania podane są w tabl. 8a i 8b na str. 70 i 71 [6].

W celu poprawienia statystycznych własności liniowego sygnału cyfrowego za koderem parzyste elementy kodu szczelin czasowych przeznaczonych dla rozmowy są zanegowane i dzięki temu najczęściej występujący sygnał cyfrowy będzie miał postać zbliżoną do układu 101010

5.2.3. System 24-krotny o przepływności 1544 kbit/s

System ten opracowany w Stanach Zjednoczonych Ameryki Północnej jest drugą odmianą systemu T_1 i nosi nazwę D_2 . Struktura ramki jest pokazana na rys. 28. Różnica w porównaniu z systemem D_1 , poza szczegółami technologicznymi, polega na tym, że do kodowania wykorzystuje się osiem elementów kanałowej szczeliny czasowej. Jednak aby utworzyć kanały sygnalizacyjne w co szóstą ramkę, ósmy bit kanałowej szczeliny czasowej jest wyłączony z procesu kodowania i przeznaczony do celów sygnalizacji.

Do utworzenia wzoru ramkowania, które zajmuje ramki rozmowy, i wzoru ramki sygnalizacyjnej, która zajmuje 12 ramek kanałów rozmowy, wykorzystuje się 193. bit ramki, zgodnie z tabl. 9.

T a b l i c a 9

Struktura wieloramki dla systemu $D_2 / 1544$ kbit/s/

Nr ramki kanalu rozmowy	Wzór ramki	Wzór ramki sygnalizacyjnej	Numery elementów w każdej kanałowej szczelinie czasowej		Kanał sygnalizacji
			przeznaczonych dla rozmowy	przeznaczonych dla sygnalizacji	
1	1	-	1-8	-	
2	-	0	1-8	-	
3	0	-	1-8	-	
4	-	0	1-8	-	
5	1	-	1-8	-	
6	-	1	1-7	8	A
7	0	-	1-8	-	
8	-	1	1-8	-	
9	1	-	1-8	-	
10	-	1	1-8	-	
11	0	-	1-8	-	
12	-	0	1-7	8	B

W celu utworzenia dwóch kanałów sygnalizacyjnych dla każdego kanału rozmównego wspomniany ósmy bit w co szóstej ramce jest przeznaczony do utworzenia na przemian kanału sygnalizacyjnego A, a następnie kanału sygnalizacyjnego B. Tym sposobem istnieje potrzeba utworzenia wieloramki, zawierającej dwanaście ramek kanałów rozmowy. W związku z powyższym 193-ci bit ramki musi służyć dla ramkowania ramki i wieloramki. Z tego względu tworzy się inny wzór ramkowania niż to obrano w systemie D_1 i jest on podany w tabl. 9 zarówno dla ramki, jak i dla wieloramki /ramki sygnalizacyjnej/.

W systemie D_2 przyjęto prawo komparatorowania $\mu = 255/15$ segmentów i to jest druga różnica w porównaniu z systemem D_1 . Przyjęte tu prawo komparatorowania jest łatwiejsze do realizowania techniką cyfrową, niż przyjęte w systemie D_1 prawo komparatorowania $\mu = 100$.

6. OPIS SYSTEMÓW GRUPY WTÓRNEJ O ZWIELOKROTNIENIU CYFROWYM

6.1. Wprowadzenie

W sieci łączy cyfrowych, w której stosuje się systemy PCM grupy pierwotnej, może zaistnieć potrzeba zastąpienia kilku traktów liniowych grupy pierwotnej jednym traktem liniowym wyższego rzędu o odpowiednio większej przepływności binarnej.

Takie postępowanie jest uzasadnione ekonomicznie /podobnie jak dla systemów częstotliwościowych/, jeżeli tylko dysponuje się torem, którego parametry zezwalają na transmisję sygnałów

cyfrowych o pożądanej przepływności dla cyfrowej grupy wtórnej.

Urządzenia wtórnego zwielokrotnienia cyfrowego umożliwiają połączenie kilku traktów grupy pierwotnej, przychodzących z różnych miejscowości, wspólne ich przesłanie na pewnej odległości, a następnie rozdzielanie ich tak, że mogą one znowu niezależnie dojść do określonych punktów, tak jak jest to przedstawione na rys. 29.

Proces łączenia sygnałów cyfrowych grup niższego rzędu w jeden zbiorczy sygnał cyfrowy grupy wyższego rzędu nazywa się zwielokrotnieniem cyfrowym.

Podstawowym warunkiem stawianym cyfrowej krotnicy grupy wtórnej jest możliwość współpracy z grupami pierwotnymi w sposób asynchroniczny /plesiochroniczny/. W niektórych zastosowaniach wygodna jest współpraca synchroniczna, lecz takie rozwiązanie nie może być zasadą.

Krotnice cyfrowe grupy wtórnej muszą współpracować ze sobą synchronicznie, a więc ramka grupy wtórnej musi mieć własne niezależne ramkowanie, umożliwiające synfazowość pracy urządzeń nadawczych z oddalonymi urządzeniami odbiorczymi, co jest konieczne do prawidłowego wydzielania przenoszonych grup pierwotnych na odbiorze.

Z powyższych względów przepływność cyfrowa grup wtórnych musi być większa od sumy przepływności grup pierwotnych /z uwzględnieniem ich odstrojenia się od wartości nominalnych o dopuszczalną wartość/ o dodatkową przepływność, wynikającą z potrzeby utworzenia wzoru ramkowania.

Ponadto dodatkowe zwiększenie przepływności grupy wtórnej

wynika z potrzeby utworzenia kanałów informacyjnych dla procesu dopełniania, który umożliwia asynchroniczną współpracę grup pierwotnych z grupą wtórną.

Grupy wtórne o zwielokrotnieniu cyfrowym mogą pracować na zasadzie dopełniania dodatniego lub dopełniania dodatnio-ujemnego.

Krotnice z dopełnianiem dodatnim są nieco tańsze i nadają się do pracy na duże odległości, w związku z czym w obecnej chwili są chętniej stosowane. Są już opracowane zalecenia na taki system grupy wtórnej o przepływności 8448 kbit/s dla czterech grup pierwotnych o przepływności 2048 kbit/s oraz na system o przepływności 6312 kbit/s dla czterech grup pierwotnych o przepływności 1544 kbit/s.

Krotnice z dopełnianiem dodatnio-ujemnym przeznaczone do pracy asynchronicznej są nieco droższe, ale ich struktura ramki i zasada pracy pozwala również na pracę w układzie synchronicznym i wówczas są tańsze, gdyż nie wyposaża się ich w dodatkowe części układów. Prace nad strukturą takich systemów trwają nadal, gdyż przewiduje się zapotrzebowanie na te urządzenia w synchronicznej sieci zintegrowanej, lecz tylko w zastosowaniu na niezbyt duże odległości, gdyż ich praca jest uzależniona od zmian przesunięcia fazy w torach kablowych [12].

6.2. System o przepływności 8448 kbit/s z dopełnianiem dodatnim

Grupa wtórna o przepływności 8448 kbit/s / 4x2048 kbit/s + 4x64 kbit/s/ jest przeznaczona do transmisji 4 grup pierwotnych

o przepływności 2048 kbit/s. Ma ona nadmiarowość 4×64 kbit/s, przeznaczoną dla synchronizacji, kontroli procesem dopełniania oraz dla przeniesienia informacji grup pierwotnych w przypadku, gdy zwiększą one swą przepływność w stosunku do wartości nominalnej.

Na rysunku 30a i w tablicy 10 jest przedstawiona struktura ramki omawianego systemu. Ramka składa się z 4 sekcji, z których każda zawiera po 212 bitów. Ramka zawiera zatem 848 bitów i trwa $T_r = \frac{848}{8448} \cdot 10^3 \mu s \approx 100 \mu s$.

24 bity z 848 bitów przeznaczone są do celów pomocniczych, dzięki którym urządzenie wtórne cyfrowego zwielokrotnienia może prawidłowo pracować.

10 pierwszych bitów przeznaczonych jest do utworzenia dziesięcioelementowego wzoru ramkowania, dzięki czemu wtórne zwielokrotnienie może uzyskać zgodność ramkowania w czasie mniejszym niż 0,75 ms. Taki czas odzyskania ramkowania zapewnia, że grupy pierwotne przenoszone przez grupę wtórną jeszcze nie utracą ramkowania, gdyby utrata ramkowania grupy wtórnej była przypadkowa.

Bity 13 i 14 / E i F - rys. 30/ służą do przesyłania informacji służbowych pomiędzy krotnicami wtórnego zwielokrotnienia.

Bity C_{ji} służą do przesyłania informacji z urządzenia nadawczego do odbiorczego o procesie dopełniania. Tworzą one cztery kanały rozproszone / $C_{11} C_{12} C_{13}; C_{21} C_{22} C_{23} C_{24}; \dots$ / po trzy bity dla każdej grupy pierwotnej. Te trzy bity każdego kanału są rozmieszczone w różnych miejscach ramki i dzięki temu są one zabezpieczone przed zakłóceniami skupionymi. Bity te przyjmują

T a b l i c a 10

Struktura ramki systemu grupy wtórnej i przepływności 8448 kbit/s dla cyfrowego zwielokrotnienia grup pierwotnych o przepływności 2048 kbit/s /dopełnianie dodatnie/ [6]

Przepływność binarna grupy pierwotnej	2048 kbit/s
Liczba grup pierwotnych	4
Struktura ramki /rys. /	numery bitów w ramce
	Sekcja I
Wzór ramkowania /1111010000/	1 do 10
Bitów rezerwowych	11 i 12
Bitów dla transmisji bitów grup pierwotnych . .	13 do 212
	Sekcja II
Bitów dla sterowania procesem dopełniania C_{j1}^x	1 do 4
Bitów dla transmisji bitów grup pierwotnych	5 do 212
	Sekcja III
Bitów dla sterowania procesem dopełniania C_{j2}^x	1 do 4
Bitów dla transmisji bitów grup pierwotnych	5 do 212
	Sekcja IV
Bitów dla sterowania procesem dopełniania C_{j3}^x	1 do 4
Bitów dopełnianych dla transmisji grup pierwotnych	5 do 8
Bitów dla transmisji bitów grup pierwotnych	9 do 212
Długość ramki	848 bitów
Liczba bitów dla jednej grupy pierwotnej	212 bitów
Najwyższa częstotliwość dopełniania dla jednej grupy pierwotnej	10 kbit/s
Stosunek najwyższej częstotliwości dopełniania do nominalnej częstotliwości dopełniania	2,36

x/ C_{ji} oznacza i-ty bit sterowania dopełnianiem dla j-tej grupy pierwotnej.

wartość trzech jedynek, gdy zachodzi dopełnienie lub wartość trzech zer, gdy dopełniania nie ma. Układ trzech bitów zabezpiecza przed jednym przekłamaniami.

Do przesyłania informacji dla grup pierwotnych służą 824 bity, to znaczy dla każdej z nich przypada 206 bitów. Bity poszczególnych grup pierwotnych są wprowadzone na przemian w co czwarty element ramki grupy wtórnej /przeplatanie bitów - bit interleaving/, tak jak to przedstawiono na rys. 31b.

Liczba bitów grupy pierwotnej o przepływności 2048 kbit/s, zawartych w czasie T_r wynosi 205,575...

Zatem w ramce grupy wtórnej należy na przemian raz przesłać 206 bitów grupy wtórnej, a raz należy przesłać 205 bitów tak, aby w dłuższym okresie czasu przesłać średnio 2048 kbitów w ciągu jednej sekundy. Aby można było to zrealizować, przewidziana jest grupa czterech bitów ABCiD w czwartej sekcji, po jednym bicie dla każdej grupy pierwotnej /rys. 30a/. Bity te mogą być czasem nie wykorzystywane dla przesyłania informacji grupy wtórnej i wówczas zachodzi proces dopełniania. Oczywiście w takim przypadku w urządzeniu odbiorczym tych bitów nie należy odbierać. Informacja o tym, czy dopełnianie zachodzi, przesyłana jest za pomocą kanałów zrealizowanych bitami C_{ji} .

Przy zmianach przepływności grupy pierwotnej o pewną dopuszczalną wartość, proces dopełniania również może zapewnić poprawną transmisję grupy pierwotnej dzięki zmianie częstotliwości wprowadzonych dopełnień.

Największa ilość dopełnień może mieć miejsce wówczas, gdy to dopełnienie zachodzi w każdej ramce, w ciągu 1 sekundy więc

jest tyle dopełnień, ile w tym czasie mieści się ramek. Z powyższego wynika największa częstotliwość dopełniania $f_{dmax} = \frac{1}{T_r} \approx 10$ kHz. W takiej sytuacji w każdej ramce przesyła się tylko 205 bitów dla grupy pierwotnej, co oznacza, że jej przepływność wynosi:

$$f_{gmin} = 205 \cdot \frac{1}{T_r} \approx 2042 \text{ kbit/s}$$

Jeżeli natomiast w żadnej ramce nie wprowadza się dopełniania, wówczas częstotliwość dopełniania wynosi 0 Hz i to oznacza, że w ramce przesyła się 206 bitów dla grupy pierwotnej. Wynikająca stąd jej najwyższa przepływność osiąga wartość:

$$f_{gmax} = 206 \cdot \frac{1}{T_r} \approx 2052 \text{ kbit/s}$$

Średnia częstotliwość dopełniania występuje wówczas, gdy grupa pierwotna pracuje ze swoją nominalną przepływnością jest różnicą $f_{gmax} - f_{gmin}$ i ma ona wartość

$$f_{dśr} = 206 \cdot \frac{1}{T_r} - 2048 \cdot 10^3 \approx 4200 \text{ Hz}$$

gdzie T_r - czas w sekundach.

W normalnej pracy nie dopuszcza się, aby grupy pierwotne zmieniały swoją przepływność w granicach, na jakie zezwalają granice zmiany częstotliwości dopełniania, gdyż inne układy grupy wtórnej na to nie pozwalają. Normalne zmiany przepływności grupy pierwotnej nie przekraczają tolerancji ± 100 bit/s i tylko w takich granicach zmienia się częstotliwość dopełniania

w odniesieniu do wartości średniej w normalnych warunkach eksploatacyjnych.

Na rysunku 30b przedstawiona jest zasada wprowadzania bitów grup pierwotnych do ramki grupy wtórnej. W podanym przykładzie I grupa pierwotna nie ma dopełniania i stąd bity C_{11} , C_{12} , C_{13} mają wartość "1", zaś bit A jest wykorzystany do transmisji jednego bitu grupy pierwotnej. Trzy pozostałe grupy pierwotne w przedstawionej ramce mają dopełnienie.

Na rysunku 31 pokazany jest schemat blokowy nadawczej i odbiorczej krotnicy cyfrowego zwielokrotnienia grupy wtórnej. Po stronie nadawczej istnieją cztery indywidualne układy wejściowe. Do każdego z nich wprowadzana jest jedna z czterech grup pierwotnych.

W układzie wejściowym znajduje się nadawczy magazyn elastyczny, do którego są wprowadzone bity grupy pierwotnej za pomocą układu zegarowego, sterowanego liniowym sygnałem czasowania, wyłowionym z grupy pierwotnej. Z magazynu elastycznego we właściwych momentach są wyczytywane bity grupy pierwotnej i wprowadzone do urządzeń grupowych, gdzie jest tworzona ramka grupy wtórnej. Odczytuje się za pomocą zegara, który pracuje zgodnie z rytmem grupy wtórnej. Jest on równocześnie uzależniony od procesu dopełniania. Informacja o tym, czy należy wprowadzić dopełnienie jest podejmowana przez układ porównawczy, badający stopień wypełnienia magazynu elastycznego przez porównywanie zegara wpisującego i odczytującego.

W zależności od przepływności grupy pierwotnej magazyn może być w różnym stopniu wypełniony. W celu zabezpieczenia ma-

gazynu przed przeciążeniem układ porównawczy za pomocą układu sterującego procesem dopełniania wydaje polecenie dodatkowego odczytu z magazynu tak, aby ten dodatkowo odczytany element wprowadzić do właściwego bitu A /B C lub D/ w ramce grupy wtórnej. Jednocześnie zostaje podana informacja do kanałów sterowania procesem dopełniania w celu przesłania jej do układu odbiorczego grupy wtórnej.

Odbiorcza krotnica grupy wtórnej pracuje z rytmem narzuconym przez krotnicę nadawczą. Informacja o sygnale czasowania jest wyłowiona z sygnału liniowego grupy wtórnej za pomocą filtru dostrojonego do częstotliwości 8448 kHz.

Dzięki układom ramkowania z ramki grupy wtórnej wydziela się właściwe bity grup pierwotnych i wprowadza się je do indywidualnych układów wyjściowych.

W układzie wyjściowym bity danej grupy pierwotnej są wpisywane do układu magazynującego za pomocą układu zegarowego, sterowanego sygnałem czasowania grupy wtórnej. Zegar ten jest sterowany dodatkowo informacją o procesie dopełniania, wyłowioną z kanału, który jest do tego przeznaczony dla danej grupy pierwotnej i w ten sposób w razie potrzeby mogą być we właściwym czasie wprowadzane do magazynów odbiorczych również bity grupy pierwotnej, zajmujące bity A/B C lub D/ . .

Odczyt magazynu jest dokonywany za pomocą zegara 2048 kHz, który musi pracować z właściwą częstotliwością, aby mógł odczytać wszystkie bity wprowadzone do magazynu. Dostosowanie częstotliwości pracy tego zegara jest umożliwiające przez układ porównawczy, który przez porównanie zegara odczytu z zegarem zapisu bada, czy magazyn jest właściwie opróżniany. Ponieważ wpisywa-

nie jest uzależnione od procesu dopełniania, na wyjściu więc układu porównawczego pojawia się sygnał również uzależniony od tego procesu. Sygnał ten tak wpływa na częstotliwość zegara 2048 kHz, aby zegar odczytu właściwie wyczytywał informacje grupy pierwotnej z magazynu odbiorczego. Dzięki temu automatycznemu sprzężeniu zwrotnemu zegar 2048 kHz nadąża za zmianami przepływności grupy pierwotnej, wprowadzonej do krotnicy grupy wtórnej, a filtr zastosowany w tym sprzężeniu zwrotnym zmniejsza fluktuacje fazowe, odtworzonego sygnału cyfrowego grupy wtórnej, które mogą powstawać na skutek transmisji tego sygnału przez urządzenie wtórnego zwielokrotnienia.

6.3. System o przepływności 6312 kbit/s z dopełnianiem dodatnim

Grupa wtórna o przepływności 6312 kbit/s stosowana w Ameryce Północnej i w Japonii jest przeznaczona do transmisji 4 grup pierwotnych o przepływności 1544 kbit/s. Grupa ta ma nadmiarowość 136 kbit/s, przeznaczoną podobnie jak w systemie grupy wtórnej o przepływności 8448 kbit/s dla synchronizacji, kontroli procesem dopełniania oraz przeniesienia informacji grup pierwotnych w przypadku, gdy one zwiększą swą przepływność w stosunku do wartości nominalnej.

W tablicy 11 jest przedstawiona struktura ramki omawianego systemu.

Ramka, zawierająca 294 bity, składa się z VI sekcji. Rozproszony wzór ramkowania ramki jest utworzony z bitów $F_0 = 0$ /w sekcji III/ i $F_1 = 1$ /w sekcji VI/. Cztery ramki oznaczone jako

Tablica 11

Struktura ramki systemu grupy wtórnej o przepływności 6312 kbit/s dla cyfrowego zwielokrotnienia grup pierwotnych o przepływności 1544 kbit/s /dopełnienie dodatnie/ [6]

Przepływność binarna grupy pierwotnej	1544 kbit/s
Liczba grup pierwotnych	4
Struktura ramki	numer bitów w ramce
	Sekcja I
Bit dla utworzenia wzoru wieloramki M_j ^{/1/}	1
Bity dla transmisji bitów grup pierwotnych	2 do 49
	Sekcja II
Pierwszy bit dla sterowania procesem dopełniania C_{j1}	1
Bity dla transmisji bitów grup pierwotnych	2 do 49
	Sekcja III
Pierwszy bit dla utworzenia wzoru ramki F_j ^{/2/}	1
Bity dla transmisji bitów grup pierwotnych	2 do 49
	Sekcja IV
Drugi bit dla sterowania procesem dopełniania C_{j2}	1
Bity dla transmisji bitów grup pierwotnych	2 do 49
	Sekcja V
Trzeci bit dla sterowania procesem dopełniania C_{j3}	1
Bity dla transmisji bitów grup pierwotnych	2 do 49
	Sekcja VI
Drugi bit dla utworzenia wzoru ramki F_j ^{/3/}	1
Bity dla transmisji bitów grup pierwotnych	2 do 49
Długość ramki	249 bitów
Długość wieloramki	1176 bitów
Liczba bitów dla jednej grupy pierwotnej w wieloramce /wliczając bity dopełniane/	288 bitów
Największa częstotliwość dopełniania dla jednej grupy pierwotnej	5367 bit/s
Stosunek największej częstotliwości dopełniania do nominalnej częstotliwości dopełniania	2.99

^{/1/} Ramka powyższa jest powtórzona czterokrotnie, aby utworzyć wieloramkę z ramkami oznaczonymi jako $j = 1, 2, 3, 4$. Wzór ramkowania wieloramki ma postać: 0111.

^{/2/} Bit dopełniany dla j -tej grupy pierwotnej mieści się w j -tej ramce za bitem F_1

^{/3/} Wzór ramkowania ma postać: $F_0 = 0$ i $F_j = 1$

^{/4/} Bity drugiej i czwartej grupy pierwotnej są zanegowane przed wprowadzeniem do ramki grupy wtórnej.

$j = 1, 2, 3$ i 4 tworzą wieloramkę, zawierającą 1176 bitów, której rozproszony wzór ramkowania składa się z bitów M_j /w sekcji I/, przyjmujących w kolejnych ramkach wieloramki wartości 0111. W omawianym systemie czas odzyskania zgodności ramki nie przekracza 16 ms, zaś na odzyskanie zgodności wieloramki dodatkowo poświęca się czas 420 μ s.

Bity C_{j1} , C_{j2} i C_{j3} są przeznaczone do sterowania procesem dopełniania j -tej grupy pierwotnej: w pierwszej ramce - dla pierwszej grupy pierwotnej, w drugiej - dla drugiej itd. Bit dopełniany dla j -tej grupy pierwotnej znajduje się w j -tej ramce, zaraz za bitem F_1 .

W wieloramce znajduje się 1176 bitów do transmisji czterech grup pierwotnych, po 288 bitów dla każdej grupy.

Bity grup pierwotnych są wprowadzone do ramki grupy wtórnej z przeplataniem bitów, podobnie jak w systemie o przepływności 8448 kbit/s i również dla tego przypadku jest słuszny schemat blokowy podany na rys. 31, opisujący zasadę pracy cyfrowego zwielokrotnienia.

6.4. System o przepływności 8448 kbit/s z dopełnianiem dodatnio-ujemnym

Systemy z dopełnianiem dodatnio-ujemnym mają strukturę ramki, pozwalającą oprócz pracy asynchronicznej również na pracę synchroniczną.

Z wielu propozycji, z których żadna jeszcze nie jest zalecana przez CCITT, będzie tu omówiona propozycja ZSRR [13].

Na rysunku 32 jest przedstawiona struktura wieloramki. Skła-

da się ona z dwóch ramek, a każda z nich z trzech sekcji. Grupy ósmioelementowe służą do pomieszczenia bitów ramkowania i sterowania z dopełnianiem. W wieloramce jest 1536 bitów przeznaczonych dla transmisji grup pierwotnych, po 384 bity dla każdej grupy. W przypadku gdy grupy pierwotne pracują synchronicznie z grupą wtórną, wówczas w czasie T_w wszystkie bity grupy pierwotnej mieszczą się w 384 bitach grupy wtórnej i nie jest potrzebny żaden proces dopełniania, a 8-bitowe grupy rozpoczynające sekcje 2 i 3 mogą być przeznaczone do innych celów, np. dla transmisji danych.

W przypadku pracy asynchronicznej bity grupy pierwotnej nie zawsze zajmują wszystkie 384 elementy w wieloramce, gdy mają mniejszą przepływność od nominalnej, i wówczas należy wprowadzić bity dopełniające /ABC lub D/, podobnie jak to ma miejsce przy dopełnianiu dodatnim. Bity grupy pierwotnej mogą również nie mieścić się w 384 bitach wieloramki, gdy mają większą przepływność od nominalnej, i wówczas trzeba je przenieść za pomocą bitów rezerwowych /EFG lub H/, co oznacza, że należy wprowadzić proces dopełniania ujemnego.

W przypadku gdy przepływność grupy pierwotnej jest bardzo bliska wartości nominalnej, wówczas w kolejnych wieloramkach stosuje się na przemian dopełnianie dodatnie i ujemne. Można by oczywiście w takim przypadku nie stosować żadnego dopełniania i przesyłać sygnał grupy pierwotnej, podobnie jak przy pracy synchronicznej, dając jednak dopełnianie dodatnie lub ujemne bardzo rzadko. Wówczas jednak stwarza to duże trudności na odbiorze w układach odtwarzających sygnał czasowania grupy pier-

wotnej, gdyż informacje o małych zmianach przepływności grupy pierwotnej na wejściu są zbyt rzadko przesyłane do układu odbiorczego.

Informacje o zastosowanym w danej wieloramce rodzaju dopełniania przesyła się z urządzenia nadawczego do urządzenia odbiorczego kanałami przeznaczonymi do sterowania procesem dopełniania, utworzonymi z bitów C_j . W omawianej propozycji w kanale tym można przesłać 5 bitów o wartości "1", co oznacza dopełnianie dodatnie lub 5 bitów o wartości "0" co oznacza dopełnianie ujemne /kanał pięciobitowy zapewnia odporność na dwa przekłamania/.

W zależności od tych informacji przy dopełnianiu ujemnym na odbiorze odczytuje się dodatkowo bit właściwy dla danej grupy pierwotnej z grupy EFGH i grupy ABCD, lub też przy dopełnianiu ujemnym nie odczytuje się bitu z tych grup.

7. SYSTEMY PCM GRUPY WTORNEJ

Systemy PCM grupy wtórnej są przewidziane do bezpośredniego zwielokrotnienia akustycznych kanałów rozmowy, których liczba uzależniona jest od przepływności liniowej traktów grupy wtórnej, z którymi mają współpracować. Systemy te, podobnie jak systemy PCM grupy pierwotnej, pracują na zasadzie czasowego podziału kanałów, tworząc je drogą próbkowania dokonywanego za pomocą kanałowych bramek nadawczych. Sygnały PAM są następnie przetwarzane na sygnały PCM za pomocą przetwornika analogowo-cyfrowego. W urządzeniu odbiorczym proces przebiega w kolejności odwrotnej. Sygnały cyfrowe zostają przetworzone na

sygnały PAM, które następnie są kierowane za pomocą odbiorczych bramek kanałowych do właściwych kanałów. Oczywiście w celu uzyskania synchronicznej pracy urządzeń nadawczych z odbiorczymi zastosowano odpowiednie układy czasowania i ramkowania.

Omawiany system dzięki wykorzystaniu dużej liczby zespołów wspólnie dla dużej liczby kanałów telefonicznych jest bardzo ekonomiczny, a koszt urządzeń w przeliczeniu na 1 kanał jest tańszy niż odpowiedni koszt osiągnięty w systemach PCM grupy pierwotnej. Istnieją oczywiście pewne trudności w realizacji urządzeń ze względu na zwiększoną szybkość pracy.

Systemy PCM grupy wtórnej o przepływności binarnej 8448 kbit/s zezwalają na uzyskanie 130 kanałów telefonicznych.

W tablicy 12 przedstawiona jest propozycja struktury ramki takiego systemu [13].

Ze względu na fakt, że parametry kanałów telefonicznych grupy wtórnej powinny być takie same, jakie przyjęto w systemach grupy pierwotnej, obrano również 8 bitów w szczeliny czasowej, próbkowanie z częstotliwością 8 kHz oraz prawo kompr. $A = 87,6$ i poziom przeciążenia 3 dBm0.

Z liczby bitów w szczeliny czasowej kanału wynika, że przepływność binarna szczeliny czasowej wynosi 64 kbit/s. Z powyższego wynika, że w systemie o przepływności 8448 kbit/s można utworzyć 132 szczeliny czasowe /numerowane od 0 do 131/, z których 130 przeznacza się na utworzenie 130 kanałów telefonicznych, zaś dwie szczeliny czasowe służą do przesyłania wzoru ramkowania oraz do transmisji sygnałów komutacji, zgodnie z informacjami podanymi w tabl. 12.

Struktura ramki systemu PCM grupy wtórnej o przepływności 8448 kbit/s

Przepływność binarna systemu PCM grupy wtórnej	8448 kbit/s
Liczba kanałowych szczelin czasowych przewidzianych dla kanałów telefonicznych	130 /1/
	numery bitów i kanałowych szczelin czasowych
	<u>Ramka I</u> <u>szczelina czasowa 0</u>
Bity dla sygnalizacji	1 i 2
I część wzoru ramkowania /11100110100000/	3 do 8
	<u>szczelina czasowa 1</u>
II część wzoru ramkowania /11100110100000/	1 do 8
	<u>szczeliny czasowe 2 do 131</u>
Bity przeznaczone dla kodu rozmowy	1 do 8
	<u>Ramka II</u> <u>szczelina czasowa 0</u>
Bity dla sygnalizacji	1 i 2
Bit o wartości "0", zapobiegający imitacji wzoru ramkowania	3
Bity wolne	4 do 8
	<u>szczelina czasowa 1</u>
Bity wolne	1 do 8
	<u>szczeliny czasowe 2 do 131</u>
Bity przeznaczone dla kodu rozmowy	1 do 8
Długość ramki	1056 bitów
Przepływność kanału sygnalizacji	16 kbit/s

W omówionym systemie proponuje się przepływność kanału sygnalizacyjnego 16 kbit/s, lecz gdyby ta przepływność była za mała, wówczas można ją zwiększyć, zajmując do tego celu dodatkowe szczeliny czasowe, kosztem liczby kanałów telefonicznych.

8. TRANSMISJA SYGNAŁÓW SZEROKOPASMOWYCH Z WYKORZYSTANIEM TECHNIKI PCM

8.1. Wprowadzenie

Znane zalety, występujące przy transmisji sygnałów analogowych przetworzonych na sygnały cyfrowe, sprawiają, że w wielu krajach trwają intensywne prace nad koderami i dekoderami przeznaczonymi dla sygnałów radiofonicznych, wideofonicznych, telewizyjnych oraz grup FDM.

Szumy kwantyzacji można ograniczyć do dopuszczalnych wielkości, a następnie, posługując się sygnałem cyfrowym zakodowanych sygnałów analogowych, można je przesyłać przez trakty liniowe PCM bez obawy o powstanie w liniach teletransmisyjnych dodatkowych zniekształceń wynikających z niedoskonałych częstotliwościowych charakterystyk tłumienności i fazy tych linii. Również nie trzeba się obawiać sumowania szumów występujących w liniach. Wpływy przesłuchów oraz szumów termicznych w traktach cyfrowych można praktycznie wyeliminować, uzyskując niską elementową stopę błędów przez wybranie odcinków regeneratorskich o odpowiedniej długości.

Ponadto technika cyfrowa ułatwia operowanie zakodowanym sygnałem, dzięki czemu taka postać sygnału jest bardzo wygodna do stosowania w studiach i wozach transmisyjnych.

Jak już wspomniano, w obecnej chwili trwają badania i nie ma jeszcze ustalonych wymagań, ani preferowanych technik. W wielu przypadkach nie znane są jeszcze warunki, jakim mają odpowiadać opracowane urządzenia. Stąd duża liczba propozycji, często całkowicie odmiennych, zgłaszanych do CCITT [14]. Badania urządzeń dadzą odpowiedź, które z rozwiązań będą najkorzystniejsze.

8.2. Radiofonia

W celu wiernego przekazania pasma, jakie jest wymagane przez radiofonię wysokiej jakości, obejmującego częstotliwości od 40 Hz do 15 kHz, konieczne jest próbkowanie sygnału z częstotliwością 32 kHz, co oznacza, że w ciągu 125 μ s należy pobrać i przetworzyć cztery próbki.

Z prowadzonych już prac wynika, że istnieją trudności w realizacji filtrów kanałowych, które mają oddzielić użyteczne pasmo zawarte do 15 kHz od produktów modulacyjnych, zajmujących pasmo od 17 kHz począwszy.

W tablicy 13 przedstawione są propozycje kilku krajów na metody kodowania sygnałów radiofonicznych. Z propozycji tych wynika, że badania idą w dwóch kierunkach: kodowania linearnego oraz kodowania nielinearnego z preemfazą.

Kodowanie linearne wymaga 14 bitów, aby spełnić wymagania na efekt ziarnistości, który ujawnia się w momentach, gdy nie ma sygnału.

Propozycja BBC przewiduje kodowanie 13-elementowe, lecz w celu zmniejszenia efektu ziarnistości na wejście kodera wprowa-

T a b l i c a 13
 Propozycje zgłoszone do CCITT na sposób przetwarzania analogowych sygnałów radiofonicznych na sygnał cyfrowy

Lp.	Kraj	Pasma sygnałów /kHz/	Częstotliwość próbkowania /kHz/	Liczba bitów w próbce	Typ kodu PCM	Wystarczająca przepływność sygnału cyfr /kbit/s/	Odstęp S/N	Elementowa stopa błędów
1	B. B. C. Anglia	0,04-15	$32 \pm 50 \cdot 10^{-6}$	13/14 /2/	linearny	448 /3/	68 dB /4/	$5 \cdot 10^{-6}$ /5/
2	NRF	0,04-15	$32 \pm 50 \cdot 10^{-6}$	10	nieliniarny prawo A 14/10 i preemfaza	320	81 dB /6/	10^{-7} /7/
3	Włochy	0,04-15	$32 \pm 50 \cdot 10^{-6}$	10	nieliniarny prawo A 14/10	320	badany	badana
4	O. R. T. F. Francja	0,04-15	$32 \pm 50 \cdot 10^{-6}$	14	linearny	448	badany	badana
5	O. R. T. F. Francja	0,04-15	$32 \pm 50 \cdot 10^{-6}$	12	nieliniarny prawo $\mu=30$ i preemfaza	384	badany	badana
6	B. B. C. Anglia	0,04-15	$32 \pm 50 \cdot 10^{-6}$	około 9	nieliniarny /8/	około 300	badany	badana

Uwagi:

- /1/ Dopuszczalne błędy rozproszone
- /2/ Kod 13-elementowy i czteremasty bit parujący dla detekcji błędów
- /3/ Przepływność z uwzględnieniem bitu dodatkowego
- /4/ Odstęp sygnału od ważonej skutecznej wartości szumów dla czterech kodów połączonych szeregowo
- /5/ Dopuszczalna elementowa stopa błędów z zastosowaniem elementu wykrywającego błąd i przy powtórzeniu w przypadku błędów próbki poprzedniej
- /6/ Odstęp sygnału od szumów kwantyzacji dla jednego kodera. Nieważona moc szumów dla jednego kodera wynosi 68 dBmO.
- /7/ Dopuszczalna elementowa stopa błędów z urządzeniem ograniczającym ich wpływ
- /8/ Bez elementu do wykrywania błędów.

dza się razem z sygnałem użytecznym dodatkowy sygnał o małej amplitudzie i o częstotliwości 16 kHz. Ten dodatkowy sygnał eliminowany na odbiorze maskuje efekt ziarnistości i poprawia dostęp sygnału od szumów o 4 dB, co w konsekwencji daje zysk prawie taki, jak zastosowanie dodatkowego elementu.

W propozycji BBC czternasty element kodu służy do wykrywania jednego przekłamania przez ustalenie parzystej ilości jedynek i zer. Przy stwierdzeniu błędu w dekodерze powtarza się ostatnią próbkę, dzięki czemu znacznie łagodzi się wymagania na elementową stopę błędów traktu PCM z wartości 10^{-9} na $5 \cdot 10^{-6}$.

Propozycje Włoch i NRF przewidują preemfazę oraz kodowanie 14-bitowe z cyfrową kompresją na kod 10-elementowy zgodnie z prawem A. Zmniejsza to wymaganą szybkość transmisji do 320 kbit/s dla jednego kanału radiofonicznego w porównaniu z pierwszą propozycją BBC i Francji, w której wymaga się przepływności 448 kbit/s. Stąd druga propozycja BBC również przewiduje kodowanie nielinearne, aby zmniejszyć binarną przepływność sygnału cyfrowego.

Przy kodowaniu wg propozycji NRF przewiduje się utworzenie w jednej ramce systemu PCM 30/32 /256 bitów/ 6 monofonicznych kanałów radiofonicznych lub 3 kanały stereofoniczne, co w sumie zajmuje 240 bitów w ramce. Pozostałe 16 bitów może być wykorzystane do utworzenia wzoru ramkowania /8 bitów/ i jednego kanału służbowego /8 bitów/.

8.3. Wizjofonia

W wielu krajach obserwuje się szerokie rozpowszechnienie wizjofonii czarno-białej, której pasmo sygnału analogowego zawie-

ra się w zakresie do 1 MHz. Podjęte są również prace nad kodowaniem tego sygnału w celu przesyłania tej usługi w formie cyfrowej.

W technice kodowania wysiłek kładzie się przede wszystkim na zmniejszenie nadmiarowości w sygnale wizyjnym. Z propozycji przedstawionych w tablicy 14 widać, że przyjęte jest kodowanie DPCM /kodowanie różnicowe PCM/ z czterema elementami w kodzie, które samo w sobie ma własności redukcji nadmiarowości, gdyż koduje się różnice pomiędzy próbkami, a nie wartości próbek. Dzięki temu wystarczają 4 elementy w kodzie.

W propozycji 1, kraje proponujące ten system przewidują wykorzystanie dla niego linii PCM o przepływności binarnej 8448 kbit/s i w związku z tym częstotliwość próbkowania może być dwukrotnie większa od największej częstotliwości sygnału wizjofonicznego. Natomiast A.T.T. /USA/ do transmisji zakodowanego sygnału wizjofonicznego przewiduje linie PCM o przepływności 6312 kbit/s, w związku z powyższym zastosowano dodatkową redukcję nadmiarowości przez zmienne próbkowanie, zależne od struktury linii, dzięki czemu średnia częstotliwość próbkowania jest mniejsza niżby to wynikało z prawa próbkowania [15] .

W celu dalszego obniżenia kosztów traktów liniowych stosowanych dla wizjofonii trwają badania nad jeszcze większą redukcją nadmiarowości sygnału wizjofonicznego, aby zmniejszyć binarną przepływność sygnału liniowego, nawet kosztem ceny urządzeń końcowych.

ATT zapowiedział, że dla wizjofonii przewiduje wykorzystanie traktów liniowych PCM, przeznaczonych dla grupy pierwotnej o przepływności 1544 kbit/s.

Propozycje zgłoszone do CCITT na sposób przetwarzania analogowego sygnału
wizjofonicznego na sygnał cyfrowy

Lp.	Kraj lub firma	Częstotli- wość próbki /MHz/	Typ kodu	Liczba elemen- tów w kodzie	Przeptywność binarna /Mbit/s/ wystarcza- jąca liniowa	Elemen- towa stopa błędów	Liczba znaków w ram- ce
1	NRF Philips Włochy	2,048	DPCM	4	8,192	10^{-7}	-
2	ATT /USA/	1,856	DPCM	4	6,312	-	192

Tak znaczne obniżenie przepływności binarnej jest możliwe dzięki wykorzystaniu korelacji pomiędzy ramkami obrazu. W efekcie po nawiązaniu łączności, do urządzenia odbiorczego przesyła się tylko informacje o zmianach, jakie występują pomiędzy ramkami /obrazami/, które w przypadku przesyłania obrazu sylwetki nie są zbyt duże, gdyż większość elementów obrazu w zasadzie nie ulega zmianie.

Badania w zakresie wykorzystania traktów PCM o przepływności binarnej 2048 kbit/s dla wizjofonii rozpoczęto również we Włoszech i w NRF.

8.4. Telewizja

Badania prowadzone nad kodowaniem sygnałów telewizyjnych dotyczą przede wszystkim telewizji kolorowej. Kierunki, w których zmiernają prace, można zaobserwować z propozycji podanych w tabl. 15.

Jeden kierunek prac /propozycje 1, 2 i 3/ przewiduje przetwarzanie zbiorczego sygnału telewizyjnego bez redukcji nadmiarowości, stosując częstotliwość próbkowania zgodną z zasadą próbkowania, tzn. dwukrotnie większą od najwyższej częstotliwości zawartej w sygnale próbkowanym. Dla linearnego przetwarzania stosuje się kod ośmio lub dziewięcioelementowy, aby zapewnić dostateczny odstęp sygnału od szumów kwantyzacji i w wyniku binarna przepływność sygnału telewizyjnego w postaci cyfrowej zawiera się w zakresie do 100 Mbit/s.

W propozycji 1, 2 i 3 stosuje się technikę, która zezwala na dopuszczenie większej, elementowej stopy błędów dla traktu linio-

wego. W propozycji 1 do tego celu służy dziewiąty bit kodu, który umożliwia wykrycie jednego błędu w znaku i neutralizację jego wpływu w odbiorniku.

W propozycjach 4 i 5 wykorzystuje się technikę redukcji nadmiarowości zawartej w zbiorczym sygnale telewizyjnym. Podstawowa zasada tych propozycji polega na rozdzieleniu sygnału telewizji kolorowej na składniki-luminescencję i dwa składniki chrominancji, co pozwala na zmniejszenie częstotliwości próbkowania. Następnie zastosowanie techniki kodowania różnicowego pozwala na zmniejszenie elementów w kodzie. To wszystko w wyniku umożliwia zmniejszenie binarnej przepływności cyfrowej do 35 Mbit/s.

W ostatniej propozycji zastosowano jedynie kodowanie różnicowe, na skutek czego uzyskano tylko częściowe zmniejszenie przepływności binarnej do 75 Mbit/s.

Z przedstawionych propozycji te, które dają przepływność binarną rzędu 35 Mbit/s są najkorzystniejsze do stosowania tam, gdzie sygnał powinien być przesyłany na znaczne odległości. Wymagają jednak droższych urządzeń końcowych i istnieją pewne trudności, gdy sygnał trzeba kilkakrotnie przetwarzać. Tych wad nie mają systemy o klasycznym przetwarzaniu, lecz ich duża przepływność binarna podnosi znacznie koszt traktów liniowych, przez co ogranicza się ich zastosowanie do połączeń na niezbyt duże odległości.

8.5. Grupy FDM

W różnych sytuacjach sieciowych mogą zaistnieć potrzeby, w których będzie ekonomicznie uzasadniona transmisja grup kanałów,

Propozycje zgłoszone do CCITT na sposób przetwarzania analogowego sygnału telewizyjnego na sygnał cyfrowy

Lp.	Kraj lub firma	System TV	Nominalne pasmo /MHz/	Częstotliwość prób-kowania /MHz/	Liczba bitów dla próbki	Typ kodowania PCM	Odstęp sygnału od szumów kwantyzacji	Wystarczająca przepływność binarna /Mbit/s/	Elementowa stopa błędów
1	B. B. C.	PAL 625 linii	0-5,5	13,3	9 /1/	linearne	52 dB ważony /2/	119,7 /3/	10^{-4} /4/
2	ITT	PAL 625 linii	0-5,5	13,3	8 lub 9	linearne	52 dB ważony	106,4 lub 119,7	dopuszczalny 10^{-8} średnio 10^{-9}
3	ATT USA	NTSC 525 linii	0-4,5	10,290	9	linearne	badany	98,610	10^{-6}
4	NRF	PAL 625 linii	0-5,5	7,61	Y 4 Y-B 2 Y-R 2 /5/	różnicowe	badany	34,270	badana
5	COMSAT	NTSC 525 linii	0-4,5	Y 6,02 I 1,77 Q 0,668	Y 5 I 4 Q 4 /6/	podwójnie różnicowe /6/	badany	33,4 /7/	badana
6	B. B. C.	PAL 625 linii	0-5,5	13,3	7 /8/	różnicowe	badany	75,5	badana

Uwagi:

/1/ o siem bitów w kodzie i dziewięć bit parujący dla detekcji błędów

/2/ odstęp Nd dla czterech koderów połączonych szeregowo

/3/ przepływność binarna z dodatkowym bitem

/4/ wartość możliwa dzięki detekcji błędów i usuwaniu wpływu błędów

/5/ Y - luminescencja, B - kolor niebieski, R - kolor czerwony, Y - koduje się za pomocą czterech bitów, a różnice Y-B i Y-R za pomocą dwóch bitów

/6/ dokładniejsze informacje w [16]

/7/ przepływność binarna zawiera 4,2 Mbit/s dla korekcji błędów

/8/ sześć bitów w kodzie i siódmy bit parujący dla detekcji błędów

zwielokrotnionych częstotliwościowo /FDM/, w postaci cyfrowej. Takie sytuacje mogą powstać wówczas, gdy należy przesłać grupy FDM pomiędzy miejscowościami, które łączy trakt PCM o dostatecznie dużej przepływności cyfrowej.

Sprowadzanie grupy FDM do poziomu kanałów akustycznych, a potem zwielokrotnienie ich techniką cyfrową jest mniej ekonomiczne od przesłania całej grupy FDM w postaci cyfrowej.

Badania nad przetwarzaniem sygnałów FDM na sygnał cyfrowy prowadzone są w wielu krajach, lecz badania te idą w różnych kierunkach, uzależnionych przede wszystkim od konkretnych potrzeb, jakie w danych krajach występują. W związku z tym wymagania na dopuszczalne szумы kwantyzacji są również odmienne, Dzięki temu, że w trakcie liniowym PCM grupy FDM nie będą podlegały "zaszumieniu", zysk ten więc przydziela się dla przetworników, przy czym zasady podziału bywają różne i stąd w propozycjach bywają również znaczne różnice.

Z opracowań teoretycznych [17] wynika, że im wyższa grupa FDM, tym mniej elementów wymaga się w kodzie dla osiągnięcia tego samego szumu w kanale telefonicznym. Cecha ta ma swe źródło m.in. w tym, że przy szerszym pasmie przetwarzanego sygnału takie same szумы kwantyzacji, rozkładając się w szerszym pasmie, w rezultacie są mniejsze w odniesieniu do pasma sygnału telefonicznego.

Wynika stąd, że dla uzyskania właściwego odstępu sygnału od szumów kwantyzacji dla grupy 12-kanałowej należy zastosować kod 11-elementowy, ale już dla grup FDM powyżej 200 kanałów wystarczy kod 9-elementowy.

Przy dobieraniu częstotliwości próbkowania należy zwracać uwagę na położenie pasma grupy FDM. Jeżeli stosunek skrajnych częstotliwości pasma nie przekracza oktawy, wówczas częstotliwość próbkowania może być tylko nieco większa od górnej częstotliwości pasma. Na przykład dla grupy $/60 \pm 108/$ kHz częstotliwość próbkowania może zawierać się w zakresie od 108 do 120 kHz, ponieważ w procesie próbkowania wstęgi widma sygnału PAM nie zachodzą na siebie. Na odbiorze można dowolnie odbierać pasmo $/60 \pm 108$ kHz/ lub $f_p - /60 \pm 108/$ kHz. Podobnie można postępować dla innych grup FDM, o ile spełniają podany warunek.

Przy wyborze częstotliwości próbkowania należy się również kierować tym, aby dobrze ulokować uzyskaną przepływność cyfrową przetworzonego sygnału w przepływności liniowej istniejących traktów PCM. W przypadku gdy cyfrowy sygnał grupy FDM nie wypełnia przepływności traktu liniowego, jak to ma miejsce w przypadku grupy wtórnej FDM /około 6,0 Mbit/s/, dla pełnego wykorzystania traktu o przepływności 8448 kbit/s należy wprowadzić inne sygnały w postaci cyfrowej, np. jedną grupę PCM 30/32. Natomiast cyfrowa postać grupy wtórnej FDM dobrze odpowiada grupie wtórnej PCM o przepływności binarnej 6312 kbit/s stosowanej w USA.

W tablicy 16 podano niektóre propozycje dotyczące przetwarzania sygnałów grup FDM.

Niektóre propozycje zgłoszone do CCITT na sposób przetwarzania analogowych sygnałów grup FDM na sygnał cyfrowy

T a b l i c a 16

Lp.	Kraj	Liczba kanałów	Nazwa grupy	f _{min} * f _{max} /kHz/	Częstotliwość probokowania		Liczba bitów	Kodowanie		Wystarcza- jąca prze- pływność		Elementowa stopa bitów
					wartość możliwa /kHz/	wartość propon. /kHz/		Typ kodów	szumy kwantyz. pWOP	binarna /Mbit/s/		
1	Anglia	12	grupa podst.	60-108	108-120	112	12	linearny	500	1,344	badana	
2	ATT USA	12	grupa podst.	60-108	108-120	114	11	linearny	316	1,254	10 ⁻⁶	
3	NTT Japonia	12	grupa podst.	60-108	108-120	110,2 118,7	10	linearny	1450	1,544	10 ⁻⁶	
4	ATT USA	60	grupa wtórna	312-522	552-624	562	10	linearny	316	5,620	10 ⁻⁶	
5	Italia	60	grupa wtórna	312-522	552-624	572	11	linearny	200	6,292	badana	
6	NTT Japonia	60	grupa wtórna	312-522	522-624	576	10	linearny	482	6,336	badana	
7	Francja	300	grupa trójna	4404-5636	2818-2936	2872	9	nelinearny 3 segmenty	badane	25,850	badana	
8	NTT Japonia	300	grupa trójna	812-2044	4088	badana	10	linearny	442	badana	badana	
9	ATT USA	600	grupa trójna Ameryka Płn.	564-3084	-	5145	9	linearny	500	46,305	10 ⁻⁶	
10	Anglia	900 /960/	15/16/ grup wtórnych	312-4029 /60-4029/	8056	8432	10	linearny	400	84,320	badana	
11	NRF Telefunken	900 /960/	15/16/ grup wtórnych	312-4029 /60-4028/	-	8704 /8704	9 /10	linearny	800 /200	78,336 /87,040	badana	

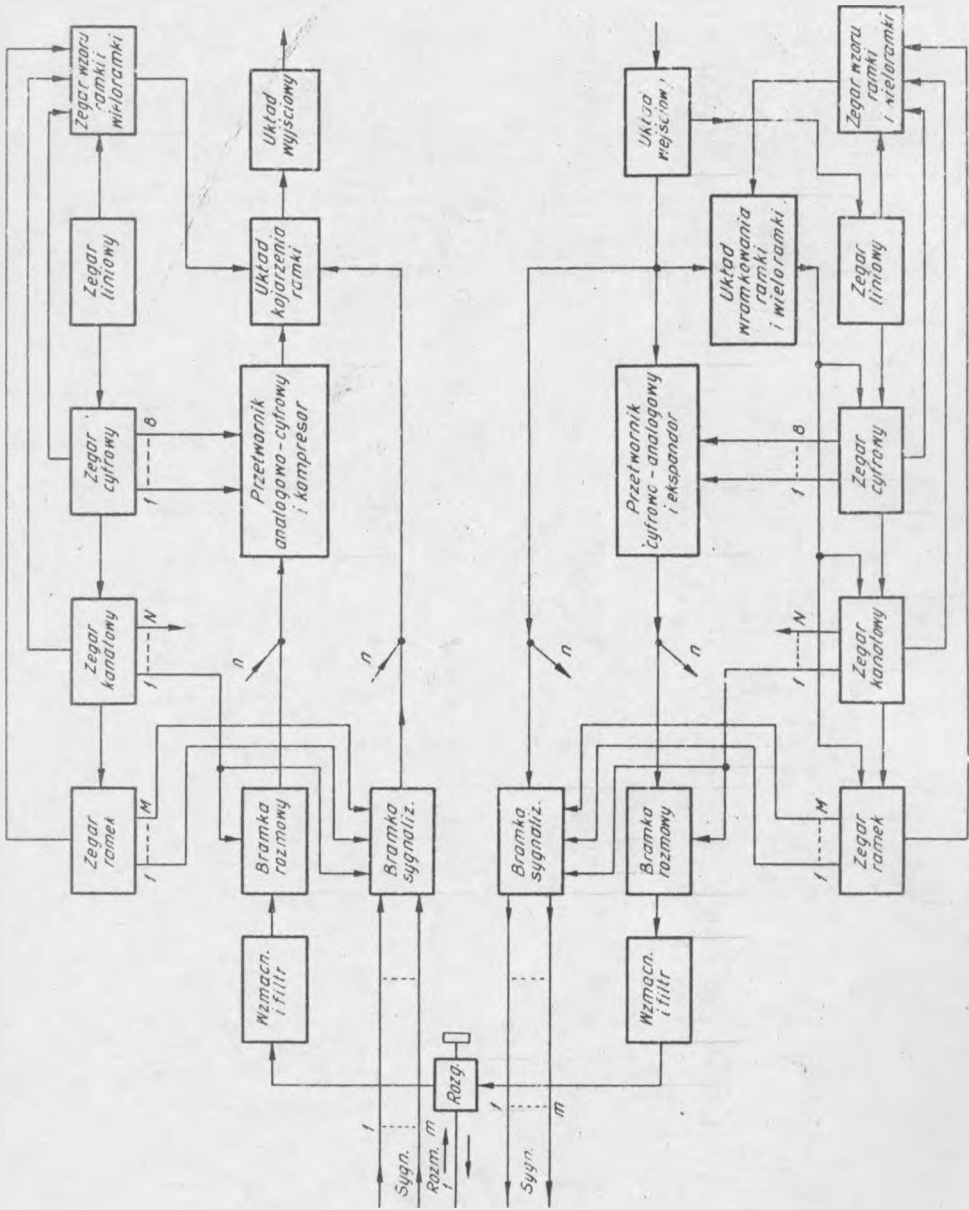
WYKAZ LITERATURY

1. Marchini D., Pozzi M.: PCM 32C System Circuit Description. *Telecommunicationi* 1971 nr 39, s. 29-47.
2. Cattermole K.W.: Principles of pulse code modulation. London: Iliffe Books LTD 1969, s. 445.
3. CCITT. Modified B6ZS Coding, Com Sp D-No 39, American Telephone and Telegraph Company, Genewa, listopad 1969.
4. CCITT. Proposal for a code allowing unrestricted binary transmission over digital transmission systems, Com Sp. D No 33 Genewa, wrzesień 1969.
5. CCITT. Report by the Sub-Group on primary multiplexes, Annex 1, Interface, Com Sp. D-No 132, French P.T.T. Administration, Genewa, marzec 1972.
6. CCITT. Draft Recommendations on digital transmission systems /G.700 series/, Com Sp. D-No 138, Drafting Group of Special Study Group D, Genewa, sierpień 1972.
7. Marini R.: High-voltage and constant-current remote power supply for 8.448 Mbit/s PCM secondary group on microcoaxial cable. *Telecomunicazioni* 1971 nr 39, s. 77-84.
8. Saporta L., Steiglitz K.: Crosstalk in time division multiplex system. *IEEE Trans. Commun. Systems* 1963 t. 11 nr 2, s. 250-253.
9. Perkowski Z.: Własności transmisyjne i sprzężeniowe telekomunikacyjnych kabli miejscowych i okręgowych w zakresie wiel-

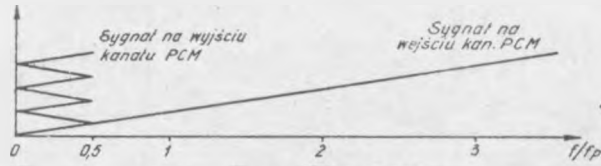
kich częstotliwości. Część I, II, III i IV, Instytut Łączności, marzec 1972 r.

10. Matuda S., Aratani T., Fujii A., Inoue N. i Sakurai N.: Noise characteristics of repeatered line for short-haul PCM system. Review of the Electrical Communication Laboratory 1965 t. 13 nr 11-12, s. 931-940.
11. CCITT. Report of the satellite communications Sub-Working Party, Annex 2, Proposal for a 8448 kbit/s PCM multiplex equipment for voice frequencies, Com Sp. D - No 135, Geneva, luty 1972.
12. Biagio L., Grossi G., Palombari M.: 8,448 Mbit/s synchronous multiplexing system. Telecomunicazioni 1971 nr 39, s. 55-56.
13. CCITT. Report by the Sub-Group on secondary multiplexes. Annex 3, Choice of the characteristics of secondary multiplex PCM system, Com Sp. No 133, ZSRR, Geneva, luty 1972.
14. CCITT. Report on the Geneva Meeting /15-17 November 1971/ Com Sp. D-No 127, Working Party on wideband coders. Geneva, grudzień 1971.
15. CCITT Encoding of monochrome visual telephone signals /part C of the report on the Geneva Meeting/ Annex 1, Characteristics of digital frame format used in a visual telephone coder used by A.T.T., Com Sp. D-No 126, A.T.T. Geneva, grudzień 1971.

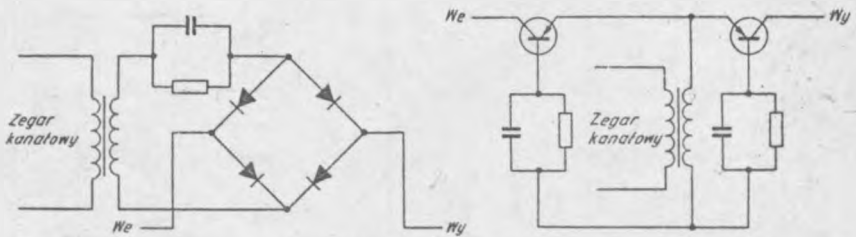
16. CCITT Report on the Geneva Meeting /15-17 November 1971/
Annex 1, Digital encoding of television programme signals,
Com Sp D - No 127, COMSAT. Genewa, grudzień 1971.
17. Swientek U.: Quantizing and Clipping Noise due to Encoding
of FDM Signals. NTZ 1969 nr 22, s. 399-402.



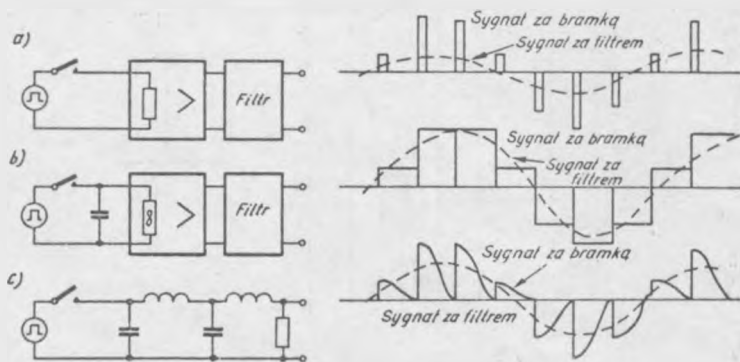
Rys. 1. Schemat blokowy krotnicy PCM



Rys. 2. Przenoszenie się sygnałów o częstotliwości $f > 0,5 f_p$ do pasma $0 - 0,5 f_p$

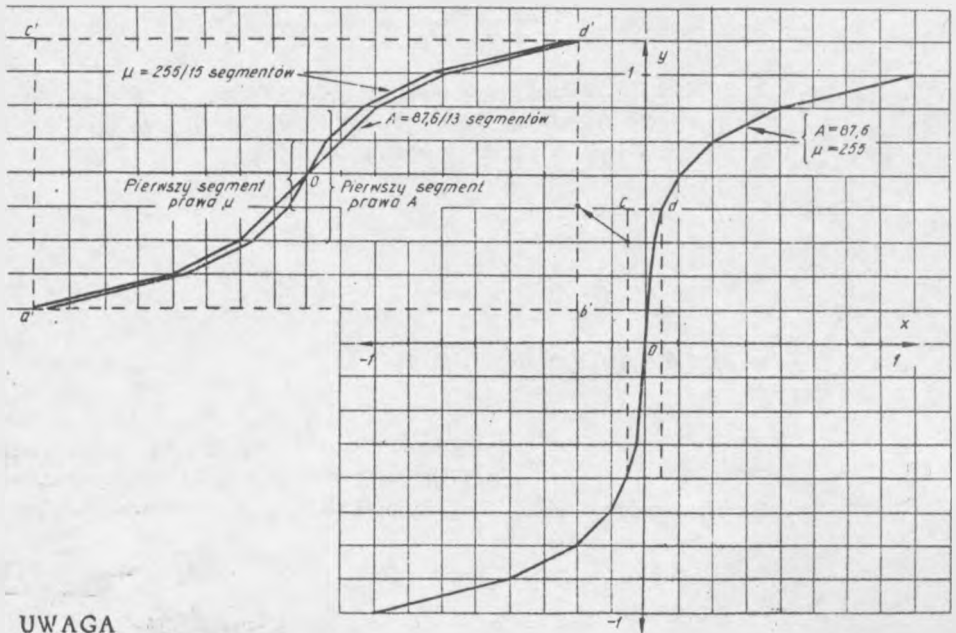
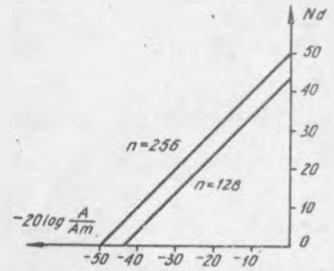


Rys. 3. Przykłady bramek kanałowych



Rys. 4. Metody rekonstrukcji sygnału

Rys. 5. Odstęp sygnału do szumu kwantyzacji przy kodowaniu równomiernym bez komparatorowania



UWAGA

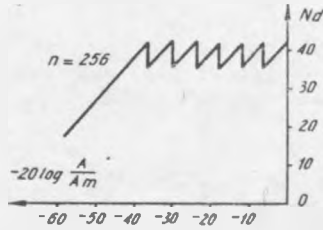
W prostokącie a', b', c', d' podany jest bardziej dokładnie przebieg charakterystyk przedstawionych w prostokącie a, b, c, d

Aproksymacja dla prawa $\mu \rightarrow y = \frac{\log/1 + ux/}{\log/1 + \mu/}$ dla $0 \leq x \leq 1$

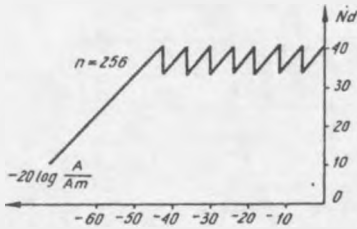
Aproksymacja dla prawa $A \rightarrow y = \frac{Ax}{1 + \log A}$ dla $0 \leq x \leq \frac{1}{A}$

$y = \frac{1 + \log Ax}{1 + \log A}$ dla $\frac{1}{A} \leq x \leq 1$

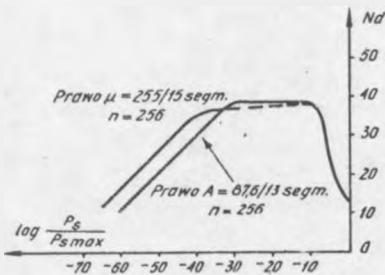
Rys. 6. Kształt krzywych kompresji dla prawa $\mu = 255/15$ segmentów i dla prawa $A = 87,6/13$ segmentów



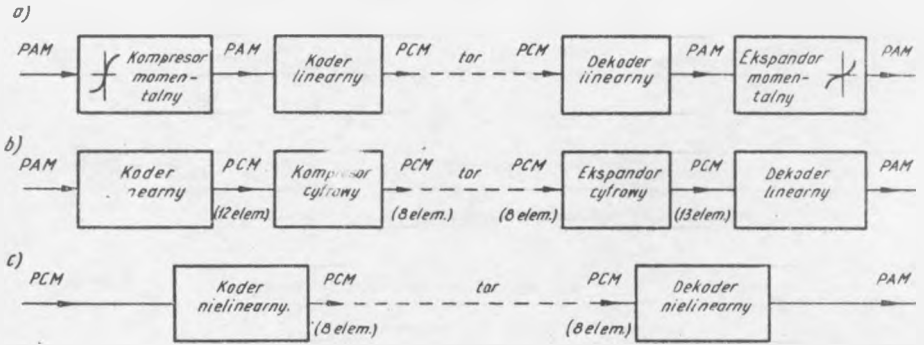
Rys. 7. Odstęp sygnału do szumu kwantyzacji dla prawa $A = 87,6/13$ segmentów przy pomiarze sygnałem sinusoidalnym



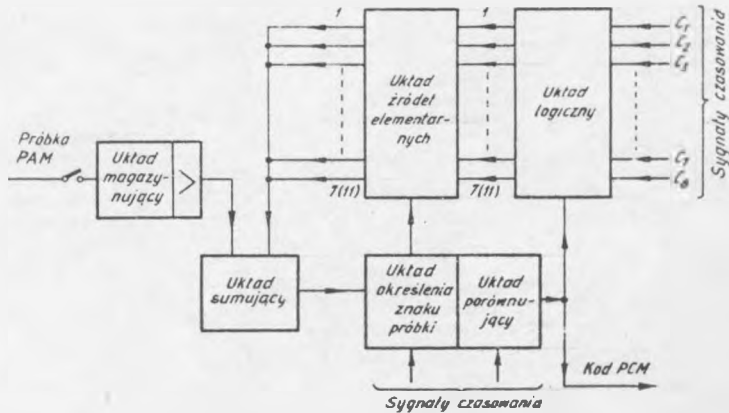
Rys. 8. Odstęp sygnału do szumu kwantyzacji dla prawa $\mu = 255/13$ segmentów przy pomiarze sygnałem sinusoidalnym



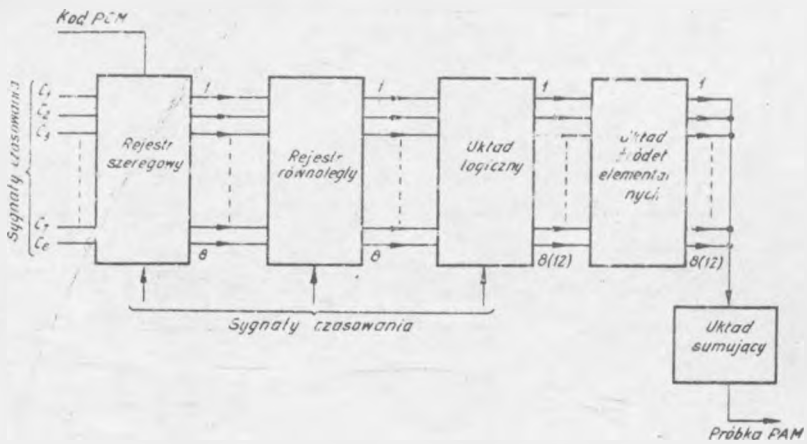
Rys. 9. Odstęp sygnału do szumów kwantyzacji z komparatorowaniem zgodnie z prawem A i μ przy pomiarze szumem białym



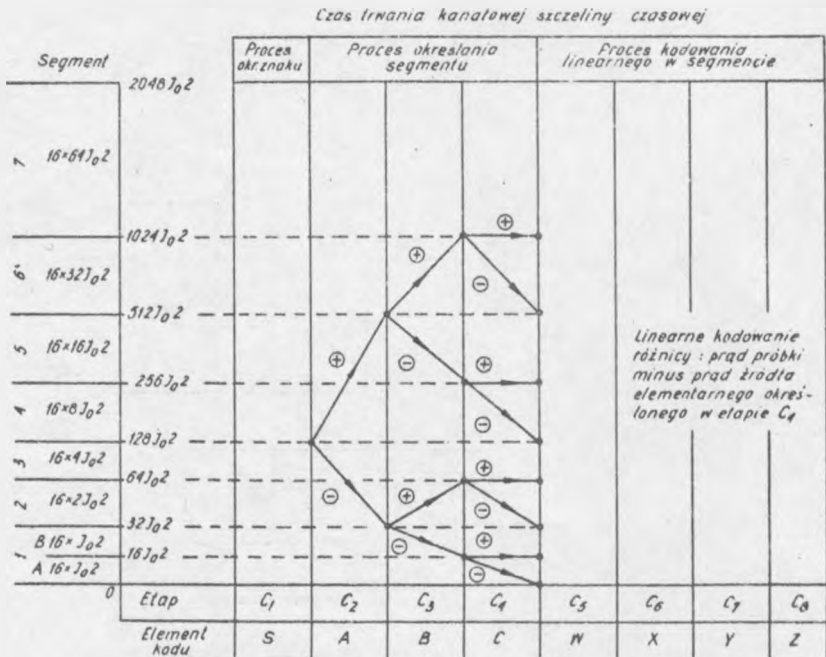
Rys. 10. Sposoby realizacji komparatorowania: a/ komparator momentalny, b/ komparator cyfrowy, c/ przetwarzanie z komparatorowaniem



Rys. 11. Ideowy schemat blokowy kodera

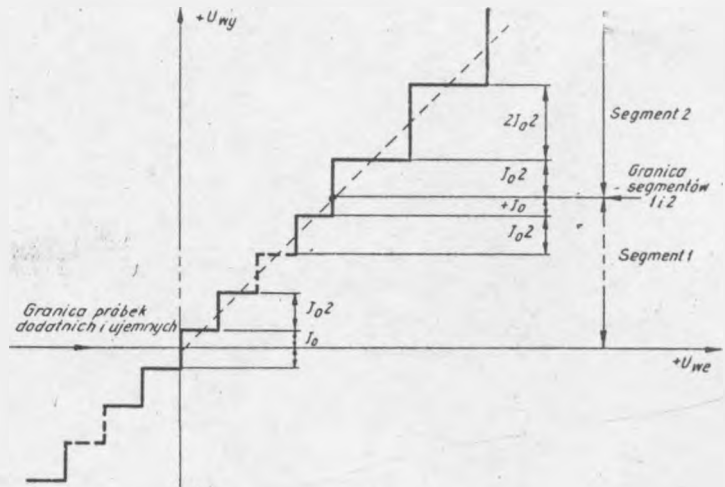


Rys. 12. Ideowy schemat blokowy dekodera

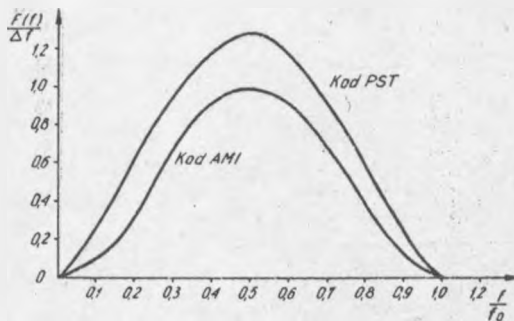


Rys. 13. Proces kodowania nieliniowego

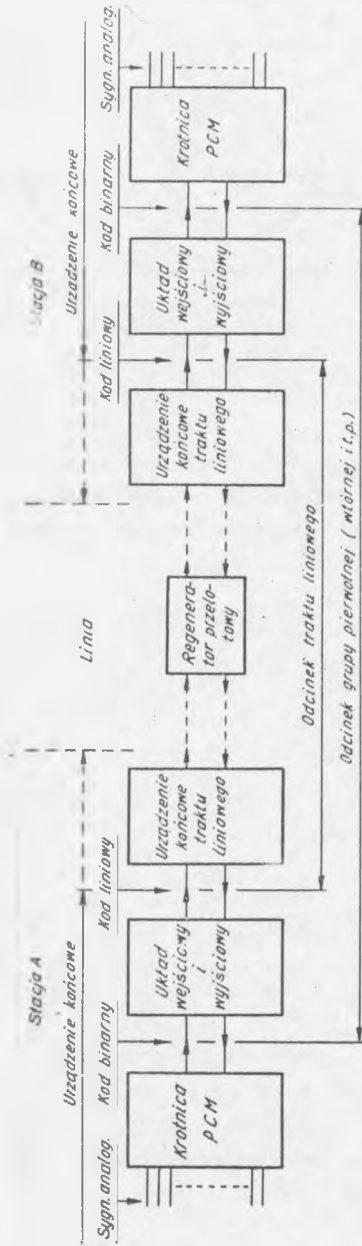
- ⊕ - prąd próbki jest większy od prądu określonego źródła elementarnego
 ⊖ - prąd próbki jest mniejszy od prądu określonego źródła elementarnego



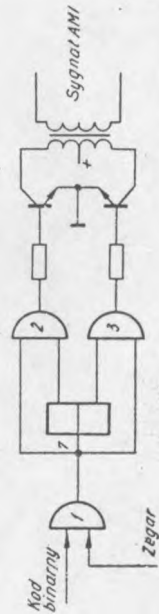
Rys. 14. Przetwarzanie sygnału cyfrowego na sygnał analogowy na granicy próbek dodatnich i ujemnych oraz na granicy segmentu 1 i 2



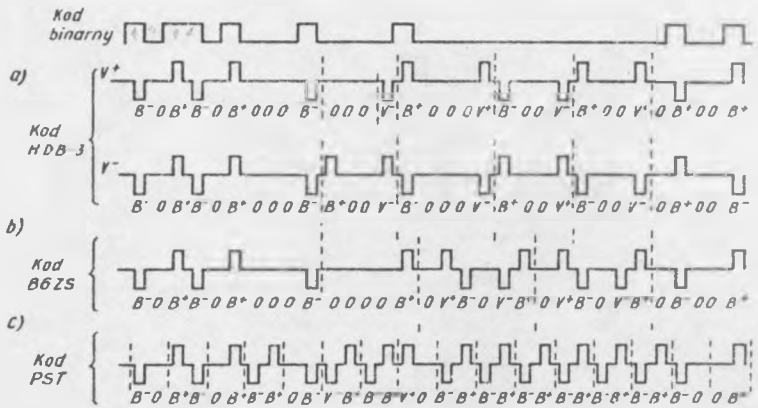
Rys. 16. Rozkład gęstości mocy w funkcji częstotliwości dla kodu liniowego AM i PST



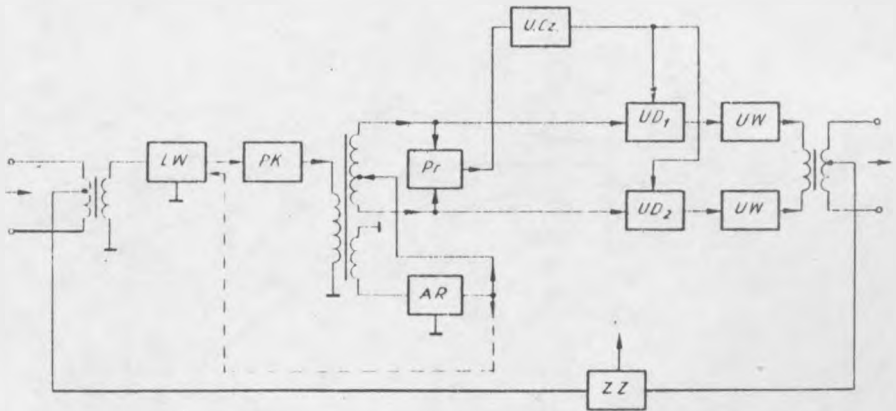
Rys. 15. Struktura traktu liniowego PCM



Rys. 17. Przetwornik kodu binarnego na kod AMI

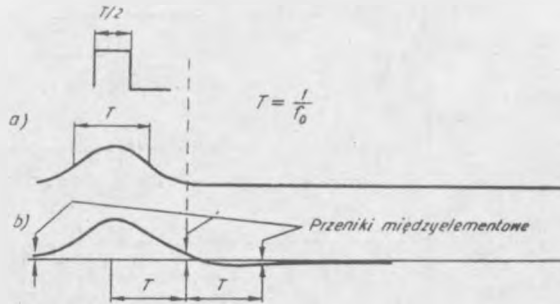


Rys. 18. Zasada przetwarzania kodu binarnego na kody lintowe eliminująca nadmierne sekwencje zerowe: a/ kod HDB-3, b/ kod B6ZS i c/ kod PST

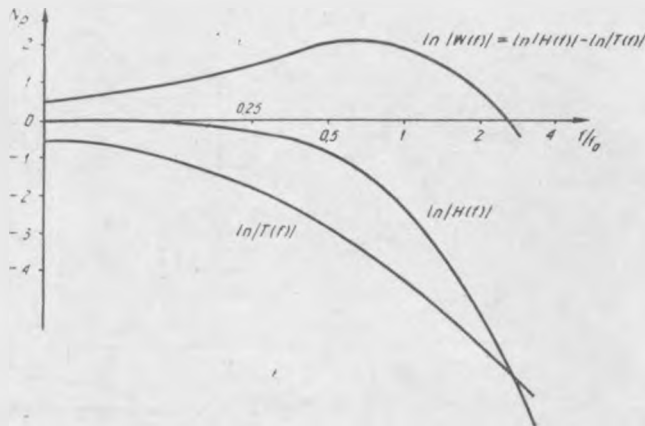


Rys. 19. Schemat blokowy regeneratora

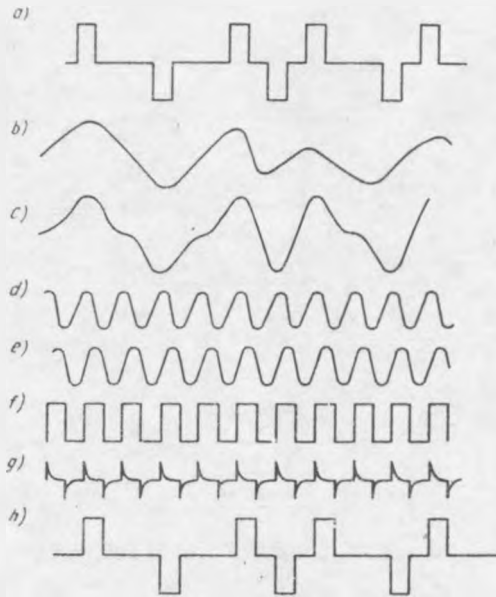
LW - linia wydłużająca, PK - przedwzmacniacz korektor, Pr - prostownik, UCz - układ czasujący, UD - układ decyzji, AR - układ automatycznej regulacji, UW - układy wyjściowe, ZZ - odbiornik zdalnego zasilania



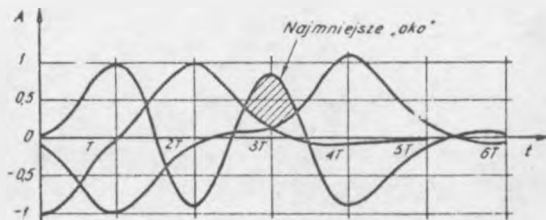
Rys. 20. Sygnał na wyjściu przedwzmacniacza: a/ kształt idealny $\cos^2\left(\frac{\pi}{2T}t\right)$,
b/ kształt rzeczywisty



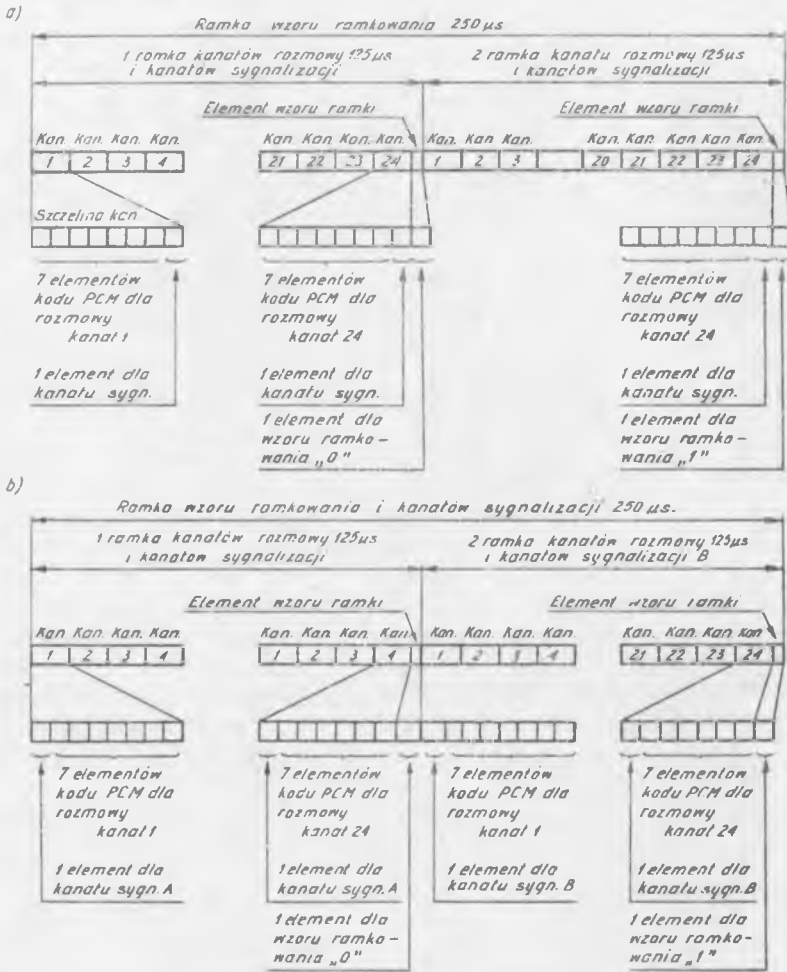
Rys. 21. Charakterystyki $W/f/$, $T/f/$ i $H/f/$ w funkcji częstotliwości
wyrażone w mierze logarytmicznej



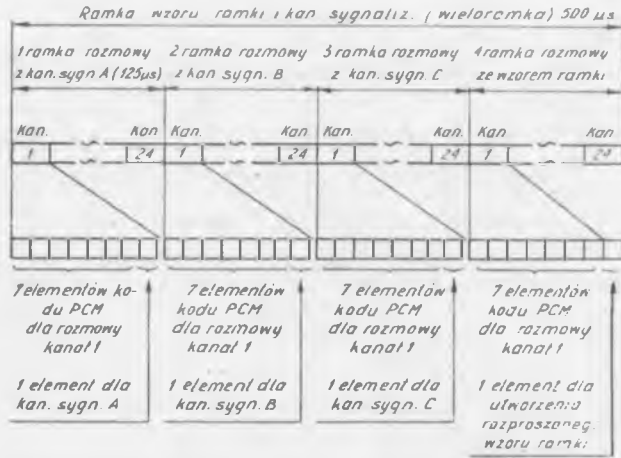
Rys. 22. Kształt sygnałów w różnych punktach regeneratora: a/ sygnał kodu liniowego wprowadzonego na linię, b/ sygnał na wejściu regeneratora, c/ sygnał na wyjściu przedwzmacniacza, d/ sygnał czasowania za obwodem rezonansowym i e/ po przesunięciu o $\frac{\pi}{2}$, f/ sygnał czasowania po ograniczeniu i g/ po różniczkowaniu, h/ sygnał kodu liniowego po regeneracji na wyjściu regeneratora



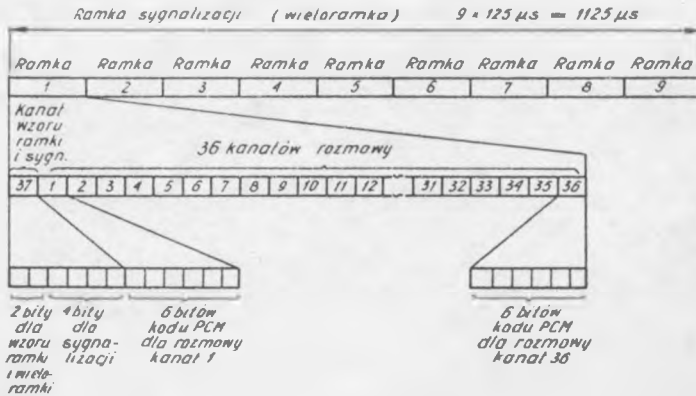
Rys. 23. Wykres najmniejszego "oka"



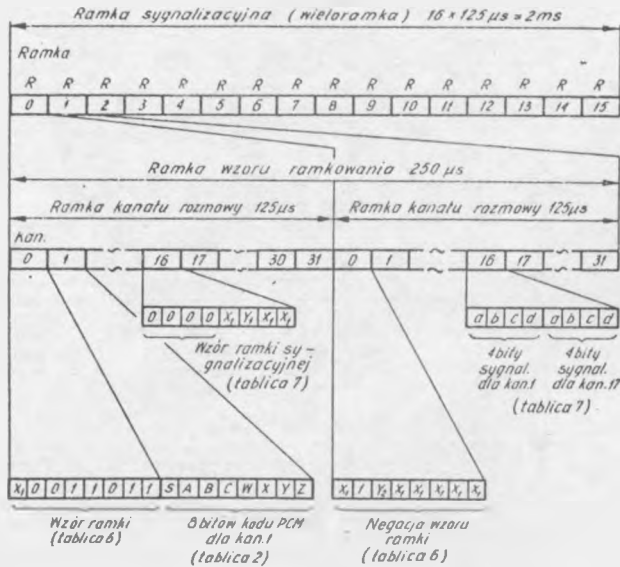
Rys. 24. Struktura ramki 24-krotnego systemu PCM /1544 kbit/s/: a/ system amerykański D₁, b/ system TCK-24 opracowany w II. i T7



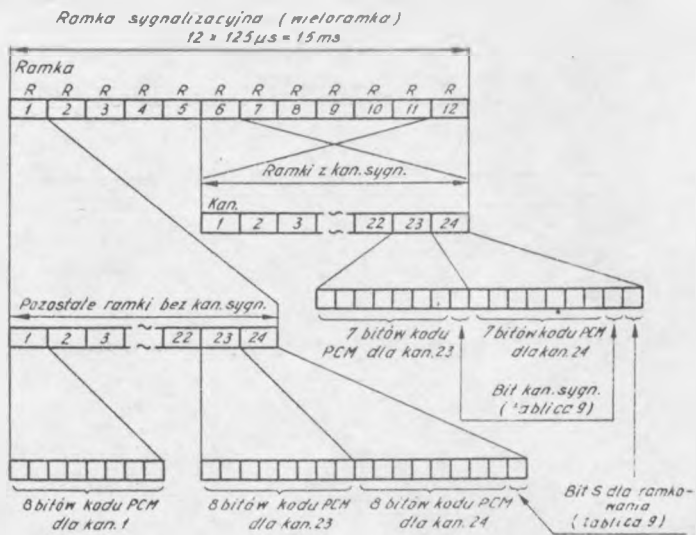
Rys. 25. Struktura ramki 24-krotnego systemu angielskiego /1536 kbit/s/



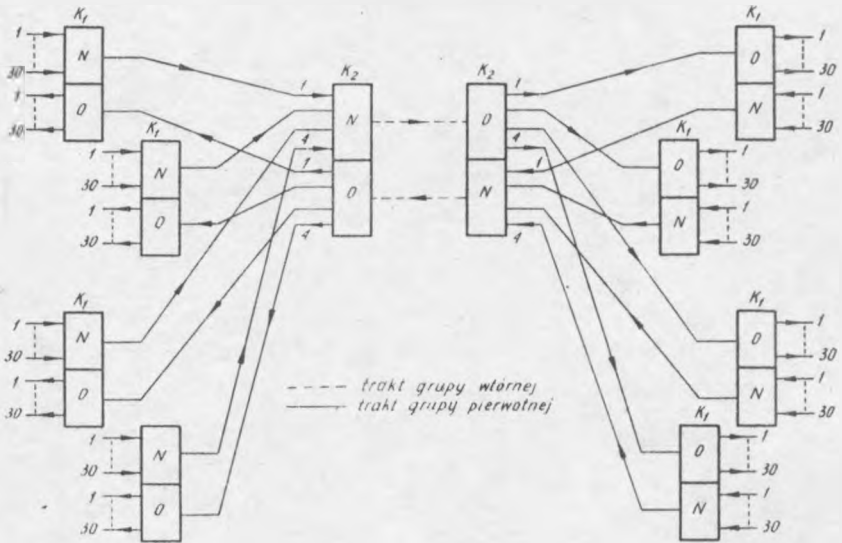
Rys. 26. Struktura ramki 36-krotnego systemu francuskiego /1776 kbit/s/



Rys. 27. Struktura ramki systemu 30/32-krotnego /2048 kbit/s/
 X_1 - bity wolne w ruchu międzynarodowym mają wartość "1"
 Y_2 - bit dla transmisji alarmu zaniku zgodności ramki lub wady kodera
 Y_1 - bit dla transmisji alarmu zaniku zgodności ramki sygnał.



Rys. 28. Struktura ramki 24-krotnego systemu D_2 /1544 kbit/s/



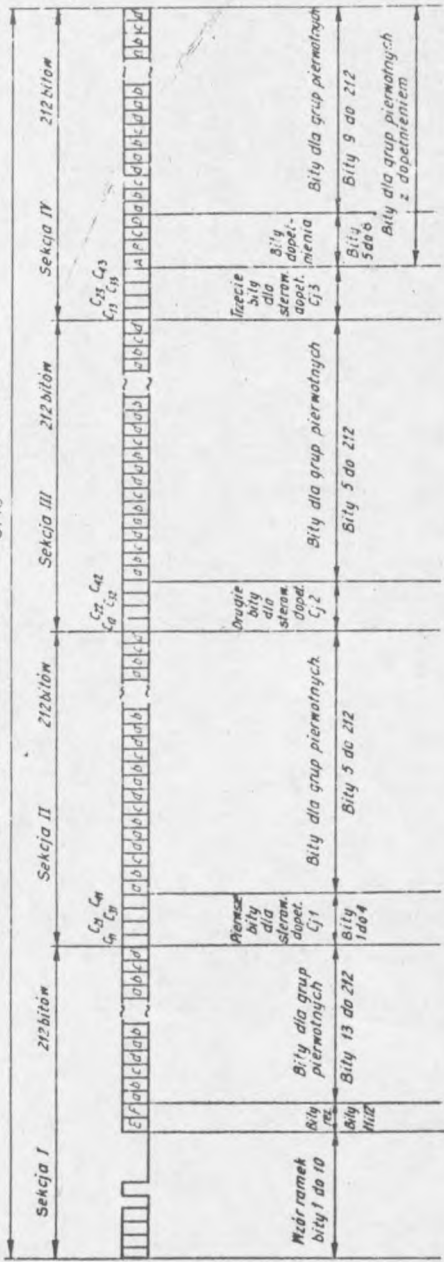
Rys. 29. Wykorzystanie krotnic cyfrowych grupy wtórnej

K_1 - krotnice PCM grupy pierwotnej - 30/32

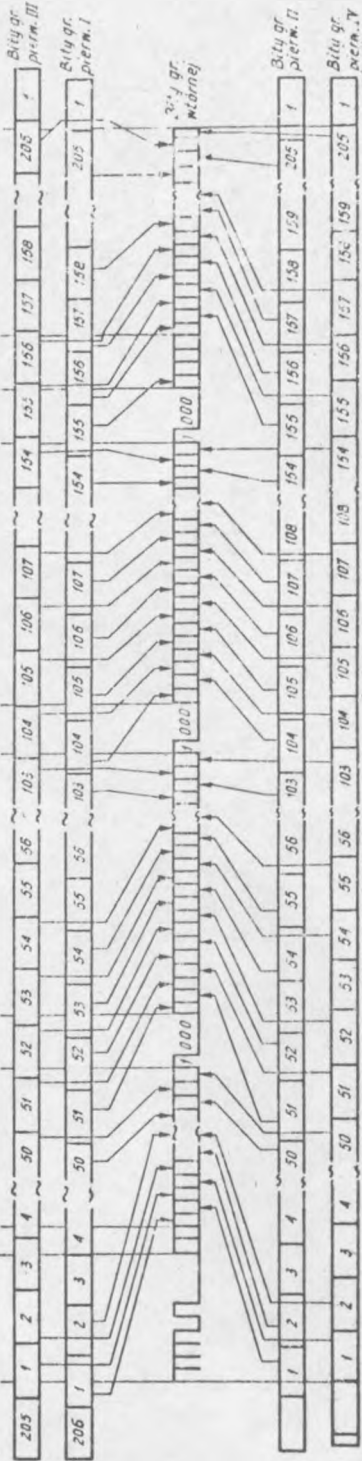
K_2 - krotnice cyfrowe grupy wtórnej - 120 / 4x30/32/

Ramka 848 bitów czas trwania $T_r = \frac{848}{5148} \cdot 10^3 \mu s \approx 100 \mu s$

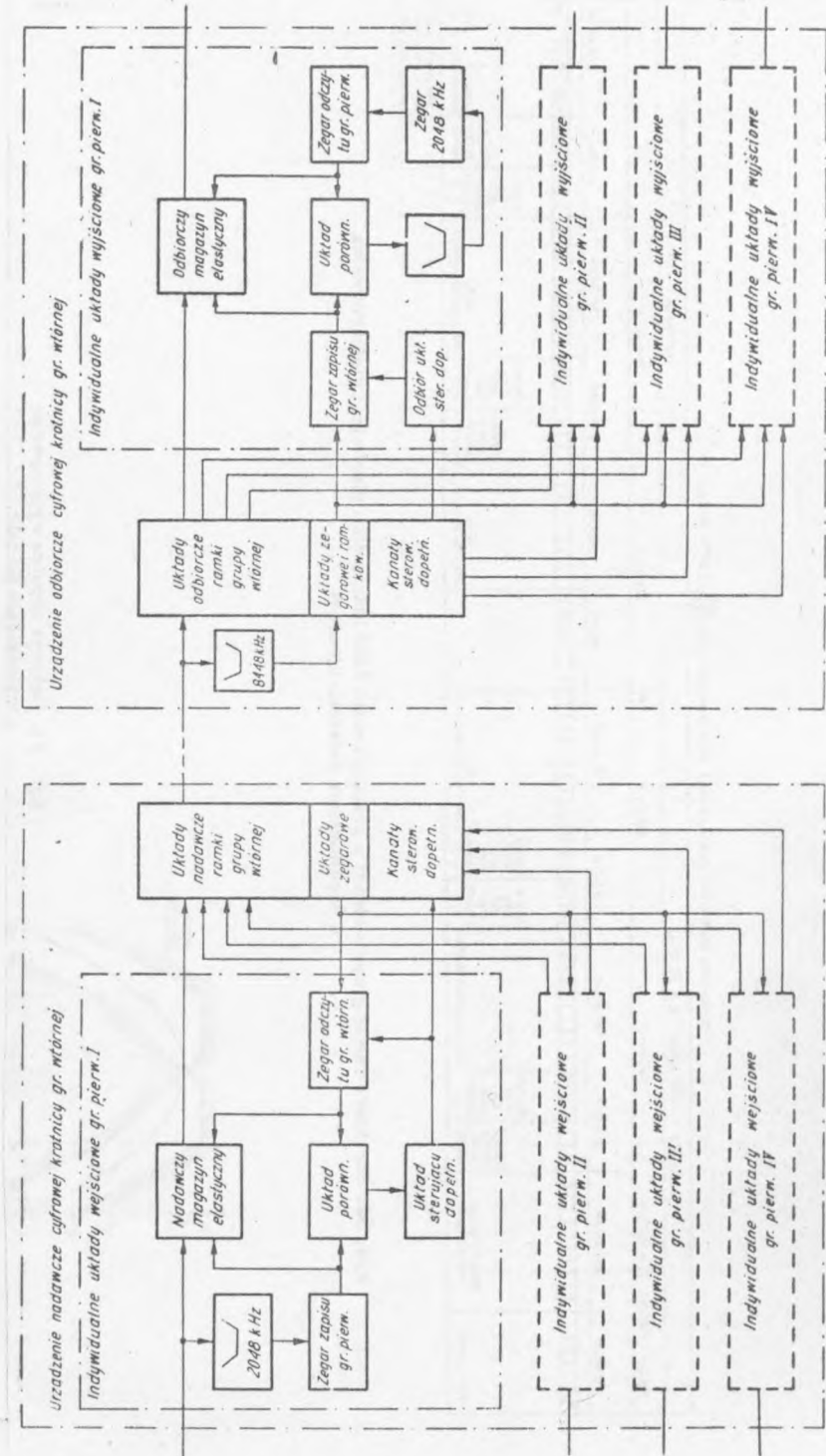
a)



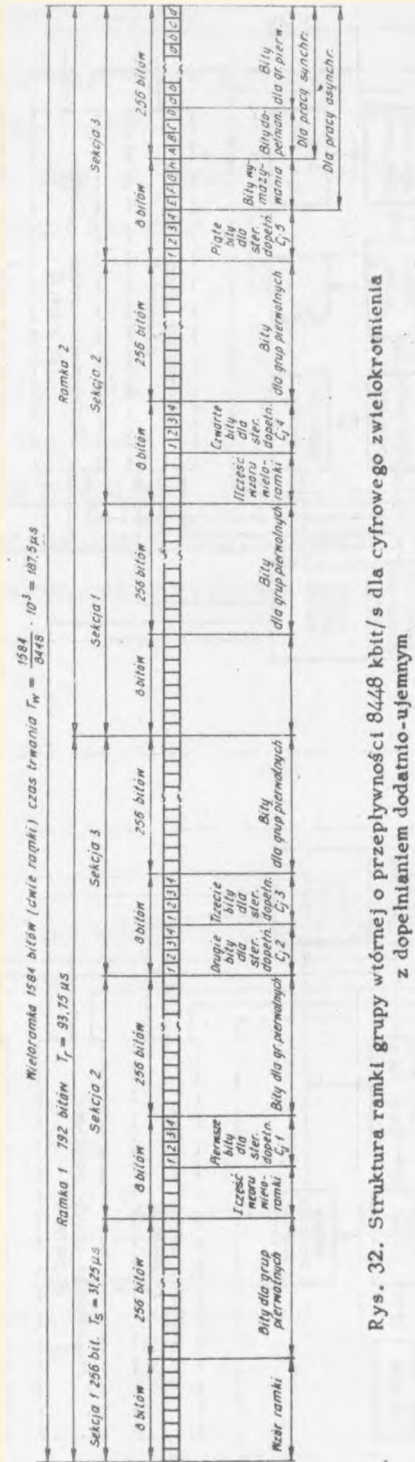
b)



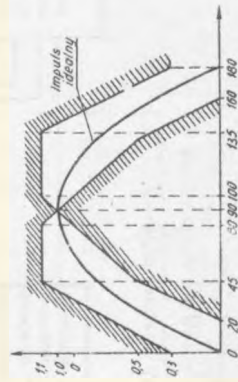
Rys. 30. Struktura ramki systemu grupy wtórnej o przepływności 84,48 kbit/s dla cyfrowego zwielokrotnienia z dopełnieniem dodatnim: a/ układ bitów grupy wtórnej, b/ wprowadzenie bitów grupy wtórnej do ramki grupy wtórnej



Rys. 31. Schemat blokowy krótnicy grupy wtórnej o zwielokrotnieniu cyfrowym



Rys. 32. Struktura ramki grupy wtórnej o przepływności 8448 kbit/s dla cyfrowego zwielokrotnienia z dopełnieniem dodatnio-ujemnym



Rys. 33. Gabaryt impulsu wyjściowego - wyjaśnienie do tabl. 4

Bild

