

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
WARSZAWA-MIEDZESZYN

PROBLEMY

ŁĄCZNOŚCI

147

1976

BIBLIOTEKA  
Instytut Łączności

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 16

WARSZAWA 1976

NR 147

---

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek  
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Problemów Łączności

---

Redaktor Naczelny - dr inż. Krystyn Plewko

Redaktorzy działów:

mgr inż. Władysław Cetner, doc. 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

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

---

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności  
Format B5. Nakład 680. Wpłynęło do  
Działu Wydawniczego 26.01.1976 r.  
Druk ukończono w maju 1976 r.



# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

Ryszard Krajewski, Mirosław Radziwanowski

## SYSTEMY CYFROWE TRANSMISJI SYGNAŁÓW TELEGRAFICZNYCH

### SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wstęp	1
2. Zagadnienia tworzenia kanałów telegraficznych metodą podziału czasowego w pracach IX Komisji Studiów CCITT	3
3. Systemy z podziałem czasowym niezależne od kodu i szybkości modulacji transmitowanych sygnałów telegraficznych	6
3.1. Metody kodowania sygnałów binarnych w systemach z podziałem czasowym	10
3.2. Zwiłokrotnienie czasowe w systemach cyfrowych niezależnych od kodu i szybkości modulacji transmitowanych sygnałów telegraficznych	43
4. Systemy z podziałem czasowym zależne od kodu i szybkości modulacji transmitowanych sygnałów telegraficznych	50
5. Przegląd stosowanych urządzeń do transmisji sygnałów telegraficznych w systemach z podziałem czasowym	60

	Str.
5.1. Urządzenia do transmisji sygnałów telegraficznych oparte na metodzie prostego próbkowania	60
5.2. Urządzenia do transmisji sygnałów telegraficznych z kodowaniem momentów znamienych modulacji	68
6. Uwagi końcowe	75
Wykaz literatury	77



Ryszard Krajewski

Mirosław Radziwanowski

621.394.42

## SYSTEMY CYFROWE TRANSMISJI SYGNAŁÓW TELEGRAFICZNYCH

### 1. WSTĘP

Szybki wzrost gospodarczy kraju pociąga za sobą stale wzrastające zapotrzebowanie na usługi telekomunikacyjne. Dotyczy to m. in. usług telegraficznych. Dlatego obserwuje się znaczny wzrost zainteresowania poszukiwaniem nowocześniejszych i coraz bardziej efektywnych możliwości przekazywania informacji. W zakresie telegrafii wielokrotnej możliwości te widzi się przez wykorzystanie dla potrzeb transmisji telegraficznej systemów opartych na podziale czasowym. Systemy te pozwalają znacznie obniżyć koszty jednostkowe /w przeliczeniu na jeden kanał telegraficzny/ zwielokrotniających urządzeń końcowych w porównaniu z systemami analogowymi. Jest to możliwe dzięki wykorzystaniu w systemach z podziałem czasowym w znacznym stopniu układów scalonych oraz eliminacji kosztownych filtrów. Dalsze obniżenie kosztów będzie możliwe przez zastosowanie w systemach z podziałem czasowym w większym niż dotychczas stopniu układów scalonych o średnim i dużym stopniu integracji oraz potaniecie tych układów, wynikające z powszechności ich stosowania, a tym samym stałego wzrostu produkcji.

Stosowanie układów scalonych, szczególnie o większym stopniu integracji, ma jeszcze inne poważne zalety: pozwala na miniatury-

zaczę sprzętu oraz zwiększenie jego niezawodności wynikającej z ograniczenia liczby połączeń.

Nie bez znaczenia jest również fakt, że w urządzeniach telegrafii wielokrotnej, opartych na czasowym podziale kanałów, maksymalna wielkość zniekształceń telegraficznych jest ściśle zdeterminowana i może być ustalona na etapie projektowania urządzenia.

Uruchomienie produkcji urządzeń telefonicznych PCM przez przemysł krajowy oraz powstanie bazy technologicznej /produkcja układów scalonych/ stworzyły przesłanki do zajęcia się zagadnieniem wykorzystania kanałów telefonicznych PCM dla przesyłania innych informacji niż telefoniczne. Dlatego tematyką tą zainteresowały się również ośrodki naukowo-badawcze w naszym kraju.

W krajach przodujących w dziedzinie telekomunikacji powstało wiele opracowań teoretycznych oraz urządzeń na potrzeby transmisji telegraficznej i danych, opartych na podziale czasowym. Prace w tym zakresie prowadzone są w dwóch zasadniczych kierunkach i dotyczą systemów opartych na wykorzystaniu szczelin kanałowych systemów telefonicznych PCM lub grupy pierwotnej /systemy niezależne/ oraz na podziale czasowym kanału telefonicznego /300-3400 Hz/ przy wykorzystaniu modemów synchronicznych dla transmisji danych /systemy zależne/.

Obu tym zagadnieniom poświęca się dużo uwagi w pracach IX Komisji Studiów CCITT.

W niniejszym artykule omówiono systemy niezależne i zależne transmisji sygnałów telegraficznych z podziałem czasowym oraz przedstawiono różne metody przetwarzania sygnałów telegraficznych i oparte na tych metodach realizacje praktyczne.

## 2. ZAGADNIENIA TWORZENIA KANAŁÓW TELEGRAFICZNYCH METODĄ PODZIAŁU CZASOWEGO W PRACACH IX KOMISJI STUDIÓW CCITT

Zagadnieniami transmisji telegraficznej w CCITT zajmuje się IX Komisja Studiów.

W latach 1968-1972 zapoczątkowano w IX Komisji Studiów prace dotyczące wykorzystania podstawowej grupy pierwotnej telefonicznych systemów z podziałem częstotliwościowym lub szczelin kanałowych systemów telefonicznych PCM na potrzeby transmisji telegraficznej i danych metodą podziału czasowego. Równocześnie w tym samym okresie czasu podjęto prace normalizacyjne dotyczące podziału czasowego kanału telefonicznego /300-3400 Hz/ dla transmisji telegraficznej i danych.

Na lata 1973-1976 przewidziane są dalsze prace w tym zakresie. Prace te ujęte zostały w trzech podstawowych zagadnieniach, którymi zajmuje się IX Komisja Studiów CCITT, a mianowicie:

### 1/ Zagadnienie 4/IX - Wprowadzenie systemów telegrafii wielokrotnej z podziałem częstotliwościowym do telefonicznych łączy podkładowych PCM

Bezpośrednie wykorzystanie kanału telefonicznego PCM jako łącza podkładowego dla telegrafii wielokrotnej i transmisji danych jest trudne ze względu na nieliniowość charakterystyki wejście/wyjście. Nieliniowość ta jest powodem wzrostu zniekształceń telegraficznych. Zdaniem IX Komisji Studiów większe możliwości w tym zakresie powstaną po ewentualnym opracowaniu koderów i de-



koderów o lepszych charakterystykach nieliniowości. Tak np, badania przeprowadzone przez ITT dla 8 łączy PCM połączonych łańcuchowo i dla różnych poziomów w kanałach telegrafii wielokrotnej dały wyniki zachęcające. Również dwie inne administracje potwierdziły, że przeprowadzone przez nie podobne badania dały wyniki zadowalające. Zagadnienie 4/IX będzie przedmiotem dalszych studiów w latach 1973-1976.

## 2/ Zagadnienie 24/IX - Podział czasowy łączy telefonicznego dla telegrafii i transmisji danych

Studia prowadzone nad tym zagadnieniem zmierzają do znormalizowania podstawowych parametrów ekonomicznego systemu, umożliwiającą tworzenie dużej liczby kanałów telegraficznych lub danych przez podział czasowy łączy telefonicznego. Ważniejsze problemy dyskutowane w ramach tego zagadnienia to:

- pojemność systemu,
- sposób multipleksowania,
- struktura ramki,
- synchronizacja,
- przenoszenie sygnalizacji teleksowej,
- parametry sygnałów wejściowych,
- parametry sygnałów wyjściowych.

Przyjęto, że w pierwszej kolejności będzie znormalizowany system oparty na metodzie "mieszania /wtrącania/ bitowego", ze względu na mniejsze opóźnienie przesyłanych sygnałów, niezbędne do przesyłania sygnalizacji teleksowej wszystkich typów. Uzgodniono również, że omawiany system powinien być przystosowany do transmi-

sji sygnałów o różnych znormalizowanych szybkościach modulacji i różnych kodach. Opracowany został projekt zalecenia, w którym jednak wartości wielu parametrów nie sprecyzowano, pozostawiając je do dalszych studiów.

### 3/ Zagadnienie 31/IX - Podział czasowy systemu PCM i grupy pierwotnej dla telegrafii i transmisji danych

Studia prowadzone przez IX Komisję Studiów CCITT dotyczące tego zagadnienia powinny dać m.in. odpowiedź na następujące pytania:

- 1<sup>o</sup> Czy jest pożądana normalizacja systemu z podziałem czasowym z wykorzystaniem do tego celu szczeliny czasowej kanału telefonicznego PCM i grupy pierwotnej dla uzyskania:
  - a/ kanałów telegraficznych łatwiejszych w eksploatacji niż kanały uzyskiwane obecnie za pomocą telegrafii wielokrotnej z podziałem częstotliwościowym,
  - b/ kanałów dla transmisji danych o różnych przepływnościach binarnych, szczególnie odpowiadających przepływnościom binarnym wymienionym w zaleceniu X.1 ?
- 2<sup>o</sup> Czy będzie pożądana normalizacja związana z wykorzystaniem całego łącza PCM dla telegrafii i transmisji danych ?

IX Komisja Studiów stanęła na stanowisku, że będzie celowe, ze względów ekonomicznych, znormalizować jeden rodzaj systemu wielokrotniania czasowego nadającego się do wykorzystania zarówno dla podstawowej grupy pierwotnej systemu telefonicznego z podziałem częstotliwościowym, jak również dla szczelin kanałowych systemu telefonicznego PCM o przepływności binarnej 64 kbit/s. Uży-

skane tą drogą kanały telegraficzne oraz kanały dla transmisji danych byłyby niezależne od szybkości modulacji i od kodu transmitowanych sygnałów telegraficznych i anizochronicznych sygnałów danych.

Pod koniec okresu 1968-1972 zapoczątkowano w ramach IX Komisji Studiów CCITT prace normalizacyjne nad systemem z podziałem czasowym niezależnym od szybkości modulacji i od kodu transmitowanych sygnałów anizochronicznych telegraficznych i danych. Prace w tym zakresie prowadzone są przez Grupę Roboczą IX/2. Projekt odpowiedniego zalecenia podany jest w dalszej części artykułu.

W dotychczas nadesłanych do CCITT dokumentach: Belgii, Francji, Holandii, RFN, Japonii, ZSRR, Węgier, Wielkiej Brytanii podaje się szereg propozycji, rozwiązań i komentarzy dotyczących różnych metod podziału czasowego kanałów telefonicznych akustycznych, szczelin kanałowych PCM lub grupy pierwotnej, dla tworzenia kanałów telegraficznych i kanałów transmisji danych.

### 3. SYSTEMY Z PODZIAŁEM CZASOWYM NIEZALEŻNE OD KODU I SZYBKości MODULACJI TRANSMITOWANYCH SYGNAŁÓW TELEGRAFICZNYCH

Jak wspomniano w poprzednim rozdziale, podstawowe prace prowadzone przez IX Komisję Studiów CCITT, związane z cyfrowymi metodami transmisji sygnałów telegraficznych, dotyczą systemów niezależnych i zależnych. Systemy niezależne nazywane są również inaczej systemami asynchronicznymi lub przezroczystymi i charakteryzują się tym, że zmiana momentów znamienych w sygnale binar-

nym może odbywać się w chwilach przypadkowych i jest niezależna od sposobu przetwarzania sygnałów telegraficznych na postać cyfrową. Systemy niezależne nie narzucają ograniczeń na kod, szybkość modulacji i sposób synchronizacji transmitowanych sygnałów binarnych, ale w miarę wzrostu szybkości modulacji maleje efektywność wykorzystania łącza cyfrowego lub następuje wzrost zniekształceń telegraficznych.

Systemy zależne, zwane również systemami synchronicznymi, dopuszczają większy stopień zniekształceń w transmitowanym sygnale telegraficznym, a tym samym pozwalają na bardziej efektywne wykorzystanie łącza. Jednak systemy te nie są elastyczne, gdyż mogą one pracować przy ściśle ustalonej szybkości modulacji telegraficznej i są trudne do zwielokrotnienia.

W przeciwieństwie do nich - w systemach niezależnych może się odbywać zarówno transmisja asynchroniczna, jak i synchroniczna. Systemy niezależne są zatem bardziej uniwersalne oraz nadają się do komutacji, jak również mogą być stosowane w sieci zintegrowanej.

Transmisja sygnałów telegraficznych i danych lub ogólnie sygnałów binarnych jest związana z koniecznością odtworzenia po stronie odbiorczej sygnałów binarnych z możliwie małymi zniekształceniami. Dlatego w łączy cyfrowe należy wprowadzić informację o pojawieniu się zmiany stanu w transmitowanym sygnale binarnym i o kierunku tej zmiany /od stanu "0" do stanu "1" czy też odwrotnie/. Przy transmisji sygnałów binarnych metodami cyfrowymi istnieje ta dogodność, że są one sygnałami dwustanowymi, a zatem bardzo wygodnymi do obróbki cyfrowej. Pozwala to w sposób bardziej efektywny wykorzystywać istniejące łącza cyfrowe, np. kanały telefo-

niczne systemów telefonicznych PCM. W tym przypadku omija się skomplikowaną przemianę analogowo-cyfrową, jaka ma miejsce w systemie telefonicznym PCM. Jednak wprowadzenie informacji do szczelin /y/ kanałowych/ej/ systemu telefonicznego PCM nakłada pewne ograniczenia na sygnały binarne, związane z szybkością modulacji, liczbą kanałów telegraficznych oraz dopuszczalnym stopniem zniekształceń. Zależne to jest w dużym stopniu od zastosowanej metody kodowania sygnałów binarnych. Znanych jest wiele metod przetwarzania sygnałów telegraficznych na postać cyfrową, które zostaną opisane w dalszej części artykułu. Dlatego należy wprowadzić pewne kryteria pozwalające ocenić efektywność transmisji sygnałów binarnych w systemach z podziałem czasowym.

Do najważniejszych kryteriów /parametrów/ można zaliczyć:

- współczynnik wykorzystania możliwości przepustowych łącza cyfrowego /k/ oraz współczynnik efektywności kodowania /S/, które są ze sobą powiązane,
- maksymalna wielkość izochronicznych zniekształceń sygnałów binarnych  $\sigma_0$ ,
- współczynnik odporności na przekłamania w łączu cyfrowym / $\alpha$ /,
- stopień złożoności aparatury.

Parametrom tym, z wyjątkiem ostatniego, można nadać konkretną wartość liczbową, co pozwala porównywać różne systemy transmisji sygnałów binarnych. Wynika to z podanych niżej określeń wymienionych parametrów:

<sup>1</sup>° Współczynnikiem wykorzystania możliwości przepustowych łącza cyfrowego k nazywać będziemy stosunek maksymalnie moż-

liwej szybkości przesyłania sygnałów binarnych  $B_{\max}$  do rzeczywistej przepływności w łączu cyfrowym  $B_d$ , czyli

$$k = \frac{B_{\max}}{B_d} = \frac{T_d}{\tau_{\min}} \quad /1/$$

gdzie:

$T_d = \frac{1}{B_d}$  - czas powtarzania impulsów w łączu cyfrowym,

$\tau_{\min} = \frac{1}{B_{\max}}$ , - minimalna długość sygnałów binarnych, na wejściu łącza cyfrowego, przy założonej, dopuszczalnej wartości maksymalnych zniekształceń telegraficznych  $\sigma_0$ .

- 2° Współczynnik efektywności kodowania  $S$  wyraża się jako stosunek liczby impulsów próbkujących, odpowiadających jednej kombinacji kodowej, do liczby bitów zawartych w tej kombinacji.
- 3° Wielkość maksymalnych zniekształceń izochronicznych sygnałów binarnych  $\sigma_0$  określa względną odchyłkę, wyrażaną zazwyczaj w procentach, między odstępem momentów znamiennych modulacji w odtworzonym sygnale binarnym po stronie odbiorczej, przy nadawaniu impulsu o długości nominalnej<sup>x/</sup> i nominalnym czasem trwania nadanego impulsu binarnego.

---

<sup>x/</sup> W tym przypadku musi być spełniony warunek  $B_0 \leq B_{\max}$ , gdzie  $B_0$  jest nominalną szybkością modulacji sygnałów binarnych 1:1.



Zniekształcenia te wyrażają się wzorem:

$$\sigma_{\circ} = \frac{\Delta T}{T_{\circ}} \cdot 100\% \quad /2/$$

gdzie:

$$T_{\circ} = \frac{1}{B_{\circ}} \quad - \text{nominalny czas trwania impulsu nadanego,}$$

$\Delta T$  - odchyłka między odstępem momentów znamien-  
nych modulacji w odtworzonym sygnale binar-  
nym po stronie odbiorczej i nominalnym cza-  
sem trwania  $T_{\circ}$  nadanego impulsu sygnału bi-  
narnego.

4<sup>o</sup>. Współczynnik odporności na przekłamania w łączy cyfrowym  $\alpha$  jest równy stosunkowi prawdopodobieństw pojawienia się błę-  
du w odebranym sygnale binarnym  $p_{\circ}$  do prawdopodobieństwa  
zaistnienia błędu w łączy cyfrowym  $p_d$ , czyli

$$\alpha = \frac{p_{\circ}}{p_d} \quad /3/$$

Jeżeli przy dostatecznie długim połączeniu zostanie stwierdzone  
Q błędów w odebranym sygnale binarnym, przy ilości błędów R w  
łączy cyfrowym, wówczas

$$\alpha = \frac{Q \cdot B_d}{R \cdot B_{\circ}} \quad /4/$$

### 3.1. Metody kodowania sygnałów binarnych w systemach z podziałem czasowym

Znane metody kodowania sygnałów binarnych można podzielić na  
dwa zasadnicze rodzaje:

- metodę statyczną, zwaną również metodą prostego próbkowania lub nałożenia,
- metodę dynamiczną, polegającą na kodowaniu momentów przejść w sygnale binarnym.

### 3.1.1. Statyczna metoda kodowania sygnałów binarnych

Jak wspomniano wyżej, transmisja sygnałów telegraficznych i danych /zarówno metodami z podziałem częstotliwościowym, jak również czasowym/ wymaga odtworzenia, po stronie odbiorczej, nadanego sygnału binarnego z możliwie małymi zniekształceniami. Osiąga się to przy zastosowaniu statycznej metody kodowania sygnałów binarnych<sup>x/</sup>, przez próbkowanie tych sygnałów /rys. 1a/<sup>xx/</sup> synchronicznym ciągiem impulsów /rys. 1b/, które następnie, w zależności od stanu znamionowego sygnału, są wysyłane w linię lub zatrzymywane. Wysyłanie impulsów w linię następuje wtedy, gdy sygnał binarny ma polaryzację "+", co odpowiada stanowi znamionowemu Z, natomiast impulsy nie są wysyłane dla drugiego stanu, tzn. stanu A. Wysyłanie impulsów w linię odbywa się podczas całego czasu trwania stanu znamionowego Z /rys. 1c/, przy czym jednostkowe sygnały binarne powinny być próbkowane przez taką liczbę impulsów, żeby nie został przekroczony założony stopień zniekształ-

---

<sup>x/</sup> W statycznej metodzie kodowania sygnałów binarnych kodowanie momentów znamionowych sygnału nie ma miejsca - jest to więc szczególny przypadek kodowania, dla którego współczynnik efektywności kodowania  $S = 1$ .

<sup>xx/</sup> Rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

ceń telegraficznych. Jeśli element jednostkowy jest próbkowany przez  $n$  impulsów, wówczas zniekształcenia telegraficzne  $\sigma_o$  można wyznaczyć z zależności:

$$\sigma_o = \frac{1}{n} \cdot 100\% \quad /5/$$

Wynika to stąd, że na podstawie odebranych po stronie odbiorczej linii cyfrowej serii impulsów zostaje odtworzony sygnał binarny /rys. 1d/. Przy transmisji asynchronicznej element sygnału binarnego zostaje, po stronie odbiorczej, odtworzony z pewnym ściśle zdefiniowanym zniekształceniem, jeśli chodzi o położenie momentów znamienych modulacji. Zniekształcenie to jest związane z tzw. błędem kwantyzacji, polegającym na tym, że w pierwszym okresie przetwarzania sygnałów binarnych na postać cyfrową / w procesie próbkowania/ dokonuje się kwantyzacji położenia momentów znamienych modulacji. W rezultacie - pozycja momentów znamienych modulacji znana jest z pewną niedokładnością odpowiadającą odstępowi czasu  $\Delta\tau$ , który jest związany z częstotliwością próbkowania  $f_p$  następującą zależnością:

$$f_p = \frac{1}{\Delta\tau} \quad /6/$$

Wzór na wielkość zniekształceń telegraficznych można również przedstawić w postaci

$$\sigma_o = \frac{\Delta\tau}{T_o} \cdot 100\% \quad /7/$$

gdzie:

$\Delta\tau$  - błąd kwantyzacji położenia momentów znamienych modulacji sygnału binarnego,

$T_0$  - długość jednostkowego elementu sygnału binarnego.

Należy zwrócić uwagę, że podane wyżej wzory na stopień zniekształceń telegraficznych podają maksymalną wartość zniekształceń. Wynika to z zależności

$$0 \leq \Delta T \leq t_p$$

gdzie:  $t_p = \frac{1}{f_p}$  - czas powtarzania impulsów próbkujących.

W powyższych wzorach nie uwzględniono zniekształceń wprowadzanych przez układy wejście/wyjście. Przez odpowiednie zaprojektowanie urządzenia zniekształcenia te można jednak pominąć wobec zniekształceń spowodowanych błędem kwantyzacji.

Inną zależność na stopień zniekształceń telegraficznych można podać przy uwzględnieniu szybkości modulacji sygnału binarnego  $B_0$  oraz przepływności impulsów próbkujących  $B_p^{x/}$ . W tym przypadku otrzymamy

$$\sigma_0 = \frac{B_0}{B_p} \cdot 100\% \quad /8/$$

Z zależności /5/ wynika, że jeśli element jednostkowy sygnału binarnego jest próbkowany przez 20 impulsów, wówczas maksymalne zniekształcenia telegraficzne wynoszą 5%. Wynika stąd duża nadmiarowość przekazywanej informacji, ponieważ wszystkie impulsy, z wyjątkiem skrajnych, nie niosą nowej informacji i potwierdzają tylko stan znamieny sygnału binarnego. Dlatego, zgodnie z podaną wyżej definicją, współczynnik efektywności kodowania dla metody prostego próbkowania  $S = 1$ . Również współczynnik odporno-

<sup>x/</sup> Pod pojęciem przepływności impulsów próbkujących rozumiemy liczbę impulsów próbkujących przypadającą na jednostkę czasu /sekundę/.

ści na przekłamania  $\alpha = 1$ , co jest dużą zaletą tej metody, ponieważ dla metod dynamicznych współczynnik  $\infty$  jest zawsze większy niż jedność. Wynika to stąd, że jeśli w łączy cyfrowym wystąpi przekłamanie powodujące odbiór bitu "1" zamiast "0" lub odwrotnie, wówczas w odtworzonym sygnale binarnym pojawią się przerwa w stanie znamionym Z lub impuls w stanie znamionym A, o długościach odpowiadających czasowi powtarzania impulsów próbkujących. Zjawisko to ilustruje rys. 1, na którym pokazano moment pojawienia się zakłócenia  $t_1$ , w odebranych ciągu bitów /rys. 1c/ oraz jakie powoduje to konsekwencje w odtworzonym sygnale binarnym /rys. 1d/. Jest możliwe takie zaprojektowanie urządzenia, żeby pojedyncze błędy w odebranych ciągu bitów były korygowane przez urządzenie odbiorcze. Wiąże się to jednak z pewną komplikacją układu. Z powyższego wynika, że w metodzie prostego próbkowania nie następuje zwielokrotnienie błędów /  $\alpha = 1$  / w przeciwieństwie do metod dynamicznych /  $\alpha > 1$  /, o których będzie mowa w dalszej części pracy.

Przy wykorzystaniu metody prostego próbkowania zostały zbudowane urządzenia starszego typu, do których można zaliczyć: TWU-12 i DTU - produkcji radzieckiej, 7 TG 048 - produkcji francuskiej oraz amerykańskie urządzenie MINI-T.

### 3.1.2. Dynamiczne metody kodowania sygnałów binarnych

Dynamiczne metody kodowania sygnałów binarnych różnią się w zasadniczy sposób od metody statycznej tym, że po procesie prostego próbkowania sygnałów binarnych następuje kodowanie momentów znamionych modulacji oraz przekazywana jest informacja o sta-

nie znamionnym modulacji i kierunku zmiany stanu /ze stanu Z na A lub odwrotnie/. Jednocześnie bity, które przenoszą powyższe informacje w łączu cyfrowym, mogą być przesyłane z mniejszą szybkością niż w metodzie statycznej, dzięki czemu wzrasta efektywność wykorzystania łącza cyfrowego oraz wzrasta współczynnik efektywności kodowania  $S$ . Odbywa się to kosztem większej złożoności aparatury oraz zmniejszenia niezawodności systemu. Następuje również pogorszenie odporności systemu na przekłamanie w łączu cyfrowym /wzrost  $\alpha$  /.

Znane są następujące metody kodowania sygnałów binarnych:

- metoda "ślizgowego indeksu",
- metoda "ustalonego indeksu" /dwie wersje - wersja I i II/,
- Codest,
- metoda "pływającego indeksu z potwierdzeniem" /dwie wersje/,
- metoda "dwustanowa",
- metoda "adresowo-kodowa".

W dalszej części artykułu zostaną dokładniej omówione przedstawione wyżej metody kodowania sygnałów binarnych.

3.1.2.1. Metoda "ślizgowego indeksu" /SI/. Kodowanie sygnału binarnego w metodzie "ślizgowego indeksu" polega na przesyłaniu w łączu cyfrowym informacji o pojawieniu się momentu znamiennej modulacji i jego położenia na skali czasu między dwoma sąsiednimi impulsami liczącymi łącza cyfrowego. Każdemu momentowi znamionnemu modulacji odpowiada określona kombinacja kodowa składająca się z  $n$  bitów, przy czym  $n$  nie może być mniejsze niż 3, jeśli współczynnik efektywności kodowania  $S$  ma być większy niż 1.



Pierwszy bit w słowie kodowym /bit startowy/ informuje o pojawieniu się zmiany stanu w sygnale binarnym, ostatni - o polaryzacji tego sygnału, a pozostałe  $(n-2)$  bitów są wykorzystane do przekazania informacji o położeniu momentu znamiennej modulacji między dwoma kolejnymi impulsami liczącymi łącza cyfrowego. Tak np., jeśli słowo kodowe składa się z czterech bitów, wówczas dla przekazania informacji o położeniu momentu znamiennej modulacji dysponujemy dwoma bitami; można zatem zakodować położenie tego momentu z dokładnością do  $1/4$  odstępów między dwoma sąsiednimi impulsami liczącymi. Współczynnik efektywności kodowania będzie więc w tym przypadku równy  $S=4$ , tzn. metoda "ślizgowego indeksu" byłaby cztery razy bardziej efektywna niż metoda prostego próbkowania.

Podany wyżej proces przetwarzania sygnałów binarnych zachodzi w specjalnym układzie - koderze, przy czym dla formowania kombinacji kodowych wykorzystuje się te same impulsy, względem których określa się położenie przejścia, tzn. impulsy liczące.

Na rysunku 2 przedstawiono proces przetwarzania sygnałów binarnych w metodzie "ślizgowego indeksu". Sygnał binarny /rys. 2a/ jest próbkowany za pomocą impulsów próbkujących  $b/$ , a równocześnie wytwarza się ciąg synchronicznych impulsów liczących  $c/$ , które są następnie wykorzystane do formowania kombinacji kodowych  $S_k$  /rys. 2d/. Pierwszy bit w słowie kodowym, jak wspomniano wyżej, jest bitem startowym i w omawianej metodzie ma zawsze wartość jedynek, ostatni bit informujący o polaryzacji sygnału binarnego jest równy "jeden", jeżeli stan sygnału binarnego jest "jeden" i równy "zero"-w przypadku odwrotnym. Ponieważ po-

łożenie przejścia w sygnale binarnym nie jest synchronizowane z impulsami w łączy cyfrowym, więc impuls startowy jak gdyby "ślizga" się na skali czasu - stąd wywodzi się nazwa tej metody.

Pozostałe  $/n-2/$  bitów służy do zakodowania momentu pojawienia się przejścia w sygnale binarnym między dwoma kolejnymi impulsami liczącymi. Ponieważ za pomocą  $/n-2/$  bitów można uzyskać  $2^{n-2}$  stanów, zatem na przedział czasu, zawarty między dwoma kolejnymi impulsami liczącymi, powinno przypadać  $2^{n-2}$  impulsów próbkujących. Położenie sąsiednich momentów przejścia lub ściślej mówiąc długość elementarnego impulsu binarnego, będzie więc po stronie odbiorczej odtworzona z dokładnością do odstępu między kolejnymi impulsami próbkującymi. Ponieważ przepływność binarna bitów w łączy cyfrowym jest zgodna z przepływnością impulsów liczących, zatem w omawianej metodzie można uzyskać  $2^{n-2}$  razy więcej kanałów telegraficznych w porównaniu z metodą prostego próbkowania, przy tych samych maksymalnych zniekształceniach telegraficznych  $\sigma_o$ .

Współczynnik efektywności kodowania wyrazi się w tym przypadku zależnością:

$$S = 2^{n-2} \quad /9/$$

a maksymalne zniekształcenia telegraficzne  $\sigma_o$  będą zgodne z zależnościami /1/, /7/ i /8/ równe:

$$\sigma_o = \frac{T_d}{2^{n-2} T_o} \cdot 100\% = \frac{B_o}{2^{n-2} B_d} \cdot 100\% = \frac{k B_o}{2^{n-2} B_{\max}} \cdot 100\% \quad /10/$$

Na podstawie odebranych po stronie odbiorczej kombinacji kodowych SK odtworzone zostają nadawane sygnały binarne /rys. 2e/,

przy czym maksymalne zniekształcenia telegraficzne nie przekraczają wartości podanych wzorem /10/. W przypadku braku przejść w sygnale binarnym - w łączy cyfrowe są nadawane bity "zero" /rys. 2d/. Dlatego występowanie stanów ciągłych w sygnale binarnym nie jest potwierdzane w łączy cyfrowym.

Pojedyncze przekłamania impulsów w łączy cyfrowym /rys. 2d/ oznaczone  $t_1$  mogą objawiać się jako start i powodować zmianę stanu w sygnale binarnym. W tym przypadku przy nadawaniu stanu ciągłego jego przekłamanie będzie trwało do następnego przejścia, po którym polaryzacja stanów nadawanego i odbieranego będzie zgodna /rys. 2e - część zakreskowana/. W tych warunkach w odebranym sygnale binarnym wystąpi więcej błędów niż było ich w łączy cyfrowym, tj. zachodzi zjawisko zwielokrotnienia błędów.

Dla określenia współczynnika odporności na przekłamania w łączy cyfrowym  $\alpha$  założymy, że maksymalnie dopuszczalna przepływność łączy cyfrowego  $B_{\max} = 2B_0 = B_d/n$ , a średnia długość nadawanego impulsu binarnego jest równa długości dwóch impulsów elementarnych, tj.  $\tau_{sr} = 2T_0 = 4n/B_d$ .

Z czterech grup po  $n$  bitów pierwsza określa pojawienie się przejścia, jego położenie i polaryzację sygnału, a pozostałe  $3n$  bitów są "zerami". Przekłamanie spowodowane w łączy cyfrowym w miejscu występowania tych "zer" /tj. pojawienie się "jedynek"/ nie spowoduje błędu po stronie odbiorczej, jeśli wystąpi w dwóch ostatnich grupach. W ten sposób prawdopodobieństwo zniekształcenia sygnału binarnego przy uwzględnieniu równoprawdopodobnego pojawienia się "zera" i "jedynek" jest, w stanie statycznym, równe

$$P_{st} = n P_d$$

Zakłócenie w pierwszej grupie  $(n-2)$  bitów kodujących położenie momentu znamionowego modulacji powoduje wzrost zniekształceń, lecz nie wprowadza błędów. Przy przekłamaniu bitu polaryzacji liczba błędów w odebranych sygnale binarnym podwaja się, o ile nie pojawia się przejście. Jeśli w łączu cyfrowym następuje przekłamanie impulsu startowego, wówczas prawdopodobieństwo błędu w sygnale binarnym jest równe  $p_d$ , jeśli start zostanie odtworzony za pomocą "jedynek" pozostałej części kombinacji. Przy tym z prawdopodobieństwem 0,5 może być uzyskany prawidłowy rezultat, jeśli bit polaryzacji zgadza się z "zerem" następującej po nim sekwencji. W przeciwnym przypadku następuje podwojenie błędów.

W ten sposób prawdopodobieństwo zniekształcenia sygnału binarnego przy przesyłaniu informacji o występowaniu przejścia jest równe

$$P_{dyn} = 3 p_d$$

Średnie prawdopodobieństwo zniekształcenia sygnału binarnego dla  $4n$  bitów jest równe

$$P = P_{st} + P_{dyn} = \frac{n+3}{n} p_d$$

czyli

$$\alpha_{si} = n + 3 \quad /11/$$

Metoda "ślizgowego indeksu" została zastosowana w amerykańskim urządzeniu MAXI-T, które pozwala uzyskać 55 kanałów telegraficznych do 200 bodów, w jednym kanale telefonicznym PCM, systemu PCM-24, przy maksymalnych zniekształceniach 5%.

3.1.2.2. Metoda "ustalonego indeksu". W celu wyeliminowania wady metody "ślizgowego indeksu", polegającej na zwielokrotnieniu błędów występujących w łączu, przy odtworzeniu sygnału binarnego po stronie odbiorczej, opracowano metodę zwaną "ustalonym indeksem".

W metodzie "ustalonego indeksu", niezależnie od stanu sygnału binarnego, do łącza cyfrowego wprowadza się w ustalonych momentach czasu bity odniesienia, za pomocą których przesyła się informację o stanie sygnału. Po pojawieniu się momentu znamionnego modulacji dopełnia się bity odniesienia grupą  $/n-1/$  bitów, informujących o jego położeniu między sąsiednimi bitami odniesienia. W metodzie tej nie jest konieczne przesyłanie bitu startowego, informującego o pojawieniu się momentu znamionnego modulacji. Czas powtarzania  $T$  impulsów odniesienia /rys. 3/ wybiera się w taki sposób, żeby dla najkrótszych impulsów występujących w sygnale binarnym, uwzględniając ewentualne zniekształcenia tego sygnału, nie występowało więcej niż jedno przejście. Za pomocą impulsów próbkujących przedział czasu  $T$  dzieli się na  $/2^{n-1} - 1/$  odcięć; częstotliwość powtarzania impulsów próbkujących jest określona, tak jak w poprzednich metodach, wymaganą dokładnością, z jaką ma być przesłana informacja o położeniu momentu znamionnego modulacji. W okresie czasu  $T$   $n$ -bitowa kombinacja kodowa powinna być wypisana i przesłana z kodera do łącza cyfrowego, a przepływność łącza cyfrowego powinna wynosić  $B_d = n/T$ . Wypisywanie kombinacji kodowych odbywa się w takt impulsów liczących.

Na rysunku 3 pokazano proces kodowania sygnałów binarnych za pomocą metody "ustalonego indeksu".

Wielkość zniekształceń telegraficznych dla omawianej metody kodowania wyraża się wzorem

$$d_o = \frac{T}{T_o / 2^{n-1} - 1} \cdot 100\% = \frac{n T_d}{T_o / 2^{n-1} - 1} \cdot 100\% = \frac{B_{\max}}{2^{n-1} - 1 / B_d} \cdot 100\% \quad /12/$$

a efektywność kodowania  $S$  jest równa:

$$S = \frac{2^{n-1} - 1}{n} \quad /13/$$

Zasada kodowania sygnałów binarnych za pomocą metody "ustalonego indeksu" przedstawia się następująco: Sygnał binarny a/ dzielony jest za pomocą impulsów odniesienia b/ na odcinki o czasie trwania krótszym niż długość  $T_o$  impulsu jednostkowego. Jednocześnie sygnał ten jest próbkowany za pomocą impulsów d/, koincydentnych z impulsami odniesienia b/ oraz impulsami liczącymi c/. Impulsy próbkujące d/ są numerowane względem impulsów odniesienia. Szybkość bitów w łączy cyfrowym jest zgodna z szybkością impulsów liczących c/. W momencie wystąpienia momentu znamiennej modulacji, między dwoma kolejnymi impulsami odniesienia położenie tego momentu zostaje zakodowane za pomocą  $/n-1/$  bitów z dokładnością, odpowiadającą odstępowi dwóch sąsiednich impulsów próbkujących. Stałe stany "+" i "-" sygnału binarnego kodowane są za pomocą dwóch odrębnych kombinacji  $n$ -bitowych. Na rys. 3 pokazano przypadek, gdy słowo kodowe składa się z trzech bitów. Pierwszy bit w słowie kodowym przeznaczony jest do przekazywania informacji o stanie znamionym sygnału binarnego; ma on wartość "jedyński" dla stanu "+" oraz "zero" dla stanu "-". Pozostałe  $/n-1/$  bitów słowa kodowego, jak wspomniano wcze-



śniej, służy do zakodowania położenia momentu znamiennego modulacji.

Po stronie odbiorczej, na podstawie zakodowanej informacji, zostaje odtworzony sygnał telegraficzny /rys. 3f/. Z pokazanych przykładowo na rys. 3e dwóch przekłamań w łączu cyfrowym, które wystąpiły w momentach  $t_1$  i  $t_1'$ , drugie przekłamanie nie spowodowało błędu w sygnale binarnym, natomiast pierwsze przekłamanie stało się przyczyną skrócenia odtworzonego impulsu binarnego. Można zatem spodziewać się, że metoda "ustalonego indeksu" jest bardziej odporna na przekłamania w łączu cyfrowym, w porównaniu z metodą "ślizgowego indeksu".

Dla określenia współczynnika  $\alpha$ , podobnie jak w przypadku metody "ślizgowego indeksu", zakładamy, że średnia długość nadawanego impulsu binarnego jest dwa razy większa niż nominalnego.

Jeśli przy przesyłaniu informacji o pojawieniu się momentu znamiennego modulacji - w kombinacji kodowej ulega przekłamaniu bit odniesienia, wówczas pojawią się dwa błędy w odtworzonym sygnale binarnym, tak jak gdyby przejście nie występowało. Wskutek tego, z ogólnej liczby  $/2^{n-1}-1/$  kombinacji kodowych, określającej położenie momentu znamiennego modulacji, może być przekłamanych  $/n-1/$  kombinacji. Kombinacje te różnią się od stanu odpowiadającego ustalonemu położeniu sygnału binarnego  $/"111..."/$  dla pojedynczego impulsu, a prawdopodobieństwo ich pojawienia się jest proporcjonalne do  $/n-1/ /2^{n-1}-1/$ . W tym przypadku przy wartości bitu odniesienia "1", którego prawdopodobieństwo pojawienia się jest równe 0,5, przejście nie wystąpi, co prowadzi do pojawienia się dwóch błędów w sygnale binarnym.

W ten sposób, prawdopodobieństwo zniekształcenia sygnału bi-

narne  $p_o$ , przy przesyłaniu informacji o pojawieniu się przejścia jest równe:

$$p_o = 1/2 + \frac{n-1}{2^{n-1}-1} p_d$$

gdzie  $p_d$  jest prawdopodobieństwem zaistnienia błędu w łączy cyfrowym.

Zatem, zgodnie z wzorem /3/, współczynnik odporności na przekłamania w łączy cyfrowym dla omawianej metody będzie równy:

$$\alpha_{ui} = 2 + \frac{n-1}{2^{n-1}-1} \quad /14/$$

W odróżnieniu od metody "ślizgowego indeksu" przesyłanie kombinacji kodowych o położeniu momentów znamienych modulacji może rozpocząć się tylko po nadaniu bitu odniesienia, co prowadzi do obniżenia możliwości przepustowych w łączy cyfrowym dla metody "ustalonego indeksu" w porównaniu z metodą "ślizgowego indeksu".

Dla zwiększenia możliwości przepustowych łączy cyfrowego opracowano modyfikację metody "ustalonego indeksu", wprowadzając wersję 2 /UI-2/ w odróżnieniu od pierwszej wersji /UI-1/. W zmodyfikowanej wersji /UI-2/ bit kodowy, informujący o stanie sygnału wejściowego, po pojawieniu się przejścia, nie zostaje przesłany. W efekcie przy n-bitowej kombinacji kodowej / $2^n-2$ / stanów wykorzystuje się dla nadania informacji o położeniu przejścia, a pozostałe dwa stany - dla określenia polaryzacji sygnału binarnego w stanie ustalonym.

Wielkość zniekształceń telegraficznych wyraża się w tym przypadku zależnością:

$$d_o = \frac{n T_d}{T_o / 2^n - 2} \cdot 100\% + \frac{B_o}{/2^n - 2 / B_{\max}} \cdot 100\% \quad /15/$$

a współczynnik efektywności kodowania S będzie równy:

$$S = \frac{2^n - 2}{n} \quad /16/$$

W oparciu o metodę UI-2 została opracowana aparatura transmisji danych typu PCM-1, 6M, pracująca na łączach cyfrowych systemu PCM-24.

Najbardziej znaną modyfikacją tej metody przetwarzania sygnałów binarnych na postać cyfrową jest metoda "Codest" [4]. Istota metody "Codest" polega na tym, że okres powtarzania impulsów odniesienia jest dzielony za pomocą impulsów próbkujących na  $/2^n - 4/$  odcinki, którym przyporządkowuje się numery od 3 do  $/2^n - 2/$ . Kombinacje kodowe, odpowiadające numerom  $/2^n - 1/$  i  $/2^n/$ , wykorzystuje się do przesłania informacji o polaryzacji sygnału. Pozostałe dwa stany wykorzystuje się dla synchronizacji wieloramki, co pozwala przy transmisji cyfrowej wielu informacji telegraficznych uniknąć stosowania odrębnego kanału dla synchronizacji wieloramki.

Maksymalne zniekształcenia telegraficzne przy metodzie "Codest" mogą być wyznaczone według następującego wzoru

$$d_o = \frac{n T_d}{T_o / 2^n - 4} \cdot 100\% = \frac{n B_o}{/2^n - 4 / B_d} \cdot 100\% \quad /17/$$

a współczynnik efektywności kodowania

$$S = \frac{2^n - 4}{n} \quad /18/$$

3.1.2.3. Metoda "pływającego indeksu z potwierdzeniem". Metoda "pływającego indeksu z potwierdzeniem" stanowi udoskonalenie metody "ślizgowego indeksu", a zasadniczymi jej zaletami są: duża efektywność kodowania oraz niez wielokrotnienie błędów występujących w łączy cyfrowym. Metoda ta łączy w znacznym stopniu zalety metod dynamicznej i statycznej. Pierwsza z nich jest stosowana w przypadku pojawienia się momentu znamiennego modulacji, druga - dla stałych stanów znamienych.

Sposób przetwarzania sygnałów binarnych w metodzie "pływającego indeksu z potwierdzeniem" jest przedstawiony na rys. 4.

Zasada przetwarzania sygnałów binarnych przy zastosowaniu metody "pływającego indeksu z potwierdzeniem" jest następująca: Przy braku przejścia w nadawanym sygnale binarnym, zależnie od jego polaryzacji, w łączy cyfrowe są przesyłane bity koincydentne z impulsami liczącymi o wartości "1" lub "0", tak jak w metodzie prostego próbkowania. Po wystąpieniu przejścia w sygnale binarnym pierwszy bit na wyjściu kodera będzie miał stan przeciwny do stanu poprzedzających go bitów o ustalonej wartości i będzie to bit startowy. W przeciwieństwie do metody "ślizgowego indeksu" - w metodzie "pływającego indeksu z potwierdzeniem" bit startowy niesie informację o polaryzacji impulsu binarnego. Tak np., jeśli w sygnale binarnym wystąpiło przejście ze stanu "zero" na stan "jeden", wówczas do momentu pojawienia się przejścia byłyby wysyłane w łączy cyfrowe bity "0", czyli bit startowy będzie miał w tym przypadku wartość jedynki. Jeśli przejście nastąpiło ze stanu "jeden" na stan "zero", wówczas bit startowy ma wartość zero. Dzięki podwójnemu wykorzystaniu bitu startowego wzrasta efektywność kodowania przy stosowaniu omawianej metody przetwarzania sygnałów binarnych.

Pozostałe  $/n-1/$  bitów kombinacji kodowej jest wykorzystane do zakodowania momentu wystąpienia przejścia w sygnale binarnym między dwoma kolejnymi impulsami łącza cyfrowego /impulsami liczącymi/, tak jak to miało miejsce w metodzie "ślizgowego indeksu". Za pomocą tych  $/n-1/$  bitów można zakodować moment znamiennej modulacji z dokładnością do odcinka odpowiadającego  $2^{n-1}$ -tej części odstępu czasu między dwoma kolejnymi impulsami w łączy cyfrowym, zatem czas powtarzania impulsów próbkujących /rys. 4c/ powinien być  $2^{n-1}$  razy krótszy niż czas powtarzania impulsów liczących /rys. 4b/. Okres powtarzania impulsów próbkujących, tak jak w metodzie "ślizgowego indeksu", decyduje o wielkości zniekształceń telegraficznych. Jeśli po przesłaniu kombinacji kodowej, niosącej informację o wystąpieniu przejścia w sygnale binarnym, stan sygnału binarnego nie ulega zmianie, wówczas koder przechodzi na pracę w systemie prostego próbkowania, który trwa tak długo, dopóki nie pojawi się następne przejście w sygnale binarnym i w tym czasie wysyłane są tzw. bity potwierdzające.

Na tej zasadzie oparte jest działanie pierwszej wersji omawianej metody.

Maksymalna wielkość zniekształceń telegraficznych dla pierwszej wersji metody "plywającego indeksu z potwierdzeniem" jest równa:

$$\sigma_o = \frac{T_d}{T_o \cdot 2^{n-1}} \cdot 100\% = \frac{B_o}{2^{n-1} B_d} \cdot 100\% \quad /19/$$

Współczynnik efektywności kodowania w tym przypadku jest równy:

$$S = 2^{n-1} \quad /20/$$

Jak widać z rysunku 4, pojedyncze przekłamanie w łączy cyfrowym /moment  $t_1$ /, dzięki bitom potwierdzającym, spowoduje jedynie przerwę w sygnale, a po czasie  $n T_d$  będzie odtworzony prawidłowy stan sygnału binarnego.

Stosując podobne rozważania jak w przypadku metody "ślizgowego indeksu" można wykazać, że prawdopodobieństwo błędu w stanie statycznym jest równe

$$P_{st} = n P_d ,$$

natomiast w stanie dynamicznym - równe

$$P_{dyn} = P_d / 2^{n-1}$$

a współczynnik odporności na przekłamania w łączy cyfrowym

$$\alpha = n + \frac{1}{2^{n-1}} \quad /21/$$

gdzie  $1/2^{n-1}$  jest prawdopodobieństwem wystąpienia po bicie startowym "1" /"0"/ w kombinacji kodowej samych zer /jedynek/.

Jeśli w n-bitowej kombinacji kodowej "zabronić" występowania stanów 0111... i 1000..., wówczas pojedyncze błędy w łączy cyfrowym nie będą powodować błędów przy transmisji stanu ciągłego w sygnale binarnym. Wielkość zniekształceń telegraficznych w tym przypadku wyniesie:

$$d_o = \frac{T_d}{T_o / 2^{n-1} - 2} \cdot 100\% = \frac{B_o}{/ 2^{n-1} - 2 / B_d} \cdot 100\% \quad /22/$$

a współczynnik efektywności kodowania będzie równy

$$S = 2^{n-1} - 2 \quad /23/$$

Jest to drugi wariant metody "pływającego indeksu z potwierdzeniem".

3.1.2.4. Metoda "dwustanowa". Metoda "dwustanowa" zapewnia taką samą jakość transmisji co metoda "pływającego indeksu z potwierdzeniem", jednak różni się od niej bardziej złożoną realizacją. Rozpoczynając od pewnego impulsu odniesienia ciąg bitów 0101... wskazuje na stan "0" w sygnale binarnym, a ciąg bitów 1010... - na stan "1" tego sygnału. W momencie wystąpienia przejścia w sygnale binarnym urządzenie kodujące dodaje drugi bit "0" lub "1" w zależności od kierunku tego przejścia. Podobnie jak w metodzie "pływającego indeksu z potwierdzeniem", jeden bit zawiera informację o wystąpieniu przejścia i jego kierunku. Położenie momentu znamiennej modulacji w przedziale czasu między dwoma impulsami w łączy cyfrowym, które są zgodne z impulsami liczącymi, może być określone z zadaną dokładnością, podobnie jak w metodzie "pływającego indeksu z potwierdzeniem", za pomocą  $1/n-1/$ -bitowej kombinacji kodowej. Następnie w łączy cyfrowe wysyłane są ciągi bitów 1010... lub 0101... .

Wielkość zniekształceń może być określona w tej metodzie według wzoru /19/.

Zasada przetwarzania sygnałów binarnych przy stosowaniu tej metody jest widoczna z rys. 5.

W porównaniu z metodą "pływającego indeksu z potwierdzeniem" realizacja praktyczna metody "dwustanowej", jak już wspomniano,

jest dużo bardziej złożona ze względu na zapewnienie synchronizacji ciągów 1010... i 0101... w celu uniknięcia zamiany stanów "jeden" i "zero" w odebranych sygnale binarnym.

3.1.2.5. Metoda "adresowo-kodowa". Metoda "adresowo-kodowa" może być wykorzystywana dla równoczesnej transmisji w łączu cyfrowym sygnałów binarnych pochodzących od kilku niezależnych źródeł informacji /abonentów/.

Każdemu nadajnikowi informacji przypisuje się numer /adres/, a w łączu cyfrowe przesyła się informację o tym, w jakim źródle zaszła zmiana stanu w sygnale binarnym. W łączu cyfrowym każdemu przejściu w sygnale binarnym odpowiada  $n$ -bitowa kombinacja adresowo-kodowa, której pierwszy bit informuje o wystąpieniu przejścia, kolejne  $(n-2)$  - bity określają adres nadajnika, a ostatni impuls - stan sygnału binarnego po wystąpieniu przejścia.

Ze względu na przypadkowość występowania momentów znamienych modulacji w nadawanych sygnałach binarnych mogą występować sytuacje równoczesnego pojawiania się tych momentów, a więc drugiego, trzeciego i dalszych przejść, w czasie gdy przesyłanie kombinacji adresowo-kodowej pierwszego impulsu jeszcze się nie zakończyło. Takie sytuacje konfliktowe są rozstrzygane przez określanie kolejności przy przesyłaniu. Dzięki temu każde z przejść zostaje odpowiednio zatrzymane i wielkość tej zwłoki może się zmieniać od  $T_k$  do  $NT_k$ , gdzie  $T_k$  jest czasem przesyłania jednej kombinacji adresowo-kodowej, a  $N$  - liczbą kanałów w systemie.

Jak podano w [9], w takim systemie prawdopodobieństwo tego, że w odstępie czasu  $mT_k$  długość kolejki przekroczy wielkość  $h_d$  jest równe:



$$p/h > h_d / = \eta \sum_{h=h_d+m}^N \frac{(\lambda m T_k / h)^h}{h!} e^{-\lambda m T_k} \quad /24/$$

gdzie:  $T_k$  - czas przesyłania jednej kombinacji adresowo-kodowej,

$\lambda$  - średnia częstotliwość występowania momentów znamiennej modulacji w łączy cyfrowym, jeśli w systemie wszystkie z  $N$  kanałów mają szybkość przesyłania  $B_0$ , to  $\lambda = 1/2 B_0 N$ ;

$\eta = 0,35 \pm 1$  - współczynnik aktywności określającej równoczesność pracy wszystkich  $N$  nadajników sygnałów binarnych / $\eta = 1$  przy  $N = 1$  i  $\eta = 0,35$  przy  $N \geq 100$ /;

$h_d = 1, 2, 3, \dots$  - ilość przejść w kolejności przy przesyłaniu;

$m$  - liczba naturalna / $m = 1, 2, 3, \dots$ /.

Współczynnik odporności na przekłamania w łączy cyfrowym w metodzie "adresowo-kodowej", zgodnie z zależnością /3/, jest określony wzorem  $\alpha = p_{isb} / p_d$ , gdzie  $p_{isb}$  - prawdopodobieństwo błędu w  $i$ -tym kanale.

Jeśli pojemność grupy adresów złożonej z  $n$  bitów jest całkowicie wykorzystana, przy kolejnym przesyłaniu informacji w łączy cyfrowym dwa bity określają start i kierunek przejścia, a  $(n-2)$  bitów określa liczbę kanałów /adresów/ w systemie, gdzie  $N = 2^{n-2}$ .

Jeśli błędy w łączy cyfrowym istnieją przy nieobecności kombinacji adresowo-kodowej, błędny bit startowy ustala się w kanale,

którego adres składa się z  $/n-2/$  bitów "zero". Ponieważ dla tego kanału prawdopodobieństwo błędu przy występowaniu pojedynczych błędów w łączy cyfrowym będzie wyższe niż dla pozostałych, wówczas nie będzie on wykorzystany i rozpatrywany.

W ciągu dwójkowym przy występowaniu /albo zanikaniu/ błędnego przejścia w środku powstaną dwa błędy. Prócz tego w przypadku zaniku w kombinacji adresowo-kodowej jednego bitu w grupie adresowej - przejście zawiera się w jednym z  $/n-2/$  kanałów, którego kombinacja odróżnia się od danej kombinacji adresowo-kodowej tylko jednym bitem. Sygnał binarny może być zniekształcony jednokrotnie, jeżeli prawdopodobieństwo przejścia sygnału binarnego w błędny stan przeciwny jest równe 0,5, przy równoprawdopodobnym występowaniu stanów "jeden" i "zero" w sygnale binarnym.

Prawdopodobieństwo zniekształcenia w łączy cyfrowej jednej kombinacji adresowo-kodowej  $i$ -tego kanału wynosi

$$p_i = \beta^n p_d, \quad /25/$$

gdzie  $\beta = \eta \lambda T_k$  - średnie obciążenie łączy cyfrowego, określające zajęcie łączy kombinacjami kodowymi.

W czasie  $T_0$  będzie przesyłanych  $N_i = BT_0$  impulsów binarnych i  $N_i/2$  kombinacji adresowo-kodowych, jeżeli ich liczba zgadza się z liczbą przejść ze stanów "zero" do stanów "jeden" w sygnale binarnym. Z tej liczby  $p_i N_i/2$  kombinacji adresowo-kodowych będzie zniekształconych zakłóceniami, z których każde wywoła dwa błędy w sygnale binarnym.

W rezultacie prawdopodobieństwo błędu w  $i$ -tym kanale będzie równe

$$P'_{isb} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{N'_{ib}}{N_i} = \frac{2p_i \frac{N_i}{2}}{N_i} = \beta n p_d$$

W skutek tego powstaje po jednym błędzie przy przekłamaniu pojedynczego bitu w grupie  $(n-2)$  kombinacji adresowo-kodowych innych kanałów. Tak więc  $p_i = \beta(n-2)/p_d$ , a liczba błędów w  $i$ -tym kanale  $N_{ib} = p_i N_i / 2$ .

Stąd

$$P''_{isb} = \beta \frac{3n-2}{2} p_d$$

Dlatego całkowite prawdopodobieństwo błędu w  $i$ -tym kanale

$$P_{isb} = P''_{isb} + P'_{isb} = \beta \left( \frac{3}{2} n - 1 \right) p_d$$

Z powyższego rezultatu oraz na podstawie zależności  $(24)$  i  $(25)$  otrzymamy

$$\alpha = \beta \left( \frac{3}{2} n - 1 \right) \quad (26)$$

W ten sposób, przy transmisji za pomocą metody "adresowo-kodowej" prawdopodobieństwo błędu w przesyłanym sygnale binarnym jest dużo większe, niż prawdopodobieństwo błędu w łączy cyfrowym. Jednak ze względu na prostotę i elastyczność metoda "adresowo-kodowa" jest szeroko stosowana w elektronicznych systemach komutacyjnych przy wprowadzaniu sygnałów binarnych do EMC.

### 3.1.3. Porównanie metod kodowania sygnałów binarnych

Z przedstawionych wyżej metod kodowania sygnałów binarnych wynika, że w metodzie statycznej sygnał telegraficzny odgrywa bar-

dziej pasywną rolę, natomiast w metodach dynamicznych decyduje o rytmie bitów przesyłanych po łączach cyfrowych. Zasadnicza różnica między metodami statyczną i dynamiczną polega na tym, że w metodzie statycznej wysyła się cały czas impulsy próbkujące w linię, również dla stałych stanów ciągłych, podczas gdy w metodach dynamicznych przesyła się tylko informacje o wystąpieniu przejścia w sygnale binarnym i kierunku tego przejścia. W zależności od sposobu przesyłania informacji w metodach dynamicznych rozróżnia się różne metody kodowania sygnałów binarnych, które można oceniać za pomocą następujących kryteriów:

- współczynnika efektywności kodowania  $S$ ,
- współczynnika odporności na przekłamania w łączu cyfrowym  $\alpha$ .

Powyższe kryteria, przy ustalonych zniekształceniach telegraficznych i długości kombinacji kodowej, pozwalają ocenić, która z omawianych w rozdz. 3.1 metod przetwarzania sygnałów binarnych jest najkorzystniejsza. Jako dodatkowe kryterium powinno się brać pod uwagę trudność w realizacji praktycznej wybranej metody kodowania oraz związanych z tym nakładów kosztów przypadających na jeden kanał telegraficzny.

Dla dokonania porównania różnych metod przetwarzania sygnałów binarnych posłużmy się tablicą 1. W tablicy tej zestawiono wymienione wyżej parametry dla różnych metod przetwarzania sygnałów binarnych, przy założeniu, że  $B_{\max} = 2B_0$ .

Z tablicy 1 widać, że spośród wielu metod przewidzianych do przetwarzania sygnałów binarnych na postać cyfrową najbardziej korzystna jest metoda "pływającego indeksu z potwierdzeniem" /wersja 1/, która przy tej samej długości kombinacji kodowej /licz-

T a b l i c a 1

Metoda przetwarzania sygnałów binarnych	Długość kombinacji kodowej /n/	Współczynnik efektywności kodowania /S/	Współczynnik odporności na przekłamania / $\alpha$ /	Zniekształcenia telegraficzne $d_0$ /%/
1	2	3	4	5
Proste próbkowanie	4	1	1	25
	5	1	1	20
	10	1	1	10
	15	1	1	6,67
	20	1	1	5
Ślizgowy indeks	3	2	6	16,67
	4	4	7	6,25
	5	8	8	2,5
	6	16	9	1,04
Ustalony indeks /wersja 1/	3	1	2,67	33,3
	4	1,75	2,43	14,3
	5	3	2,27	6,67
	6	5,17	2,16	3,23
Ustalony indeks /wersja 2/	3	2	-	16,67
	4	3,5	-	7,15
	5	6	-	3,33
	6	10,34	-	1,61
Codest	3	1,33	2,75	25
	4	3	2,33	8,33
	5	5,6	2,18	3,57
	6	10	2,1	1,67
Pływający indeks z potwierdzeniem /wersja 1/	3	4	3,25	8,33
	4	8	4,125	3,13
	5	16	5,06	1,25
	6	23	6,03	0,52

c.d. tabl. 1

1	2	3	4	5
Pływający indeks z potwierdzeniem /wersja 2/	3	2		16,67
	4	6	-	4,16
	5	14		1,43
	6	30		0,56
Adresowo-kodowa	6		4	
	7	-	4,75	-
	8		5,5	
	9		6,3	

bie bitów w kombinacji kodowej/ daje najkorzystniejsze wartości następujących parametrów: współczynnika odporności na przekłamanie w łączy cyfrowym  $\alpha$ /, współczynnika efektywności kodowania  $S$ / i w konsekwencji wielkości zniekształceń telegraficznych  $\sigma_0$ /. Wprawdzie w metodzie "pływającego indeksu z potwierdzeniem" współczynnik odporności na przekłamanie w łączy cyfrowym  $\alpha$  jest nieco większy niż dla metod "ustalonego indeksu" i "Code-stu", jednak współczynnik efektywności kodowania  $S$  jest bardziej korzystny dla pierwszej metody w porównaniu z innymi metodami.

Z tablicy 1 widać również, że najkorzystniejszy współczynnik odporności na przekłamanie w łączy cyfrowym  $\alpha = 1$  /brak zwielokrotnienia błędów/ uzyskuje się dla metody prostego próbkowania, która odznacza się ponadto najprostszą realizacją /małe koszty urządzenia/, jednak odbywa się to kosztem zmniejszenia wykorzystania możliwości przepustowych łączy cyfrowego. Tym niemniej w pewnych warunkach praktycznych i w sieciach krajowych /metoda ta nie jest objęta normalizacją przez CCITT/ stosowanie metody prostego próbkowania może być korzystne ze względów ekonomicznych /np. na krótkie odległości/.

W tablicy 2 zestawione zostały wyniki pomiarów stopy błędów przeprowadzonych przez Administrację Belgii [16] dla metody "prostego próbkowania" oraz "pływającego indeksu z potwierdzeniem".

Pomiarów dokonano przy użyciu 511-bitowej kombinacji proponowanej w Zaleceniu V.52. Kombinacja ta była nadawana z szybkością modulacji 200 bodów. Jako łącza użyto 30-kanalową grupę pierwotną systemu telefonicznego PCM pracującego na kablu /30-czwórkowym/ o długości 14 km. Pary nie wykorzystane dla łącza PCM były użyte do normalnej transmisji telefonicznej.

W normalnych warunkach pracy stopa błędu łącza PCM, użytego do eksperymentu, była rzędu  $10^{-8}$ , a stwierdzone błędy w sygnałach telegraficznych z kodowaniem i bez kodowania były ekstremalnie niskie. Współczynniki błędów były jednakowe i bardzo zbliżone do współczynników łącza telefonicznego PCM.

Dla uzyskania bardziej porównywalnych wyników w ograniczonym okresie czasu, współczynnik błędu łącza PCM podwyższono sztucznie do wartości rzędu  $10^{-6}$  i  $10^{-5}$  przez przypadkowe wytłumianie bitów "1" w sygnale 2,048 Mbit/s.

Tablica 2

Stopa błędów łącza PCM	Czas pomiaru /godziny/	Stopa błędów kanału bez kodowania / $\tau_1$ / średnie	Stopa błędów kanału z kodowaniem / $\tau_2$ / średnie	$\tau_2$ /średnie
				$\tau_1$ /średnie
$10^{-6}$	61,6	$0,82 \times 10^{-6}$	$0,85 \times 10^{-6}$	1,04
$10^{-5}$	101,5	$0,78 \times 10^{-5}$	$0,86 \times 10^{-5}$	1,1

Na podstawie zestawionych w tablicy 2 wyników pomiarów można wyciągnąć wniosek, że stopy błędów dla metody "prostego próbkowania" i metody "pływającego indeksu z potwierdzeniem" były zbliżone. Jednak stopa błędów była nieco większa dla drugiej metody, zwłaszcza gdy pogorszeniu ulega stopa błędu łącza telefonicznego PCM.

Również interesujące wyniki badań, umożliwiające porównanie metod "ślizgowego indeksu" oraz "pływającego indeksu z potwierdzeniem", przeprowadziła Administracja Łączności ZSRR [17].

Za punkt wyjścia do opracowania metody pomiaru posłużył wzór /4/, który pozwolił uprościć metodykę badań. Układ pomiarowy jest przedstawiony na rys. 6.

Sygnał binarny z wyjścia nadajnika układu pomiarowego o przepływności binarnej  $B_0$  jest podany na wejście kodera IFC /"pływający indeks z potwierdzeniem"/ lub kodera IG /"ślizgowy indeks"/, gdzie jest następnie przetworzony na sygnał cyfrowy. Takt impulsów w łączu cyfrowym jest określony przez zegar TG, który nadaje rytm odpowiednim koderom i dekodepom. .

Z wyjścia kodera o przepływności binarnej  $B_d$  sygnał cyfrowy jest podawany na układ logiczny, gdzie jest narażony na błędy wytworzone przez generator błędów EG, to znaczy że pewne bity przechodzą ze stanu "1" w stan "0" i na odwrót.

Liczba błędów wprowadzanych w łącze cyfrowe podczas badań jest rejestrowana przez licznik R, który jest dołączony do wyjścia generatora błędów EG.

Wynikowy sygnał cyfrowy jest dekodowany w odpowiednim dekodepom i jako sygnał binarny jest odbierany przez odbiornik układu pomiarowego. Odbiornik ten zapewnia nadanie rytmu w odebranych



sygnale binarnym zgodnie do rytmu nadanego sygnału binarnego, dzięki czemu możliwe jest porównanie sygnału nadanego z sygnałem odebrany.

Jeśli elementy binarne obu sygnałów nie zgadzają się, układ porównawczy odbiornika traktuje to jako błąd w sygnale binarnym, który jest następnie zarejestrowany przez licznik Q.

Sygnały obiegające układ pomiarowy są przedstawione na rys.7.

W opisywanym doświadczeniu użyto sygnałów badaniowych izochronicznych dwóch typów: jednego w postaci tekstu 1:1, a drugiego wytwarzającego tekst pseudo-przypadkowy 511-bitowy zgodnie z Zaleceniem V.52. Szybkość modulacji sygnałów binarnych wynosiła 200 bodów. W odbiorniku detektor błędów miał marżę równą w przybliżeniu 50%.

Zastosowane w układzie kodery i dekodery umożliwiały odpowiednie przetworzenie sygnałów binarnych na kombinacje kodowe. Generator błędów EG nie był synchronizowany z zegarem TG, podobnie jak detektor błędów i nadajnik sygnałów w układzie pomiarowym.

Badania przeprowadzono dla różnych długości kombinacji kodowych /liczby bitów/ tak dla metody "ślizgowego indeksu" /IG/, jak również metody "pływającego indeksu z potwierdzeniem" /IFC/.

Szybkość modulacji sygnałów badaniowych była przez cały czas eksperymentu taka sama i równa 200 bodów, zmieniano tylko przepływność binarną łącza cyfrowego.

Eksperyment obejmował dziesięć badań dla każdego zespołu warunków doświadczalnych /stosowanej metody, liczby cyfr w kombinacji kodowej, rodzaju sygnału badaniowego i przepływności binarnej łącza cyfrowego/. Podczas każdej próby, która trwała 100 se-

kund, w łączy cyfrowe wprowadzano 100 błędów, gdy tymczasem licznik Q rejestrował liczbę błędów stwierdzonych w odebranych sygnałach binarnych.

Tablica 3 przedstawia średnią liczbę błędów spowodowanych przez błąd wprowadzony w łączy cyfrowe dla różnego zespołu warunków doświadczalnych.

Tablica 4 przedstawia średnie wartości współczynnika odporności na przekłamania w łączy cyfrowym  $\alpha$ , obliczone na podstawie wzoru /4/.

Na podstawie wyników pomiarów przeprowadzonych dla tekstu obliczono rozkład błędów pojedynczych, podwójnych, potrójnych i o krotnościach większych przypadających na jeden błąd w łączy cyfrowym w celu analizy natury błędów seryjnych, które występują w sygnałach binarnych.

Badania te wykonano przy częstotliwości wprowadzania pojedynczego błędu w łączy cyfrowe równej 1 błąd na 5 sekund.

Procentowy rozkład błędów seryjnych pojawiających się w sygnałach binarnych jest przedstawiony w tabelicy 5.

Na podstawie dokonanego wyżej porównania doświadczalnego metod "pływającego indeksu z potwierdzeniem" oraz "ślizgowego indeksu" wynika, że w tych samych warunkach /taka sama przepływność binarna łączy cyfrowego i jednakowy stopień zniekształceń izochronicznych/ uzyskuje się dla metody "pływającego indeksu z potwierdzeniem" lepsze od 1,5 do 3 razy wyniki przy pomiarze błędów.

Zalety metody "pływającego indeksu z potwierdzeniem", w porównaniu z innymi metodami, były decydujące przy jej wyborze przez IX Komisję Studiów CCITT jako zalecanej do stosowania przy

Srednia liczba błędów stwierdzonych w odebranych sygnałach binarnym przypadająca na błąd wprowadzony w łączy cyfrowe

Metoda transmisji sygnałów binarnych	IG	:	:	:	:	:	:	:	:	IFC
Szybkość modulacji B <sub>0</sub> /w bodach/	200	:	:	:	:	:	:	:	:	200
Długość kombinacji kodowej /liczba bitów/	5	:	4	:	3	:	4	:	3	2
Rodzaj sygnału	Tekst 1:1	Tekst 1:1	Tekst 1:1	Tekst 1:1	Tekst 1:1	Tekst 1:1	Tekst 1:1	Tekst 1:1	Tekst 1:1	Tekst 1:1
Przepływność binarna łączy cyfrowego B <sub>d</sub> /bit/s/										
3200	0,85	0,34	0,90	0,41	0,83	0,38	0,23	0,24	0,19	0,13
2000	0,86	0,36	0,84	0,43	0,93	0,47	0,39	0,36	0,29	0,20
1250	1,00	0,54	0,94	0,49	1,07	0,60	0,64	1,13	0,46	0,32
1020	1,18	0,95	1,03	0,71	1,11	0,62	0,77	x	0,53	0,37
1010	1,08	1,11	1,05	0,63	1,16	0,63	0,74	0,62	0,55	0,39
1002	-	-	1,04	1,02	1,08	0,60	0,78	x	0,57	0,43
1001	-	-	1,07	1,32	1,06	0,60	0,75	x	0,53	0,38
1000	-	-	1,01	x	1,10	0,61	0,80	x	0,57	0,41
999	-	-	1,11	1,29	1,04	0,61	0,83	x	0,48	0,41
998	-	-	1,11	0,91	1,00	0,60	0,79	x	0,62	0,39
990	-	-	1,10	0,74	1,14	0,61	0,80	0,55	0,65	0,40
980	-	-	1,15	0,61	1,15	0,65	0,79	x	0,61	0,42
825	-	-	1,04	0,76	1,14	0,56	1,05	0,81	0,68	0,46
625	-	-	-	-	1,21	0,85	-	-	0,84	0,53

\* : rozfazowanie odbiornika układu pomiarowego spowodowane dużą liczbą błędów



T a b l i c a 5

Średnie wartości w procentach uzyskane dla pakietów błędów  
w sygnale binarnym

Metoda transm. sygnału binarne- go	Prze- pływ- ność bi- narna łącza cyfr. /bit/s/	Długość kombi- nacji kodowej	Rozkład błędów %/				
			0	1	2	3	4
IG	3200	5	56	13	18,5	5,5	7,0
		4	54	21,5	9,5	6,0	9,0
		3	59	20,5	10	6,5	4
	2000	5	59,5	18	8,5	7	7
		4	56	22,5	10	6,5	5
		3	47,5	30,5	12,5	3,5	2,5
	1250	5	53	23	9,5	8,5	6,0
		4	55	17,5	12	8,5	6,0
		3	46	26	13,5	6,5	8,0
	1000	4	48	20	19,5	6,5	6,0
		3	46	25	13	6,5	9,5
	IFC	3200	4	74	26	-	-
3			83	17	-	-	-
2			84,5	15,5	-	-	-
2000		4	61,5	38,5	-	-	-
		3	70	30	-	-	-
		2	77,5	22,5	-	-	-
1250		4	48,5	35	14,5	1,5	0,5
		3	61	32,5	6,0	-	0,5
		2	68,5	31,5	-	-	-
1000		4	48	31,5	15	2	3,5
		3	58,5	27,5	10,5	3,5	-
		28	66	34	-	-	-

opracowywaniu niezależnego od kodu i szybkości modulacji systemu z podziałem czasowym dla transmisji telegraficznej i anizochronicznych sygnałów danych /projekt Zalecenia/.

### 3.2. Zwielokrotnienie czasowe w systemach cyfrowych niezależnych od kodu i szybkości modulacji transmitowanych sygnałów telegraficznych

Opisane w rozdz. 3.1 metody kodowania momentów znamienych sygnału telegraficznego odnoszą się do pojedynczego sygnału telegraficznego transmitowanego przez łącze cyfrowe. W celu wykorzystania łącza cyfrowego do jednoczesnej transmisji informacji z wielu kanałów należy łącze cyfrowe zwielokrotnić.

Zwielokrotnienie czasowe  $m$  kanałów telegraficznych realizowane jest w ten sposób, że pomiędzy dwa kolejne bity z jednego kanału wprowadza się  $m-1$  bitów z pozostałych kanałów. Przepływność binarna łącza cyfrowego musi być oczywiście w takim przypadku  $m$  razy większa niż dla przypadku pojedynczego kanału. W telegraficznych systemach wielokrotnych z podziałem czasowym liczba zwielokrotnionych kanałów  $m$  o szybkości modulacji  $B_0$  ma ścisły związek z maksymalną wartością zniekształceń izochronicznych  $\sigma_0$ , współczynnikiem efektywności kodowania  $S$  oraz przepływnością binarną łącza cyfrowego  $B_d$ . Zależność ta wyraża się wzorem:

$$m = \frac{\sigma_0 \cdot S \cdot B_d}{100 \cdot B_0} \quad /27/$$

Ze wzoru /27/ wynika, że dla wybranej metody przetwarzania sygnałów binarnych i określonej długości kombinacji kodowej /ustalony

współczynnik  $S$ / oraz danej przepływności binarnej łącza cyfrowego istnieją następujące możliwości:

- a/ zwiększania liczby kanałów kosztem proporcjonalnego powiększenia maksymalnej wartości zniekształceń telegraficznych /przy ustalonej szybkości modulacji sygnałów telegraficznych/ lub odwrotnie,
- b/ zwiększania szybkości modulacji, przy określonej wartości zniekształceń telegraficznych, kosztem odpowiedniego zmniejszania liczby kanałów /lub odwrotnie/.

Istnieje wiele sposobów wykorzystania całkowitej przepływności binarnej łącza cyfrowego w systemach z podziałem czasowym dla wprowadzania kanałów telegraficznych. Można utworzyć niezależny system multipleksowania, mający własne układy synchronizacji, lub wykorzystywać ramkę systemu telefonicznego PCM. Jeśli istnieje potrzeba wprowadzenia znacznej liczby kanałów telegraficznych o małej szybkości modulacji do szczelin /y/ kanałowych/ej/. PCM, tworzy się wieloramkę telegraficzną, składającą się z kilku /kilkunastu/ ramek telefonicznych.

Opracowanie przez wiele firm telegraficznych systemów wielokrotnych opartych na zasadzie czasowego podziału kanałów spowodowało konieczność międzynarodowej normalizacji podstawowych parametrów tych systemów.

W ramach prac IX Komisji Studiów CCITT powstał projekt Zalecenia pt. "Niezależny od kodu i szybkości modulacji system z podziałem czasowym dla telegrafii i anizochronicznych sygnałów danych". Znormalizowany system zakłada wykorzystanie jako łącza

podkładowego podstawowej grupy pierwotnej telefonicznego systemu nośnego lub szczeliny kanałowej systemu telefonicznego PCM. W pierwszym przypadku zbiorczy sygnał z multipleksera telegraficznego przetwarzany jest przez synchroniczny modem szeroko-pasmowy na sygnał analogowy, przesyłany w pasmie podstawowej grupy pierwotnej 60-108 kHz. W drugim przypadku zbiorczy sygnał telegraficzny transmitowany jest w jednej ze szczelin kanałowych systemu PCM przeznaczonej dla telegrafii.

Niezależnie od tego, które z wyżej wymienionych łączy podkładowych jest stosowane system pracuje z przepływnością binarną 64 kbit/s, co odpowiada pełnemu wykorzystaniu szczeliny kanałowej PCM. Dla uzyskania maksymalnej liczby wolnych kanałów /50-bodowych/ tworzy się ramkę składającą się z 256 bitów. 16 równomiernie rozłożonych bitów w ramce stanowi wzór ramkowania konieczny dla zapewnienia współbieżnej pracy multipleksera po stronie nadawczej i demultipleksera po stronie odbiorczej. Pozostałe 240 bitów może być wykorzystane dla 240 kanałów cyfrowych o przepływności binarnej 250 bit/s. Przepływność binarna 250 bit/s jest wystarczająca dla transmisji sygnałów anizochronicznych o szybkości modulacji 50 bodów, przetworzonych za pomocą kodera pracującego na zasadzie "plywającego indeksu z potwierdzeniem". Metoda ta opisana ogólnie w rozdz. 3.1 jest zalecana dla realizacji kanałów telegraficznych o szybkościach modulacji do 300 bodów. Przyjmuje się w niej 3-bitowe kombinacje kodowe i maksymalne zniekształcenia izochroniczne 5% /rys. 8/.

Impulsy próbkujące dzielone są na grupy po cztery impulsy i dla każdej zmiany stanu w sygnale wejściowym wytwarzana jest 3-bito-



wa kombinacja kodowa z szybkością jednego bitu na grupę 4 próbek.

Pierwszy bit T kombinacji kodowej pokazuje kierunek przejścia w sygnale, pozostałe dwa bity  $C_1$  i  $C_2$  określają w kodzie binarnym jego położenie we wspomnianej grupie czterech impulsów próbujących. Kombinacje kodowe transmitowane są w łączu cyfrowym z szybkością jednego bitu na grupę czterech impulsów próbujących. Pomiedzy kolejnymi kombinacjami kodowymi przekazywane są z tą samą szybkością bity P, potwierdzające polaryzację sygnału telegraficznego. Minimalna liczba bitów potwierdzających P może być równa zero, co odpowiada maksymalnej szybkości transmisji kombinacji kodowych równej  $1/3$  maksymalnej przepływności binarnej, odpowiadającej pojedynczemu kanałowi telegraficznemu. W przypadku gdy sygnał telegraficzny ma ciągłą polaryzację, błąd jednego bitu może spowodować zmianę tej polaryzacji na przeciwną w sygnale dekodowanym na przeciąg pewnego czasu. Czas ten można zredukować do minimum, jeżeli kombinacje kodowe będą formowane według następującej tabeli.

T a b l i c a 6

Kierunek przejścia w anizochro- nicznym sygnale						Położenie przyjscia w grupie 4 impulsów prób- kujących	
"1" do "0"			"0" do "1"				
T	$C_1$	$C_2$	T	$C_1$	$C_2$		
0	0	0	1	1	1		pierwsza ćwiartka
0	0	1	1	1	0		druga ćwiartka
0	1	0	1	0	1	trzecia ćwiartka	
0	1	1	1	0	0	czwarta ćwiartka	

Zakodowane tą metodą sygnały telegraficzne transmitowane są z szybkością czterokrotnie niższą niż częstotliwości impulsów próbkujących. Przy założeniu wartości maksymalnych zniekształceń izochronicznych 5%, sygnały telegraficzne 50-bodowe, próbkowane częstotliwością 1 kHz, przekazywane będą w łączu cyfrowym z szybkością 250 bit/s. Jak już wspomniano, 240 takich sygnałów można ulokować w ramce multipleksera 64 kbit/s. 256-bitowa ramka może być podzielona na podramki w celu uzyskania kanałów o większych szybkościach modulacji /rys. 9/.

Rozłożenie całkowitej liczby bitów w ramce może być jednorodne, jeżeli wszystkie kanały mają identyczną szybkość modulacji lub niejednorodne, kiedy zachodzi konieczność tworzenia kanałów o różnych szybkościach modulacji.

Podramki zawierające 128, 64, 32, 16 i 8 bitów odpowiadają kanałom cyfrowym o wyższych przepływnościach binarnych, a mianowicie 500 bit/s, 1, 2, 4 i 8 kbit/s.

Poniżej przytoczone zostaną ważniejsze punkty projektu Zalecenia CCITT, dotyczącego omawianych systemów:

- Kanał podkładowy

64 kbit/s szczelina czasowa PCM lub 64 kbit/s synchroniczny modem zgodnie z wydzielonym Zaleceniem V. "Z". Nominalna przepływność binarna - 64000 bit/s z tolerancją  $\pm 1$  bit/s.

- Struktura ramki

240 bitów informacyjnych plus 16 symetrycznie rozłożonych bitów do ramkowania i innych zastosowań. Wzór synchronizacji ramki obejmuje pierwszych 12 bitów w następującym ustawieniu:

101001010101

Pozostałe 4 bity mogą być wykorzystane do przesyłania informacji służbowych lub innych celów.

- Typ multipleksowania

Multipleksowanie bitowe.

- Nominalne szybkości modulacji kanałów telegraficznych: 50, 100, 200 i 300 bodów. Możliwe jest jednoczesne stosowanie różnych szybkości modulacji.

- Maksymalny stopień zniekształceń izochronicznych: 2,5; 5 i 7,5% zależnie od zastosowań.

- Charakterystyki kanałów telegraficznych przedstawiono w tablicy 7.

Tablica 7

Nominalna szybkość modulacji	Maksymalny stopień zniekształceń izochronicznych	Maksymalna szybkość modulacji	Przepływność binarna na jeden kanał	Najkrótszy pojedynczy element
w bodach	%	w bodach	bit/s	ms
50	5	83	250	4
50	2,5	167	500	2
100	5	167	500	2
100	2,5	333	1000	1
200	5	333	1000	1
300	7,5	333	1000	1

- Pojemność /liczba kanałów telegraficznych/

Maksymalną liczbę kanałów telegraficznych o różnych szybkościach modulacji przedstawia tablica 8.

T a b l i c a 8

Zniekształcenia 5%			Zniekształcenia 7,5%
50 Bd	100 Bd	200 Bd	300 Bd
240	120	60	60

- Czas uzyskania ramkowania

Czas uzyskania ramkowania zawiera się w czasie trwania trzech kolejnych ramek, tj. między 12 a 16 ms. W przypadku braku ramkowania wyjścia kanałów telegraficznych w demultiplekserze powinny znajdować się w stanie "start".

- Przepływność binarna

64 kbit/s strumień bitów może być dzielony na 5 podwielokrotnych strumieni danych 12 kbit/s lub 20 podwielokrotnych strumieni 3 kbit/s. Możliwe jest mieszanie tych strumieni. Strumień 4 kbit/s wykorzystywany jest do ramkowania i innych celów.

Podstawowy multiplekser telegraficzny 64 kbit/s może w razie potrzeby być wykorzystany do podłączenia oddalonych podmultiplekserów, czyli multiplekserów niższego hierarchicznie rzędu. Zalecenie przewiduje tworzenie takich podmultiplekserów przy użyciu alternatywnych szeregów przepływności binarnych:

1/ 9,6; 4,8 i 2,4 kbit/s

2/ 12 i 3 kbit/s.

W obu przypadkach jeden kanał telegraficzny będzie wykorzystywany do przenoszenia wzoru ramkowania i informacji służbowych. Struktura ramki podmultipleksera będzie niezależna od struktury ramki użytej w multiplekserze podstawowym.

Na podkreślenie zasługuje fakt, że spośród wielu urządzeń produkowanych w szeregu krajach na świecie, jak dotychczas znane są jedynie urządzenie typu 3TR 1500, produkcji firmy Philips oraz urządzenie ZDS 1500, produkowane przez firmę zachodniemiecką TEKADE /powiązaną z Philipsem/, które odpowiadają wymaganym wyżej parametrom, przedstawionym w projekcie Zalecenia. Urządzenie 3TR 1500 będzie opisane dokładniej w następnym rozdziale.

Również w Zakładzie Telegrafii IŁ prowadzone są prace, których celem jest opracowanie urządzenia z podziałem czasowym, niezależnego od kodu i szybkości modulacji transmitowanych sygnałów telegraficznych i odpowiadającego aktualnym wymaganiom CCITT.

#### 4. SYSTEMY Z PODZIAŁEM CZASOWYM ZALEŻNE OD KODU I SZYBKOŚCI MODULACJI TRANSMITOWANYCH SYGNAŁÓW TELEGRAFICZNYCH

W ostatnich latach wiele firm opracowało systemy telegraficzne z podziałem czasowym wykorzystujące, jako łącze podkładowe, kanał telefoniczny wyposażony w modemy. Są to systemy "zależne" od szybkości modulacji i kodu transmitowanych sygnałów, co oznacza, że mogą pracować tylko z góry określonymi: szybkością modulacji i kodem. Systemy te opracowywane są głównie z myślą o transmisji telegraficznej z szybkością 50 bodów i kodem 7,5 jednostkowym. Możliwa jest jednak, poprzez proste przekrosowanie praca z innymi szybkościami modulacji i kodami, a nawet stosowanie różnych szybkości i kodów. Metoda multipleksowania dla syste-

mów z podziałem czasowym uzależniona jest od sposobu przetwarzania asynchronicznego /start-stopowego/ sygnału wejściowego na synchroniczny strumień bitów. Spotykane są dwie metody multipleksowania, metoda oparta na "mieszaniu /wtrącaniu/ bitowym" i metoda oparta na "mieszaniu znakowym". Pierwsza z nich polega na wtrącaniu do synchronicznego strumienia bitów pojedynczych elementów znaku telegraficznego /element po elemencie/, druga całych znaków /znak po znaku/. Metoda "mieszania znakowego", aczkolwiek ma cały szereg zalet, jest mniej przydatna dla multiplekserów telegraficznych ze względu na duże opóźnienie propagacyjne sygnałów /2 do 4 znaków, tj. 300 do 600 ms/. Jest to problem szczególnie istotny przy przesyłaniu sygnalizacji teleksowej. Dlatego w multiplekserach telegraficznych stosuje się głównie metodę "mieszania bitowego", w której opóźnienie sygnału jest dostatecznie małe, /1,5 do 2,5 długości elementu jednostkowego, tj. 30 do 50 ms/, dzięki czemu transmisja sygnalizacji teleksowej jest łatwa, a wyposażenie mniej kosztowne.

W ramach IX Komisji Studiów CCITT trwają prace nad normalizacją zasadniczych parametrów multiplekserów z podziałem czasowym dla telegrafii i transmisji danych. Cały szereg firm i administracji łączności przedstawiło swoje propozycje na bazie doświadczeń z konstruowanymi u siebie urządzeniami. Typowym przykładem może być urządzenie japońskiej firmy KDD /Kokusai Denshin Denwa Co., LTD/, którego krótka charakterystyka zostanie przedstawiona poniżej.

Urządzenie to przeznaczone jest głównie do transmisji sygnałów telegraficznych 50-bodowych z kodem 7,5-jednostkowym. Możliwa jest jednak praca z szybkością 75 bodów, kodem 7,5-jednostkowym,

jak również stosowanie szybkości modulacji 100, 150, 200 i 300 bodów i kodu 10 lub 11-elementowego. Dla kanałów 50-bodowych można stosować sygnalizację teleksową typu A, B, C i D. Jako łącze podkładowe wykorzystywany jest kanał telefoniczny wyposażony w modemy o szybkości 2400 lub 4800 bit/s, zgodnie z Zaleceniem CCITT V.26 lub V.27.

System ten wykorzystuje multiplexer pracujący na zasadzie "mieszania bitowego".

Proces przetwarzania asynchronicznych sygnałów wejściowych na synchroniczny strumień bitów oparty jest na dwóch metodach regeneracji: metodzie konwencjonalnej i metodzie dodatkowej /rys. 10/.

Przy konwencjonalnej metodzie regeneracji, zniekształcony wejściowy sygnał /a/ jest próbkowany w środku każdego elementu, a wynik próbkowania wpisywany jest do rejestru buforowego. Informacje z rejestru buforowego odczytywane są przez impulsy zegarowe multiplexera i zamieniane na synchroniczny strumień bitów /c/, który następnie podlega multipleksowaniu. Jeżeli w trakcie tego procesu nie nastąpiła zmiana stanu w sygnale wejściowym, wówczas do synchronicznego strumienia bitów wstawiane są bity dopełniające /S - na rys. 10/, które mają taką samą polaryzację jak siódma próbka sygnału.

Dodatkowa metoda przetwarzania jest uzupełnieniem metody konwencjonalnej. Proces regeneracji rozpoczyna się w niej od momentu zmiany stanu od A do Z. Wytwarzane są cztery impulsy próbkujące sygnał wejściowy. Bity dopełniające w tym przypadku mają polaryzację czwartej próbki.

Wejściowy sygnał jest regenerowany i przetwarzany na synchroniczny strumień bitów przy współdziałaniu obu tych metod.

Metoda dodatkowa ma szczególne znaczenie przy przetwarzaniu pewnych sygnałów teleksowych, jak impulsy tarczy numerowej, sygnał potwierdzenia wywołania itp. Która z tych metod jest obecnie w stanie aktywnym zależy wyłącznie od tego, czy w punkcie startowym nastąpiło przejście od stanu Z do A, czy też od A do Z i nie zależy od tego, jaki charakter ma sygnał wejściowy.

Zastosowanie tej techniki przetwarzania sprawia, że wszystkie rodzaje sygnalizacji teleksowej A, B, C i D mogą być transmitowane przez omawiany system. Uzyskane w sposób wyżej opisany synchroniczne strumienie bitów, odpowiadające sygnałom wejściowym poszczególnych kanałów telegraficznych, wprowadzone są następnie do odpowiednich szczelin czasowych ramki multipleksera.

Ramka w omawianym multipleksersze ma długość 40 ms, co odpowiada 96 bitom w łączu zwielokrotnianym, pracującym z przepływnością binarną 2400 bit/s. Struktura ramki pokazana jest na rys. 11. Ramka zawiera cztery symetrycznie rozłożone bity  $f_1 \dots f_4$ , tworzące wzór synchronizacji ramki, pozostałe bity służą do przeniesienia kanałów telegraficznych. 96 szczelin czasowych jednej ramki dzielone jest na 16 grup, z których każda składa się z sześciu równo oddalonych szczelin czasowych.

Przykładowo, grupa G1 zawiera szczeliny czasowe 1, 17, 33, 49, 65 i 81. Każdej grupie odpowiada przepływność binarna 150 bit/s. Dla wprowadzenia kanałów 50-bodowych dzielimy więc jedną grupę na trzy podgrupy, z których każda służy do tworzenia jednego kanału telegraficznego. Przykładowo grupa G1 dzielona jest na trzy podgrupy 1,49; 17,65 oraz 33,81 i jest wykorzystywana dla trzech



kanałów telegraficznych 50-bodowych. W ten sam sposób można wprowadzić dwa kanały 75-bodowe, dzieląc jedną grupę na dwie podgrupy lub wykorzystać całą grupę dla jednego kanału 150-bodowego. Zasada tworzenia kanałów 50 i 75-bodowych pokazana jest w tablicy 9.

T a b l i c a 9

Grupa nr	Szczeliny czasowe	Podgrupy dla	
		trzech kanałów 50-bodowych	dwóch kanałów 75-bodowych
G1	1, 17, 33 49, 65, 81	1,49; 17,65; 33,81	1,33,65; 17,49,81
G2	2, 18, 34 50, 66, 82	2,50; 18,66; 34,82	2,34,66; 18,50,82
⋮			
G8	8,24 <sup>x</sup> , 40 56, 72 <sup>x</sup> , 88	8,56            40,88	
G9	9, 25, 41 57, 73, 89	9,57; 25,73; 41,89	9,41,73; 25,57,89
⋮			
G16	16, 32, 48 <sup>x</sup> 64, 80, 96 <sup>x</sup>	16,64; 32,80	

x oznaczone są szczeliny czasowe zarezerwowane dla bitów ramkowania.

W grupach G8 i G16 cztery szczeliny czasowe 24, 48, 72 i 96 są wykorzystane do przesyłania bitów ramkowania, pozostałe szcze-

liny mogą być wykorzystane do przesyłania czterech kanałów 50-bodowych lub dla kanałów służbowych.

Grupowanie szczelin kanałowych dla kanałów o wyższej szybkości przeprowadza się na podobnej zasadzie. Jeżeli tworzymy kombinację dwóch grup, przykładowo G1 i G9, to otrzymamy większą grupę G1, której odpowiada przepływność binarna 300 bit/s.

Grupa G1' umożliwia transmisję sygnałów telegraficznych i danych z szybkością do 300 bodów.

W tabelicy 10 pokazano liczbę możliwych do utworzenia kanałów, przy różnych szybkościach modulacji i przepływności binarnej łącza 2400 bit/s i 4800 bit/s.

T a b l i c a 10

Szybkość modulacji $B_o$ [bodów]		50	75	100	150	200	300
		45,5	74,2		134		
Szybkość synchronicznego strumienia bitów $B_1$ [bit/s]		50	75	100	150	200	300
Przepływność binarna łącza	$B_2 =$ 2400 bit/s	46	28	23	14	11	7
	$B_2 =$ 4800 bit/s	94	60	47	30	23	15

Interesujący sposób przetwarzania asynchronicznego sygnału telegraficznego na synchroniczny strumień bitów przedstawia firma Racal-Milgo. Sposób ten oparty o metodę "mieszania bitowego" umożliwi jednak tworzenie większej liczby kanałów. Zostało to

osiągnięte przez usunięcie elementu "stop" sygnału "start-stopowego" w procesie "mieszania bitowego" i odtwarzanie go dopiero po stronie odbiorczej. Możliwość taka spowodowana jest faktem, że element "stop" nie przenosi informacji w kodowej strukturze znaku telegraficznego, z wyjątkiem kombinacji nr 32 międzynarodowego alfabetu Nr 2, który to przypadek traktowany jest oddzielnie. Biorąc pod uwagę szybkość modulacji 50-bodów i międzynarodowy alfabet Nr 2 z 1,5-elementowym "stopem" można uzyskać 20-procentową redukcję przepływności binarnej potrzebnej do transmisji jednego kanału telegraficznego /z 50 bit/s na 40 bit/s/. W praktyce stosuje się nieco wyższą szybkość od 40 bit/s ze względu na konieczność współpracy z urządzeniami końcowymi o szybkości modulacji różniącej się w pewnych granicach od szybkości nominalnej. W części odbiorczej multipleksera zachodzi proces odwrotny, tzn. start-stopowy sygnał telegraficzny jest rekonstruowany z nominalną szybkością i z opóźnieniem niewiele większym niż czas trwania jednego elementu /rys. 12/.

Długość odtwarzanych elementów spoczynkowych jest zmienna, co ma na celu dynamiczną kompensację zmian szybkości modulacji urządzeń końcowych. System firmy Racal-Milgo wykorzystuje, dla multipleksera pracującego z przepływnością binarną 2400 bit/s, ramkę o długości 70 ms składającą się ze 168 bitów. Sześć równomiernie rozłożonych bitów  $f_1 + f_6$  w ramce tworzy wzór ramkowania. Ramka podzielona jest na 24 szczeliny czasowe, z których każda zawiera 7 bitów /rys. 13/. Co siódmy bit w każdej szczeliny czasowej tworzy grupę której odpowiada przepływność binarna 343 bit/s /2400:7/. Każda grupa może być dodatkowo podzielona na osiem podgrup i wykorzystywana dla transmisji ośmiu kanałów

z przepływnością binarną 43 bit/s /343:8/. Ponieważ do transmisji zmodyfikowanych kanałów 50-bodowych potrzebna jest przepływność binarna 40 bit/s, to zastosowanie szybkości 43 bit/s pozwala na kompensację zmian szybkości modulacji urządzeń końcowych dochodzących do 7%. Tak więc przyjęta struktura ramki tego multipleksera umożliwia utworzenie 56 kanałów telegraficznych 50-bodowych /7 grup po 8 kanałów/. Ponieważ 6-bitowy wzór synchronizacji, przenoszony w grupie pierwszej, zajmuje dwa wolne kanały, wynikowa pojemność urządzenia wynosi 54 kanały 50-bodowe.

Poza wyżej wymienionymi firmami, swoje propozycje dotyczące zależnych od kodu i szybkości modulacji systemów telegraficznych z podziałem czasowym nadesłały między innymi firmy ITT, RTT Belgia, DATABIT INCORPORATED oraz Administracje Łączności Francji i RFN. W tablicy 11 przedstawiono porównanie ważniejszych parametrów systemów zgłoszonych do IX Komisji Studiów CCITT. Z tablicy tej wynika, że jedynie Administracja Łączności Francji proponuje system oparty na "mieszaniu znakowym". Związane z tą metodą duże opóźnienie sygnałów powoduje, że możliwe jest przesyłanie jedynie sygnalizacji teleksowej typu A. W ramach prac normalizacyjnych IX Komisji Studiów CCITT przyjęto za podstawę system oparty o metodę "mieszania bitowego". Prace nad znormalizowaniem bardziej szczegółowych parametrów są w toku.

Podsumowując można powiedzieć, że systemy z podziałem czasowym zależne od kodu i szybkości modulacji mogą być ekonomicznym środkiem zwielokrotniania kanałów telegraficznych, głównie dzięki szybkiemu rozwojowi technologii cyfrowych układów scalonych. Możliwość stosowania jako łącza podkładowego dla tych systemów kanału telefonicznego wyposażonego w modemy lub łącza synchro-

T a b l i c a 11

Parametr	KDD	IT-T	RFN	Francja	Racal-Milgo
1	2	3	4	5	6
1. Metoda multiplexowania - "mieszanie"	bitowe	bitowe	bitowe	znakowe	bitowe
2. Przetwarzanie start-stopowego sygnału	bitowe	bitowe	bitowe	znakowe	bitowe z usunięciem elementu "stop"
3. Szybkości modulacji [bodów]	50, 75, 100 110, 134.5, 150, 200, 300	50, 75, 100 110, 134.5, 150, 200, 300	50	50	50, 75, 100, 110, 134.5, 150, 200, 300
4. Przenoszenie sygnalizacji teleksowej	tak, kombinowana start-stopowa regeneracja	tak	tak, kombinowana start-stopowa regeneracja	start-stopowa regeneracja tylko typ A	tak, regeneracja
5. Tolerancja szybkości modulacji przesyłanych sygnałów	$\pm 2,6\%$	$\pm 6,67\%$	Zgodnie z Zaleceniem S3	-7%, +3%	$\pm 5\%$
6. Długość elementu "stop"	$\geq 26$ ms	$\geq 27,75$ ms	$\geq 20$ ms	25 ms	$\geq 20$ ms

c.d. tabl. 11

1	2	3	4	5	6
7. Kanał pod- kładowy [bit/s]	1200xN	2400	3000	2400	2400xN 3000 3200
8. Pojemność ka- nałów 50-bo- dowych	46 kanałów przy 2400 bit/s	47 kanałów przy 2400 bit/s	48 kanałów przy 3000 bit/s	30 kanałów przy 2400 bit/s	54 kanały przy 2400 bit/s 66 kanałów przy 3000 bit/s
9. Długość ramki	80 ms	ramka 20 ms wieloramka 160 ms	20 ms	80 ms	70 ms
10. Wzór ramko- wania	Rozłożone 8 bitów na ramkę 80 ms	Skupione 8 bitów na wieloramkę 160 ms	Skupione 8 bi- tów na ramkę 20 ms Rozłożone 12 bitów na ramkę	32x6 bitów rozłożone	Rozłożone 6 bitów na ramkę
11. Opóźnienie wprowadzone przez system	< 50 ms	1,5+2 bitów, tj. 30+50 ms przy 50 bo- dach	-	< 280 ms zależnie od znaku	< 50 ms
12. Maksymalny czas odzyski- wania syn- chronizacji	150 ms	480 ms	< 80 ms	295 ms śred- nie 550 ms maks. z praw- dopodobień- stwem 95%	140 ms
13. Zniekształce- nia arytmicz- ne dopuszczal- ne na wyjściu i zniekształce- nie na wyjściu	45% we < 0,5% wy	40% we ≤ 5% wy	-	< 1% wy	45% we ≤ 3% wy

nicznego utworzonego przez systemy niezależne z podziałem czasowym umożliwi współpracę między obecnie stosowaną siecią analogową i przyszłościową siecią cyfrową.

## 5. PRZEGLĄD STOSOWANYCH URZĄDZEŃ DO TRANSMISJI SYGNAŁÓW TELEGRAFICZNYCH W SYSTEMACH Z PODZIAŁEM CZASOWYM

W oparciu o opisane w rozdziale 3 metody przetwarzania sygnałów binarnych działają liczne urządzenia umożliwiające cyfrową transmisję sygnałów telegraficznych. Będzie więc celowe przedstawić ważniejsze charakterystyki niektórych urządzeń tego typu.

### 5.1. Urządzenia do transmisji sygnałów telegraficznych oparte na metodzie prostego próbkowania

#### 5.1.1. Urządzenia TWU-12 i DTU

TWU-12 jest to urządzenie produkcji radzieckiej. Opracowane zostało dla zwielokrotnienia łączności telegraficznej na kablach miejskich i okręgowych. Urządzenie TWU-12 przeznaczone jest do organizowania łączności między Głównym Urzędem Telegraficznym a punktem o dużej liczbie urządzeń telegraficznych /węzeł łączności, centralny urząd pocztowo-telegraficzny, miejski oddział łączności itp./. TWU-12 pozwala utworzyć 12 dwukierunkowych łączy telegraficznych na jednej dwutorowej linii telefonicznej i pozwala na synchroniczną i arytmiczną pracę przy nadawaniu dowolnym kodem z szybkością modulacji do 200 bodów. Przy tym zniekształcenia wnoszone przez TWU-12 nie przewyższają 5% przy szyb-

kości modulacji 50 bodów, 4% - przy szybkości 100 bodów i 5% - przy 200 bodach. Zmiana szybkości modulacji, kodu lub sposobu transmisji nie wymaga żadnych przełączeń w urządzeniu.

W skład urządzenia wchodzi: stacje końcowe TWU-12A i TWU-12B oraz regeneratory sygnału grupowego TWU-12R.

Tłumienność dopuszczalna toru między stacjami końcowymi wynosi nie więcej niż 39 dB przy częstotliwości 32,5 kHz. W przypadku konieczności zwiększenia zasięgu transmisji można włączyć w tor regeneratory, z których każdy umożliwia powiększenie zasięgu odpowiadające tłumienności toru 35 dB.

Stacja końcowa urządzenia TWU-12 waży 75 kg i zasilana jest z napięcia sieciowego  $127/220\text{ V}$   $\begin{matrix} +10\% \\ -15\% \end{matrix}$ , a pobór mocy wynosi odpowiednio 150 VA i 250 VA dla stacji TWU-12A i TWU-12B.

Na podobnej zasadzie działa urządzenie DTU, które umożliwia uzyskanie dwóch łączy telegraficznych o szybkości modulacji do 200 bodów w łączy cyfrowym o przepływności binarnej 8 kbit/s.

### 5.1.2. Urządzenie 7TG 048

Jest to urządzenie produkcji francuskiej. Zapewnia ono uzyskanie na linii dwutorowej 48 łączy telegraficznych o szybkości modulacji 50 bodów lub 12 kanałów 200-bodowych przy przepływności binarnej łączy cyfrowego 50 kbit/s i maksymalnych zniekształceniach telegraficznych 7%. Zasięg transmisji, w zależności od rodzaju toru i stopnia jego zwielokrotnienia, jest podany w tabl. 12.

Uwaga. Zasięg, podobnie jak w systemie TWU-12, może być zwiększony przy użyciu bardzo prostych regeneratorów o zasilaniu lokalnym.



T a b l i c a 12

Średnica żył toru w km	Typowa odległość między stacjami w km		
	przy 48 kanałach	przy 24 kanałach	przy 12 kanałach
0,4	4,4	5,4	6,8
0,6	8	9,7	11,8
0,8	11,5	15,34	17,7
1,0	13,8	19	23

Parametry techniczne urządzenia 7TG 048 są następujące:

Temperatura pracy	od +10 do +45°C
Wilgotność względna	maks. 75% dla +45°C
Napięcie zasilające	48 V /dopuszcz. zmiana 42+54 V/
Pobór mocy:	
- bez zasilacza Tg	0,7 A
- z zasilaczem Tg	1,7 A

Uwaga. System 7TG 048 może być także wykonany w wersji tropikalnej i pracować przy wilgotności względnej 95%.

Szybkość modulacji	50 lub 200 bodów
Napięcie telegraficzne	+24 lub + 48 V
Prąd na wejściu urządzenia	20 mA /+15%/
Zniekształcenia telegraficzne wprowadzone przez system	< 7%
Zabezpieczenie linii przed zwarciami	przez szereg oporności włączonych po stronie nadawczej i odbiorczej

Liczba kanałów dwutorowych:      48 kanałów 50-bodowych<sup>x/</sup>  
    24 kanały 50-bodowe<sup>x/</sup>  
    12 kanałów 50-bodowych<sup>x/</sup>

Częstotliwość próbkowania wynosi 980, 925 i 833 Hz przy tworzeniu odpowiednio 48, 24 i 12 kanałów 50-bodowych.

Uwaga. Po utworzeniu 1 kanału 200-bodowego z czterech kanałów 50-bodowych sygnał telegraficzny jest próbkowany z częstotliwością 4 razy większą, co zapewnia zachowanie nie zmienionych zniekształceń telegraficznych.

Czas trwania ramki wynosi 1020, 1080 i 1200  $\mu$ s przy transmisji odpowiednio 48, 24 i 12 kanałów 50-bodowych.

Podstawowy czas szczeliny wynosi 20, 40 i 80  $\mu$ s /długość trwania bitu dwukrotnie mniejsza/ odpowiednio dla 48, 24 i 12 kanałów 50-bodowych.

Synchronizacja ramki: nadawanie takich samych sygnałów kodowych podczas 3 szczelin czasowych  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  dla każdej ramki, a mianowicie:

- $\alpha$  - 2 kolejne bity "0"
- $\beta$  - 2 kolejne bity "1"
- $\gamma$  - pierwszy bit "1", a drugi "0".

W tablicy 13 zestawiono podstawowe parametry systemu 7TG 048.

Urządzenie 7TG 048 wykonane jest przy zastosowaniu układów scalonych TTL i składa się z 16 płytek z obwodami drukowanymi; orientacyjne wymiary stojaka 560 mm x 470 mm x 240 mm /szeroko-

---

<sup>x/</sup> Dowolny kanał 200-bodowy jest tak zaprojektowany, że może być zastąpiony przez 4 kanały 50-bodowe i odwrotnie.

kość x wysokość x głębokość/. System 7TG 048 pracuje niezależnie od systemu telegraficznego PCM i dlatego częstotliwości próbkowania nie są podwielokrotnościami częstotliwości 8 kHz.

· T a b l i c a 13

Rodzaj parametru	48 kanałów 50-bodowych	24 kanały 50-bodowe	12 kanałów 50-bodowych
Długość impulsu telegr.	20 ms	20 ms	20 ms
Przepływność binarna łącza	50 kbit/s	25 kbit/s	12,5 kbit/s
Długość szczel. czasowej	20 $\mu$ s	40 $\mu$ s	80 $\mu$ s
Liczb. szczel. czas. na ramkę	51	27	15
Czas trwania ramki	1020 $\mu$ s	1080 $\mu$ s	1200 $\mu$ s
Częstotl. próbkowania	980 Hz	925 Hz	833 Hz
Zniekształcenia telegraficzne	5,1%	5,4%	6%

### 5.1.3. Urządzenie MINI-T

Urządzenie MINI-T zostało opracowane przez firmę amerykańską Western Union dla uzyskania tanich kanałów telegraficznych na łączach PCM sieci miejskich /typu T1/. Można przyjąć, że MINI-T zmniejszy koszt transmisji w sieciach miejskich przy odległościach od 13 do 16 km, nie mniej niż o 35% w porównaniu z transmisją po torach nie zwielokrotnionych.

Badania przeprowadzone z urządzeniem MINI-T pod koniec 1968 r. w obrębie Nowego Jorku przy długości magistrali 18 km wypadły bardzo pomyślnie.

Do urządzeń tych dołączono dwóch abonentów, jednego o szybkości modulacji 135 bodów oraz drugiego - o szybkości 67 bodów. Za pośrednictwem MINI-T nawiązano łączność dwupleksową na trasie Nowy Jork - przedmieście. W kierunku przedmieścia przekazywano dwa sygnały testowe, które następnie po utworzonej pętli wracały z powrotem do laboratorium, gdzie prowadzono badania. Linia o długości 18 km odznaczała się bardzo dobrą jakością przy przesyłaniu dyskretnej informacji. Średnia stopa błędów była lepsza niż  $10^{-9}$ . Parametry elektryczne i niezawodność całego wyposażenia były bardzo dobre.

Uzyskane rezultaty pozwoliły wprowadzić urządzenia MINI-T na szerszą skalę. Pierwsza seria tych urządzeń pojawiła się już pod koniec 1969 r.

Podstawową ramkę czasową systemu MINI-T pokazano na rys. 14.

Ramka czasowa systemu MINI-T liczy 193 bity, co przy częstotliwości próbkowania 8 kHz wymaga transmisji 1,544 Mbit/s w łączu cyfrowym /urządzenie MINI-T wykorzystuje wszystkie kanały systemu telefonicznego PCM-24/.

W każdej ramce w ślad za impulsem synchronizacji następuje 24 bloków zawierających po 8 bitów. Pierwszych siedem bitów w bloku wykorzystuje się dla oddzielnych kanałów telegraficznych, natomiast ósmy bit w każdym bloku zapewnia regeneratorom liniowym dostateczną liczbę impulsów dla wydzielenia sygnału częstotliwości taktowej 1,544 MHz, tak jak to ma miejsce w systemie telefonicznym PCM-24.

Urządzenie odbiorcze w każdym systemie z podziałem czasowym musi być synchronizowane z urządzeniem nadawczym. W MINI-T uzyskuje się to drogą przesyłania specjalnego sygnału synchronizującego. Dlatego w przedziale czasowym synchronizacji /rys.14/ w każdej nieparzystej ramce impuls ten ma wartość "1", a w parzystej - wartość "0". Po stronie odbiorczej, po odebraniu sygnału synchronizacji i po rozdzieleniu sygnałów do poszczególnych kanałów, te ostatnie są następnie przetworzone na wyjściu odbiornika w dwustanowy sygnał telegraficzny.

Jeśli dyskretyzacja /kwantowanie/ zachodzi niesynchronicznie, wówczas w sygnale pojawiają się zniekształcenia, które noszą nazwę zniekształceń fazowych fluktuacji.

W każdym systemie z podziałem czasowym, niezależnym od kodu i szybkości modulacji transmitowanych sygnałów telegraficznych, a także w urządzeniu MINI-T sygnał odebrany różni się od sygnału nadanego, co prowadzi do powstania zniekształceń izochronicznych. Można jednak tak zaprojektować urządzenie, żeby zniekształcenia te ograniczyć do nieuniknionego minimum, zależnego od kwantyzacji sygnału binarnego po stronie nadawczej. Dla MINI-T maksymalna wartość zniekształceń izochronicznych nie przekracza  $\pm 2,5\%$ , przy szybkości modulacji 200 bodów. Pod pojęciem maksymalnych zniekształceń izochronicznych rozumiemy procentowy stosunek maksymalnej różnicy odległości między dwoma najbliższymi położeniami przejść w sygnale nadawanym i odpowiadającej im odległości przejść w sygnale odebranym, odniesionej do długości impulsu nadawanego. Ponieważ, jak widać z zależności /27/, między zniekształceniami i szybkością modulacji, przy stałych pozostałych wielkościach, obowiązują zależności liniowe, więc przy transmisji

poprzez MINI-T sygnałów o szybkości modulacji 300, 400 i 800 bodów maksymalne zniekształcenia wyniosą odpowiednio  $\pm 3,75$ ;  $\pm 5$  i  $\pm 10\%$ .

MINI-T zostało opracowane w zasadzie do transmisji sygnałów z szybkościami od 0 do 200 bodów, jednakże w sieci istnieje określona liczba sygnałów z podwyższonymi szybkościami, które mogą dopuścić zniekształcenia 10 i więcej procent przy połączeniach niekomutowanych. Badano także wzrost zniekształceń w zależności od liczby kolejno włączanych linii i stwierdzono, że dla sygnału przechodzącego kolejno przez kilka niezależnych linii wzrost zniekształceń był pomijalny.

W MINI-T funkcje kwantowania i kodowania realizuje się bardzo prosto. Obie funkcje spełnia jeden układ jednocześnie. W prototypie MINI-T stosowano powszechnie układy scalone typu TTL, które nadają się szczególnie do tego typu zastosowań. Szerokie stosowanie układów scalonych TTL stwarza możliwość dalszego obniżenia ich kosztów. Zakładano, że MINI-T może być ekonomiczne już przy odległościach ok. 8 km.

Ponieważ funkcja rozkładu gęstości łączy w tym obszarze ma znaczną stromość, każdy więc kilometr, o który zmniejsza się promień opłacalnego stosowania urządzenia, prowadzi do gwałtownego wzrostu zapotrzebowania na tego rodzaju urządzenia.

Jeszcze większe obniżenie kosztów może dać zastosowanie układów o średnim i dużym stopniu integracji, równoważnych wielu dyskretnym układom scalonym, zawartych w jednej obudowie. Układy te mają zmniejszone rozmiary i obniżoną liczbę wychodzących na zewnątrz wyprowadzeń. Niezawodność tych układów jest wyższa, a koszty mniejsze, co prowadzi do obniżenia kosztów systemu.

## 5.2. Urządzenia do transmisji sygnałów telegraficznych z kodowaniem momentów znamiennej modulacji

### 5.2.1. Urządzenie MAXI-T

Drugim urządzeniem, obok MINI-T, opracowanym przez firmę Western Union, było urządzenie MAXI-T. Jest to urządzenie, w którym zastosowano kodowanie momentów znamiennej modulacji metodą "ślizgowego indeksu". MAXI-T umożliwia uzyskanie do 55 kanałów telegraficznych wprowadzanych w miejsce jednego kanału telefonicznego PCM w trakcie T1 /PCM-24/. Każdy z kanałów telegraficznych przewidziano dla transmisji sygnałów z szybkościami do 200 bodów.

Zastosowanie kodowania momentów znamiennej modulacji spowodowało wzrost kosztów krotnicy MAXI-T w porównaniu z urządzeniem MINI-T i dlatego przewidziano stosowanie MAXI-T do tworzenia kanałów telegraficznych w naziemnych i satelitarnych systemach mikrofalowych.

W systemie MAXI-T z ośmiu ramek tworzy się wieloramkę. Długość wieloramki wynosi więc 1 ms, co przy kodowaniu przebiegów za pomocą 4-bitowej kombinacji kodowej metodą "ślizgowego indeksu" umożliwia transmisję o szybkości modulacji do 200 bodów, przy maksymalnych zniekształceniach 5%.

Organizacja wieloramki w systemie MAXI-T jest pokazana na rys. 15.

W każdej ramce wieloramki pierwsze siedem bitów wykorzystuje się do tworzenia poszczególnych kanałów telegraficznych, natomiast ósmy bit zapewnia prawidłową pracę regeneratorów liniowych. Siód-

my bit w ósmej ramce przeznaczony jest dla transmisji sygnału synchronizacji wieloramki.

Jak już wspomniano, zamiast jednego kanału telefonicznego PCM urządzenie MAXI-T pozwala uzyskać 55 kanałów telegraficznych /dla całego systemu telefonicznego PCM-24 liczba kanałów wyniesie 1320/ o szybkościach modulacji do 200 bodów i maksymalnych zniekształceniach 5%.

Lepsze wykorzystanie kanału telefonicznego PCM-30/32 zapewnia system opracowany przez Philipsa i znany pod nazwą 3TR 1500. W systemie 3TR 1500, przy zastosowaniu metody "pływającego indeksu z potwierdzeniem" i 3-bitowej kombinacji kodowej, uzyskuje się 60 kanałów telegraficznych 200-bodowych z maksymalnymi zniekształceniemi 5%.

#### 5.2.2. System z podziałem czasowym dla telegrafii i transmisji danych 3TR 1500

System firmy Philips 3TR 1500 obejmuje multiplexer z podziałem czasowym o przepływności binarnej 64 kbit/s oraz pełne wyposażenie do dwukierunkowej transmisji w grupie pierwotnej, pasmie podstawowym lub szczelinie/ach/ kanałowej/ych/ PCM, bez pomocy żadnego dodatkowego wyposażenia dopasowującego.

Dla transmisji telegraficznej wartość zniekształceń odtwarzanych sygnałów może być zdeterminowana dla każdego zastosowania w zależności od wymagań. Dla transmisji danych w sieciach asynchronicznych 3TR 1500 odpowiada Zaleceniu CCITT, odnoszącemu się do modemów serii V. W sieciach synchronicznych system może być stosowany do transmisji na łączach sztywnych jak również ko-



mutowanych, tam gdzie wyposażenie komutacyjne nie jest przystosowane do bezpośredniej manipulacji na sygnale zbiorczym, zwielokrotnionym czasowo.

System 3TR 1500 składa się z następujących zespołów /rys. 16/:

- a. Multiplexera kanałowego dostarczającego zbiorczy sygnał 64 kbit/s /rys. 16/.

Jeżeli wejściowe sygnały nie są synchronizowane przez system zegarowy multiplexera, wówczas są one zamieniane na sygnały synchroniczne, a dopiero potem zwielokrotniane czasowo. W urządzeniu odbiorczym sygnały wyjściowe odtwarzane są przez demultiplexer kanałowy, którego system zegarowy jest synchroniczny z zegarem multiplexera dzięki wprowadzeniu wzoru ramkowania do zbiorczego sygnału cyfrowego.

- b. Urządzenia dopasowującego do systemu telefonicznego PCM /rys. 17/ do wprowadzenia jednego lub kilku zbiorczych sygnałów telegraficznych do odpowiedniej szczeliny /szczelin/ czasowej /czasowych/ krotnicy PCM oraz do wydzielenia zbiorczego sygnału z odpowiednich szczelin w części odbiorczej krotnicy PCM. Sterowanie multiplexera 64 kbit/s odbywa się za pomocą sygnałów zegarowych wyprowadzonych z systemu PCM mającego przepływność binarną 2048 kbit/s.

- c. Urządzenia dopasowującego do telefonicznego systemu nośnego lub pasma podstawowego<sup>x/</sup> /rys. 18/. Jeżeli zbiorcze sygnały cyfrowe są transmitowane w pasmie grupy pierwotnej /60 ± ± 108 kHz/, wyposażenie dopasowujące zawiera odpowiednie mo-  
<sup>x/</sup> Jako pasmo podstawowe rozumie się pasmo nie przesunięte na skali częstotliwości.

demy synchroniczne 64 kbit/s. Dla transmisji poprzez torę przewodową używane są modemy na pasmo podstawowe. Oba typy modemów wytwarzają niezbędne sygnały zegarowe dla multipleksów kanałowych, które w rezultacie pozostają identyczne tak dla analogowych, jak i dla cyfrowych sposobów transmisji.

Sposób zwielokrotniania czasowych sygnałów, jak również sposób kodowania momentów znamienych modulacji w systemie 3TR 1500 jest zgodny z opisanym w punkcie 3.2 projektem Zalecenia.

W tablicy 14 przedstawione są możliwości transmisyjne systemu dla sygnałów różnego typu.

System 3TR 1500 umożliwia wykorzystywanie kanałów o różnych szybkościach modulacji pod warunkiem, że sumaryczna przepływność binarna nie przekracza 60 kbit/s.

Wyposażenie multipleksera o przepływności binarnej 64 kbit/s może być przystosowane do instalowania w pewnej odległości od systemu telefonicznego PCM. Połączenie multipleksera z systemem PCM może być realizowane przy użyciu przepływności 64 kbit/s lub 2048 kbit/s. Za użyciem 2048 kbit/s przemawia fakt, że więcej niż jedna szczelina kanałowa systemu PCM może być wykorzystana do transmisji zbiorczego sygnału telegraficznego lub danych. Ponadto, przepływność binarna 2048 kbit/s może być łatwo synchronizowana z systemem PCM, umożliwiając wprowadzanie zbiorczego sygnału telegraficznego /danych/ do szczeliny kanałowej PCM, bez potrzeby stosowania bitów dopełniających. Układ dopasowujący składa się z dwóch różnych zespołów: zespołu zwanego "konwerterem rytmu" połączonego z multiplekserem kanałowym oraz zespołu dostępu do szczeliny kanałowej połączonego z systemem

T a b l i c a 14

Typ sygnatu	Szybkość modulacji w bodach	Częstotliwość próbkowania kHz	Przeptywność binarna na jeden kanał kbit/s	Zniekształcenia izochroniczne maks. %	Maksymalna szybkość modulacji w bodach	Liczba kanałów
Anizochroniczne	50	1	0,25	5	83	240
	100	2	0,5	5	167	120
	200	4	1	5	333	60
	300	4	1	7,5	333	60
	600	8	2	7,5	666	30
	1200	16	4	7,5	1333	15
Izochroniczne	1200	4	4	-	-	15
	2400	8	8	-	-	7
Synchroniczne	600	-	0,75	-	-	80
	2400	-	3	-	-	20
	4800	-	6	-	-	10
	9600	-	12	-	-	5

telefonicznym PCM /rys. 19/. Zespół dostępu do szczeliny kanałowej może być instalowany w części liniowej telefonicznego systemu PCM lub wchodzić w skład krotnicy telefonicznej PCM.

"Konwerter rytmu" ma czteroprzewodowe połączenie z zespołem dostępu do szczeliny kanałowej PCM, które zapewnia przesyłanie sygnałów 2048 kbit/s z ramką identyczną, jak ramka telefoniczna PCM, w obu kierunkach transmisji.

W części nadawczej "konwerter rytmu" ma system zegarowy 2048 kHz, który wytwarza sygnał zegarowy 64 kHz do synchronizacji multiplekserów kanałowych. Jednocześnie przetwarza on zbiorczy sygnał z multipleksera kanałowego na ośmiobitowe paczki /oktety/, które są następnie transmitowane z szybkością 2048 kbit/s w odpowiedniej szczeliny czasowej. W zespole dostępu do szczeliny kanałowej oktety te wprowadzane są do właściwej szczeliny czasowej sygnału PCM.

W części odbiorczej, zespół dostępu do szczeliny kanałowej wydziela z sygnału PCM kompletną ramkę, a następnie po stłumieniu informacji telefonicznych przesyła uzyskany w ten sposób sygnał do "konwertera rytmu".

Sygnał ten poddawany jest demultipleksowaniu, po czym w postaci zbiorczego sygnału telegraficznego przekazywany jest do multipleksera kanałowego wraz z sygnałami zegarowymi.

W celu zapewnienia prawidłowego wprowadzania obiektów do właściwych szczelin czasowych PCM, pomiędzy zespołem dostępu do szczeliny kanałowej i "konwerterem rytmu" musi być zapewniona synchronizacja. Synchronizacja jest realizowana za pomocą pętli fazowej, która steruje fazą zegara "konwertera" w odniesieniu do fazy zegarów nadawczych PCM.

Zastosowanie pętli fazowej zapewnia uzyskanie synchronizacji niezależnie od długości linii połączeniowych, w które można wprowadzać również regeneratory PCM, jeżeli odległość tego wymaga. Jeżeli multiplekser kanałowy umieszczony jest w pobliżu krotnicy telefonicznej PCM "konwerter rytmu" i zespół dostępu do szczeliny kanałowej mogą być połączone razem, co upraszcza wyposażenie układu dopasowującego. System zegarowy nadawczy "konwerter rytmu" może być w takim przypadku sterowany bezpośrednio przebiegiem odtwarzanym z sygnału PCM i pętla fazowa może być pominięta / rys. 20/.

System 3TR 1500 opracowany został w oparciu o układy scalone wykonywane technologią TTL i MOS, w tym również o układy dużej skali integracji. Urządzenie ma konstrukcję modułową. Wszystkie zespoły montowane są na płytkach drukowanych, które umieszczone są w panelach. Panele można zestawiać w stojaki.

Na rysunku 21 pokazano przykładowo płytkę drukowaną, na której umieszczone są 4 telegraficzne zakończenia kanałowe.

Rysunek 22 przedstawia panel obejmujący multiplekser, 30 zakończeń kanałowych, układ dopasowujący do systemu telefonicznego PCM oraz zasilacz. Wszystkie połączenia międzypanelowe realizowane są za pomocą złączy wielokontaktowych, co zapewnia łatwość przystosowania urządzenia do różnych funkcjonalnych wymagań we wszystkich możliwych zastosowaniach. Można tworzyć różne mutacje systemu, począwszy od urządzeń dla małych krotności zajmujących pojedynczy panel, aż do urządzeń o dużych krotnościach zestawianych w stojaki. Przykładowa konfiguracja stojaka pokazana jest na rys. 23. Taka elastyczność konstrukcji pozwala również na wyposażenie systemu w modemy do transmisji poprzez

grupę pierwotną, pasmo podstawowe lub szczelinę kanałową systemu telefonicznego PCM.

Według danych firmy Philips, koszt kanału telegraficznego realizowanego w systemie 3TR 1500 jest niższy od kosztów takiego kanału w systemach analogowych. Mniejsze są również nakłady na utrzymanie systemu dzięki dużej niezawodności i stabilności parametrów.

## 6. UWAGI KOŃCOWE

Z przedstawionego w artykule materiału wynika, że systemom z podziałem czasowym do transmisji telegraficznej i danych, poświęca się dużo uwagi w wielu krajach na świecie. Dotyczy to zarówno prowadzonych prac teoretycznych, jak również konstrukcyjnych i eksperymentalnych.

Wzrost zainteresowania tą tematyką wiąże się z licznymi zaletami, jakie dają nowoczesne systemy transmisji sygnałów telegraficznych metodami cyfrowymi.

Ważniejsze zalety systemów z podziałem czasowym, niezależnych od kodu i szybkości modulacji transmitowanych sygnałów telegraficznych i anizochronicznych sygnałów danych, są następujące:

- niski koszt krotnic w porównaniu z urządzeniami telegrafii wielokrotnej, w szczególności dzięki eliminacji kosztownych filtrów oraz dzięki szerokiemu zastosowaniu układów scalonych;
- koszty eksploatacji urządzeń są niskie dzięki dużej stałości parametrów i dużej niezawodności, wynikającej m.in. ze stosowania dużej liczby układów scalonych / istnieje możliwość stosowa-

- nia układów scalonych o średnim i dużym stopniu integracji/;
- systemy te umożliwiają tworzenie kanałów telegraficznych o zdefiniowanym stopniu zniekształceń;
  - duża elastyczność systemów - umożliwiają one w łatwy sposób tworzenie kanałów o większej szybkości modulacji kosztem odpowiedniego zmniejszenia liczby kanałów wolniejszych lub proporcjonalnego do szybkości modulacji wzrostu zniekształceń /ew. odwrotnie/.

Powyższe zalety systemów niezależnych są szczególnie widoczne przy tworzeniu połączeń na krótkie odległości /w sieci okręgowej/.

Natomiast do zalet systemów z podziałem czasowym zależnych od kodu i szybkości modulacji transmitowanych sygnałów telegraficznych i anizochronicznych sygnałów danych, można zaliczyć:

- dużą liczbę kanałów, jakie można utworzyć w łączu telefonicznym - podkładowym, blisko dwa razy większą niż w systemie telegrafii wielokrotnej z podziałem częstotliwościowym,
- regenerację transmitowanych sygnałów telegraficznych,
- możliwość transmisji poprzez łącza cyfrowe realizowane za pomocą multiplexera niezależnego wykorzystującego szczeliny kanałowe systemu telefonicznego PCM lub grupę pierwotną,
- niskie koszty utrzymania i dużą niezawodność dzięki szerokiemu stosowaniu układów scalonych.

Podane wyżej zalety systemów cyfrowych transmisji sygnałów telegraficznych nie oznaczają, że będą one eliminować urządzenia te-

legrafii wielokrotnej z podziałem częstotliwościowym, lecz mogą je uzupełniać w tych przypadkach, gdy stosowanie urządzeń telegrafii wielokrotnej może być nieekonomiczne lub jeśli w danych relacjach pracują już systemy telefoniczne PCM.

Wykorzystanie podstawowej grupy pierwotnej telefonicznych systemów nośnych stwarza możliwość współpracy systemów cyfrowych transmisji sygnałów telegraficznych z siecią analogową. Tym samym celom służy również wykorzystanie telefonicznego łącza naturalnego dla transmisji telegraficznej i danych.

Na zakończenie można stwierdzić, że telegraficzne systemy wielokrotne z podziałem czasowym otwierają nowe możliwości transmisji sygnałów telegraficznych, dając istotne korzyści techniczne i ekonomiczne.

Ponadto systemy niezależne od kodu i szybkości modulacji transmitowanych sygnałów telegraficznych i anizochronicznych sygnałów danych stwarzają przesłanki do utworzenia przyszłej sieci zintegrowanej.

#### WYKAZ LITERATURY

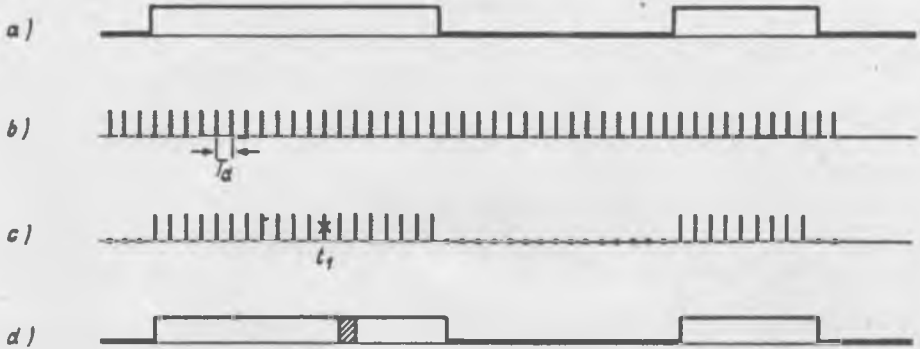
1. Travis L.F., Yaeger R.E.: Wideband data on T1 carrier. Bell Syst. tech. J. 1965, nr 10.
2. De Witt R.G., Jones D.E.: MINI-T and MAXI-T - new PCM terminals. West. Union Tech. Rev. 1969, t. 23, nr 2.
3. Time - Division Telegraph Multiplex 7 TG 048. Description of System. Prospekt firmy TRT, Francja.



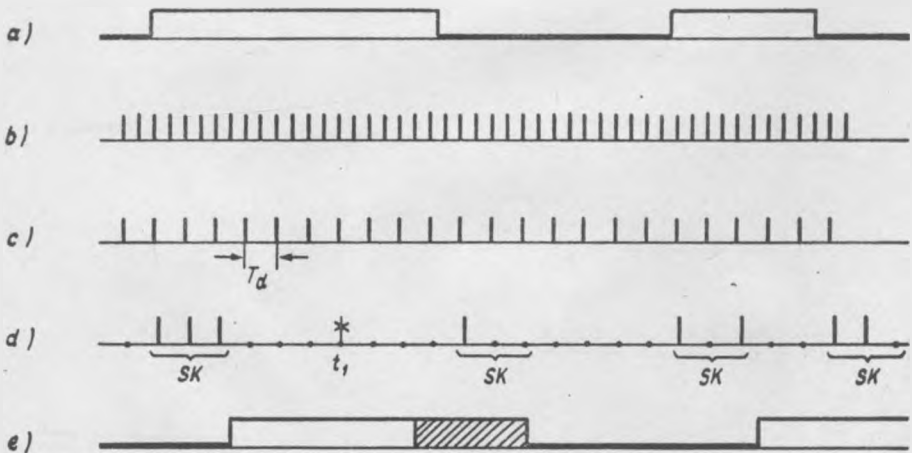
4. Oswald J.: CODEST: A new pulse - code modulation system for telegraph and data transmission. IEEE Trans. Commun. Technol. 1970 nr 3.
5. Jaroslavskij L.I., Usov I.S., Štulman A.J.: Peredača diskretnej informacii po kanalám sistem S impulsno-kodovoj moduljacijej. Sbornik Naučnych Trudov CNIKF 1970 nr 6.
6. Jaroslavskij L.I., Štulman A.J., Klimov V.G., Striževskij B.N.: Apparatura vremennogo uplotnenija dlja mestnych telegrafnych svjazijej /TVU-12/. Vestnik Svjazi 1970 nr 2.
7. Vlemunck S., Lebon Y.: Digital telegraph and data transmission system type 3TR 1500. Philips Telecomm. Rev. 1972 vol. 30, nr 2.
8. Błocki F.: Telefoniczne systemy wielokrotne o podziale czasowym. Warszawa: PW 1973.
9. Halin F.M. i in.: Metody povyšeniija kačestva elektronnych sistem komutacii. Moskva: Svjaz' 1971.
10. Grebennikov V.A., Sarajev V.N., Usov I.S., Čerkasov L.A., Štulman A.I., Jaroslavskij L.I.: Metody peredači danych po cifrovym traktam. Elektrosvjaz' 1973 nr 4.
11. Winogradow W.: Systemy telegrafii wielokrotnej o szybkości 200 bodów i szybkościach większych. Problemy Łączn. 1974 nr 108.
12. Bodart R.: TDM telegraph and data transmission system 3TR 1500. Philips Telecomm. Rev. 1975 vol. 33, nr 2.

13. Fripiat J.M.: Synchronous modems for data transmission on a group band circuit. Philips Telecomm. Rev. 1975 vol. 33, nr 2.
14. CCITT: Livre vert, t. VII. Technique télégraphique. Genève: UIT 1973.
15. Administration des Télécommunications de L'U.R.S.S.: Division dans le temps d'un système MIC pour la télégraphie et la transmission de données. Genève. 1973, Com. IX, nr 1.
16. Belgian T.T. Administration: Test results on a TDM telegraph equipment for transmission over PCM links. Geneva: 1974, St. Gr IX. nr 30.
17. The U.S.S.R. Telecommunication Administration: Results of experimental comparison of two transmission methods for binary signals over signals over digital links. Geneva: 1974, St. Gr. IX, nr 40.
18. Working Parties of Study Group IX: Report on the meetings held in april 1975. Geneva: 1975, St. Gr. IX, nr 72.
19. Racal - Milgo Limited: Time sub-division of a telephone circuit for telegraphy and data transmission. Geneva: 1975, St. Gr. IX, nr 49.
20. ITT: Time sub-division of a telephone circuit for telegraphy and data transmission. Geneva: 1975, St. Gr. IX. nr D16.
21. Kokusai Denshin Denwa Co., Ltd. /KDD/: Proposals on fundamental parameters of a time-division multiplex system for telegraph and data. Geneva: 1975, St. Gr. IX, nr D4.

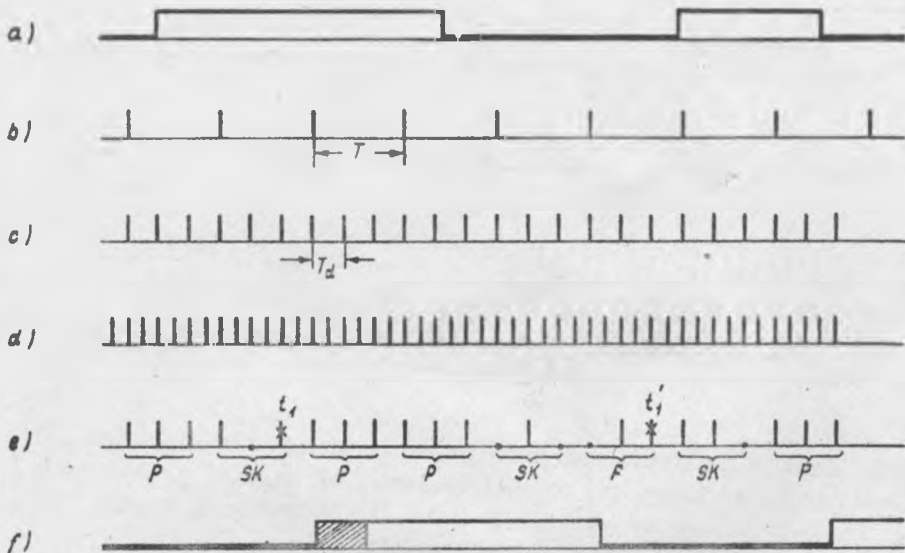
22. Chairman of working party IX/1: Comparison of the design of asynchronous code dependent TDM systems. Geneva: 1975, St. Gr. IX, nr 5-E.
23. Federal Republic of Germany: Integration of telegraph sub-multiplexers in the case of time division of a PCM system or a primary group for telegraphy and data transmission. Geneva: 1975, St. Gr. IX, nr D12.



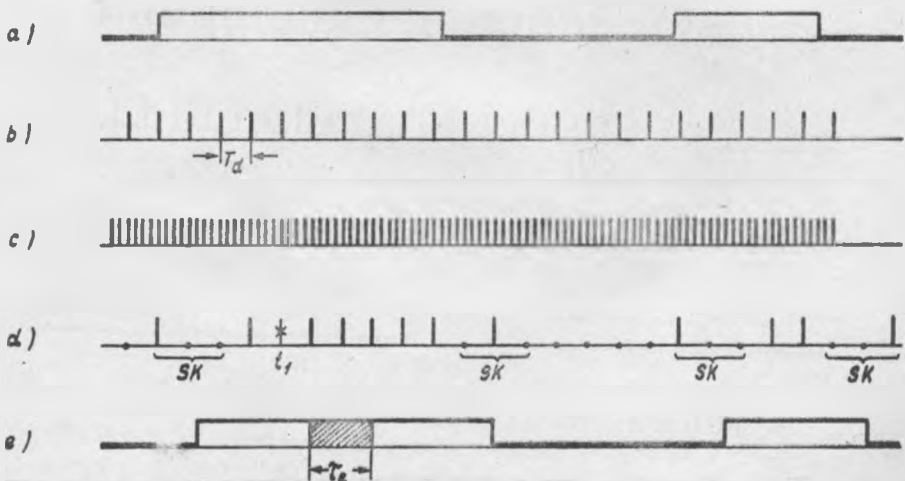
Rys. 1. Zasada działania statycznej metody przetwarzania sygnałów binarnych: a/ nadawany sygnał binarny, b/ impulsy próbkujące, c/ ciąg impulsów wysyłanych w linię, d/ odtworzony sygnał binarny po stronie odbiorczej



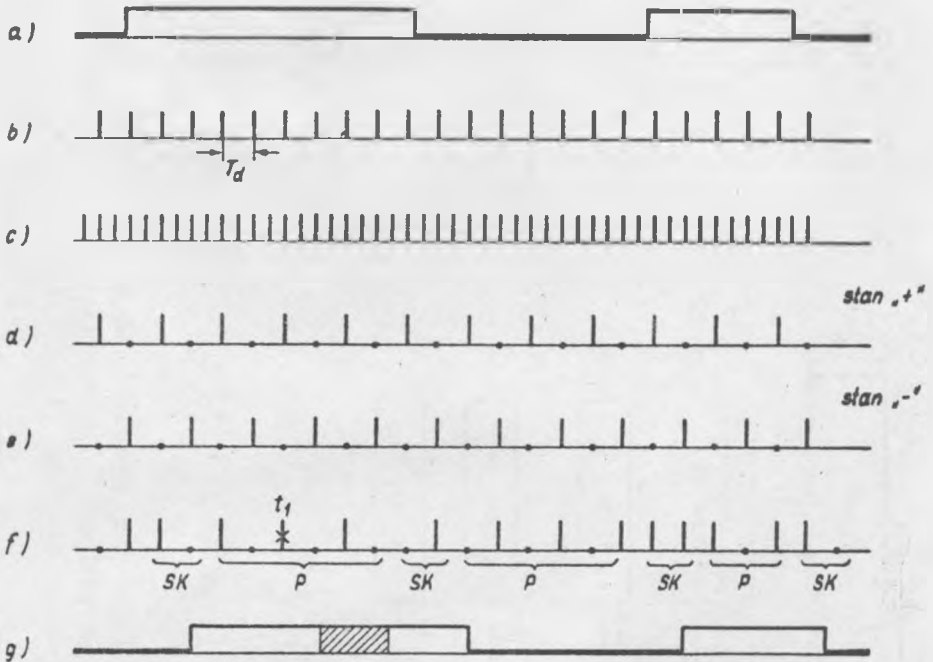
Rys. 2. Sposób przetwarzania sygnałów binarnych w metodzie "ślizgowego indeksu": a/ nadawany sygnał binarny, b/ impulsy próbkujące, c/ impulsy liczące, d/ bity w łączu cyfrowym, e/ odtworzony sygnał binarny,  $t_1$  - moment wystąpienia zakłócenia w łączu cyfrowym



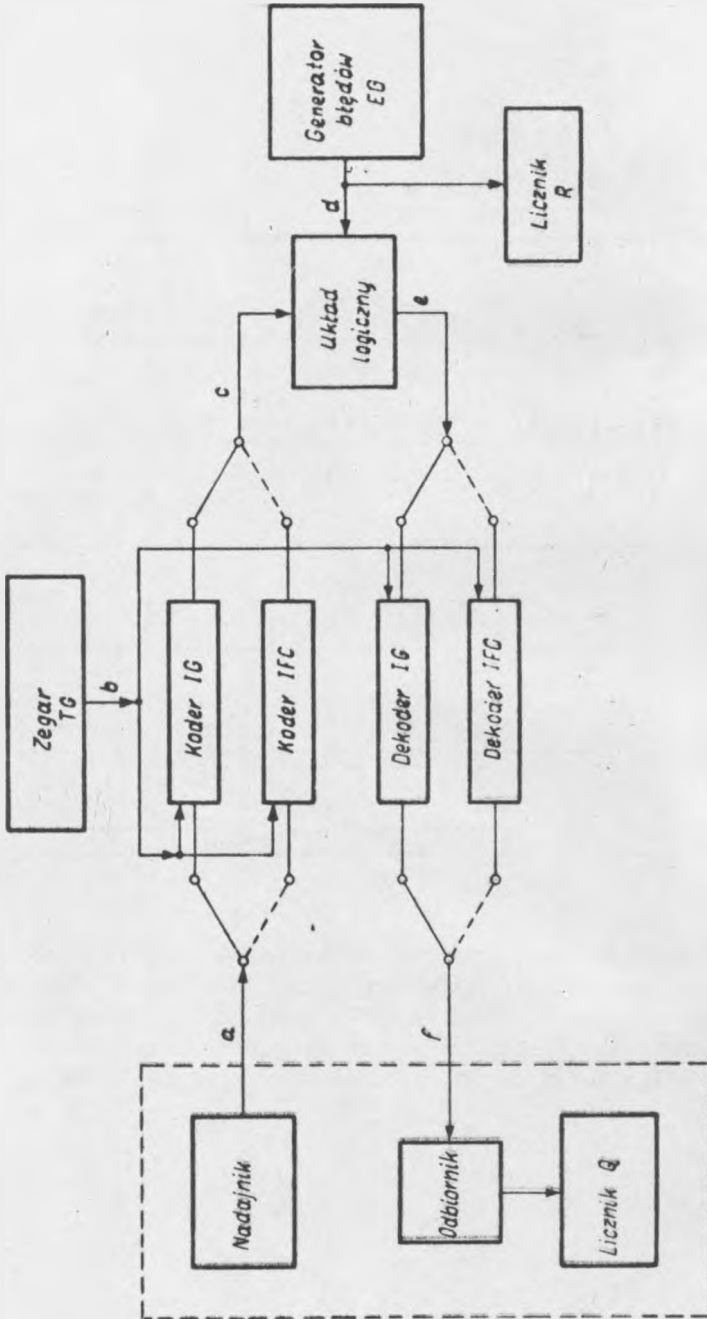
Rys. 3. Sposób przetwarzania sygnałów binarnych metodą "ustalonego indeksu": a/ nadawany sygnał binarny, b,c,d/ odpowiednio impulsy odniesienia, liczące i próbujące, e/ bity w łączy cyfrowym /SK - kombinacje kodowe/, p - bity niosące informacje o stanie znamionym sygnału binarnego,  $t_1$ ,  $t'_1$  - momenty wystąpienia przekłamań w łączy cyfrowym, f/ odtworzony sygnał binarny /część zakreskowana - błąd w odebrnym sygnale binarnym/



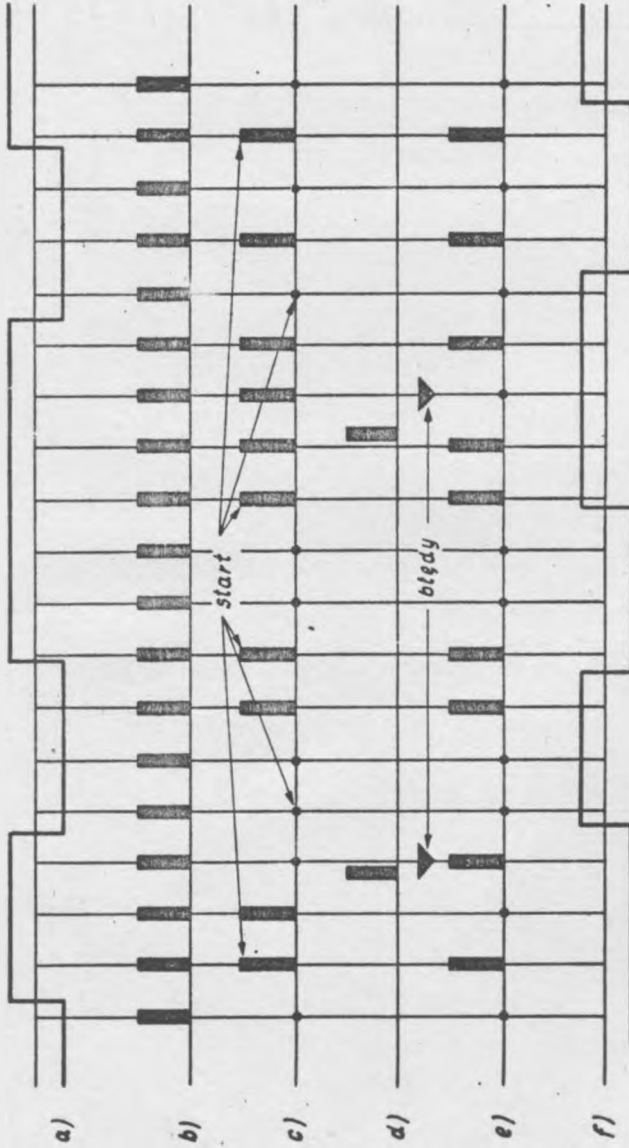
Rys. 4. Sposób przetwarzania sygnałów binarnych w metodzie "pływającego indeksu z potwierdzeniem": a/ nadawany sygnał binarny, b/ ciąg impulsów liczących, c/ impulsy próbujące, d/ bity w łączy cyfrowym /SK - kombinacje kodowe/, e/ odtworzony sygnał binarny,  $t_1$  - moment przekłamań w łączy cyfrowym /część zakreskowana - błąd w sygnale binarnym/



Rys. 5. Sposób przetwarzania sygnałów binarnych przy zastosowaniu metody "dwustanowej": a/ nadawany sygnał binarny, b/ impulsy liczące łącza cyfrowego, c/ impulsy próbkujące, d/, e/ ciągi bitów dla stanów odpowiednio "jeden" i "zero" w sygnale binarnym, f/ kombinacje kodowe w łączu cyfrowym, g/ odtworzony sygnał binarny

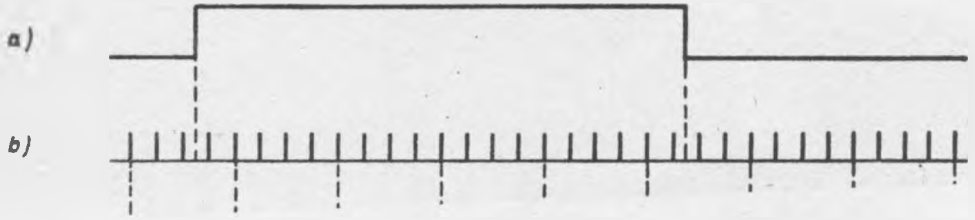


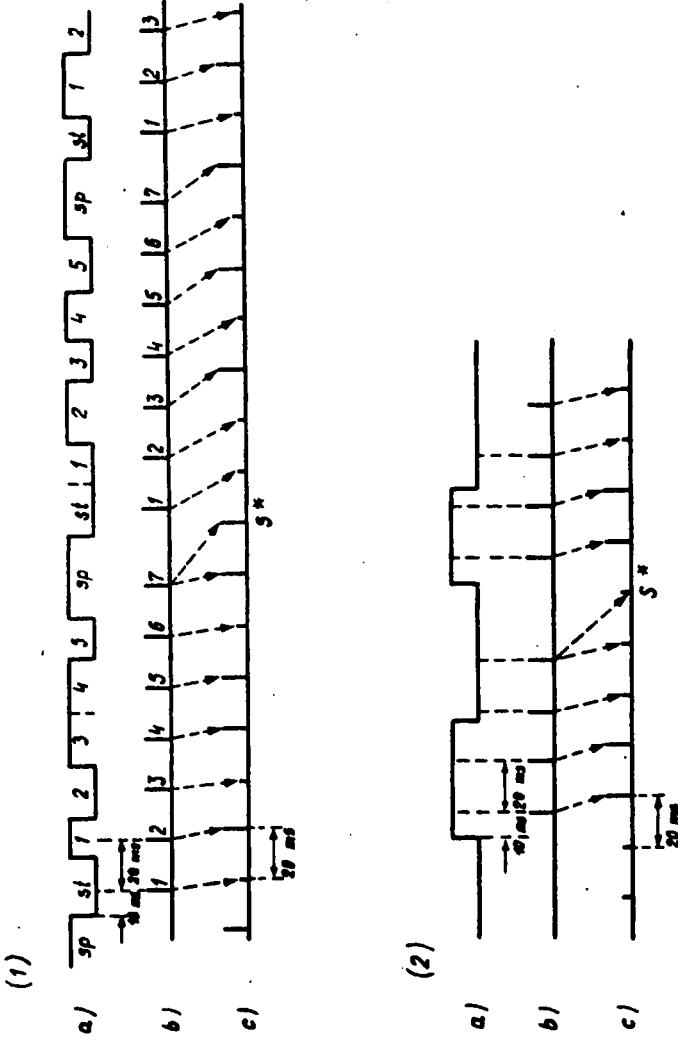
Rys. 6. Układ do pomiaru błędów przy kodowaniu momentów znamiennych modulacji za pomocą metod "ślizgowego indeksu" /IG/ oraz "pływającego indeksu z potwierdzeniem" /IFC/



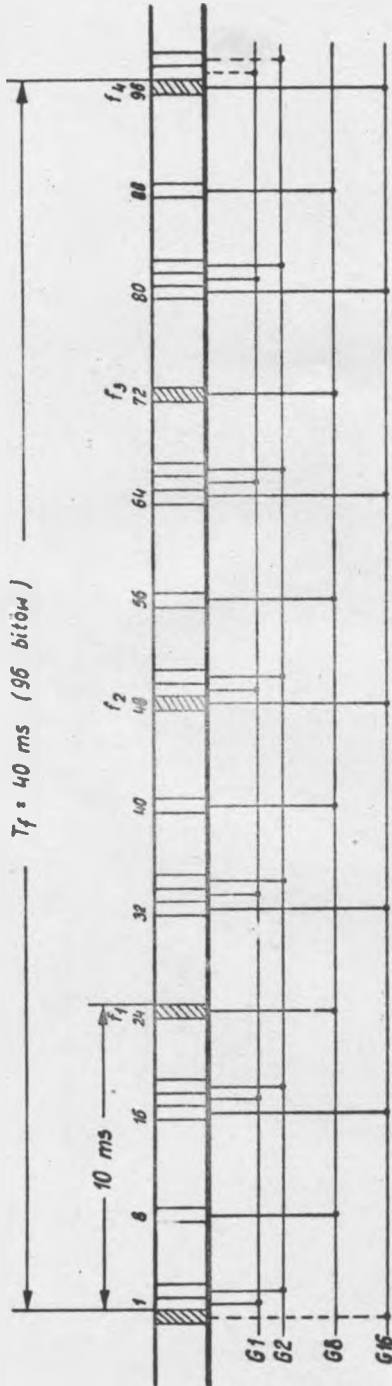
Rys. 7. Sygnały w układzie pomiarowym: a/ nadawany sygnał binarny, b/ ciąg impulsów w łączu cyfrowym o przepływności binarnej  $B_d$ , c/ sygnał cyfrowy na wyjściu kodera, d/ impulsy wytworzone przez generator błędów EG, e/ sygnał cyfrowy na wejściu dekodera, f/ odebrany sygnał binarny



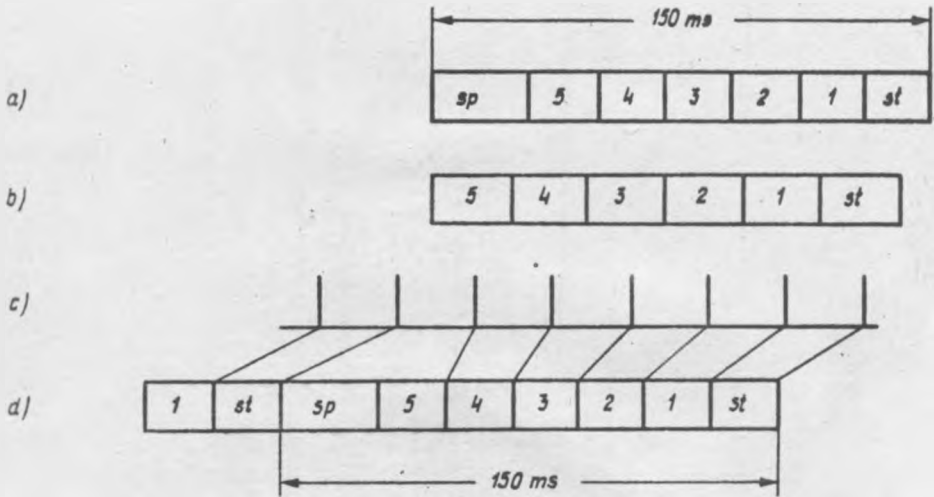




Rys. 10. Sposób przetwarzania asynchronicznego sygnału wejściowego na synchroniczny strumień bitów /system firmy KDD/: (1) konwencjonalna metoda regeneracji /przykład dla 50 bodów i kodu 7,5 -elementowego/, (2) dodatkowa metoda regeneracji /przykład dla impulsów tarczy numerowej/: a/ sygnał wejściowy, b/ impulsy próbkujące, c/ synchroniczny strumień bitów

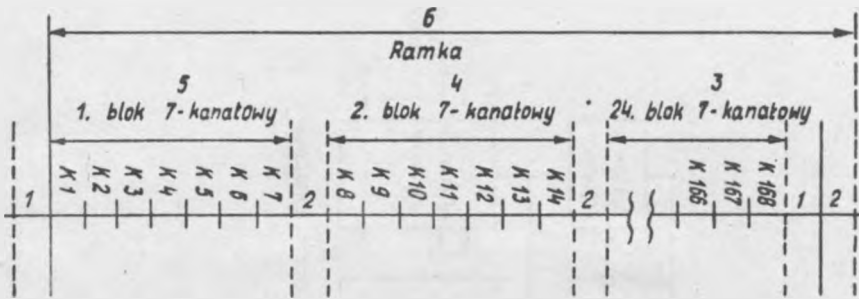


Rys. 11. Struktura ramki w multipleksie firmy KDD

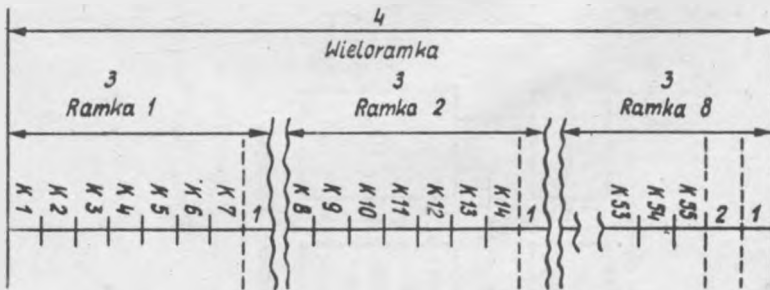


Rys. 12. Sposób przetwarzania i rekonstrukcji sygnału w systemie firmy Racal-Milgo: a/ sygnał wejściowy /50 bodów, kod 7,5-elementowy, b/ sygnał zmodyfikowany /43 bit/s/, c/ synchroniczny strumień bitów, d/ sygnał zrekonstruowany

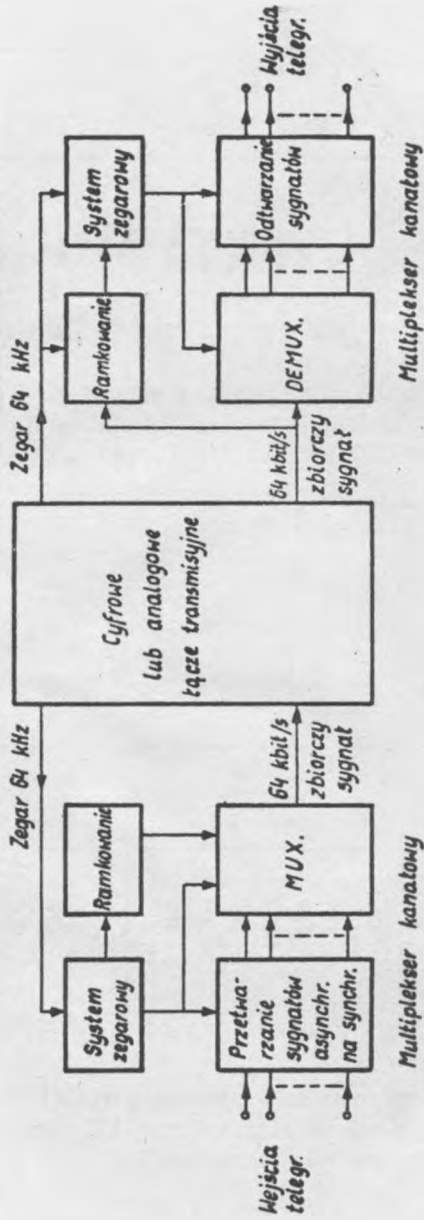




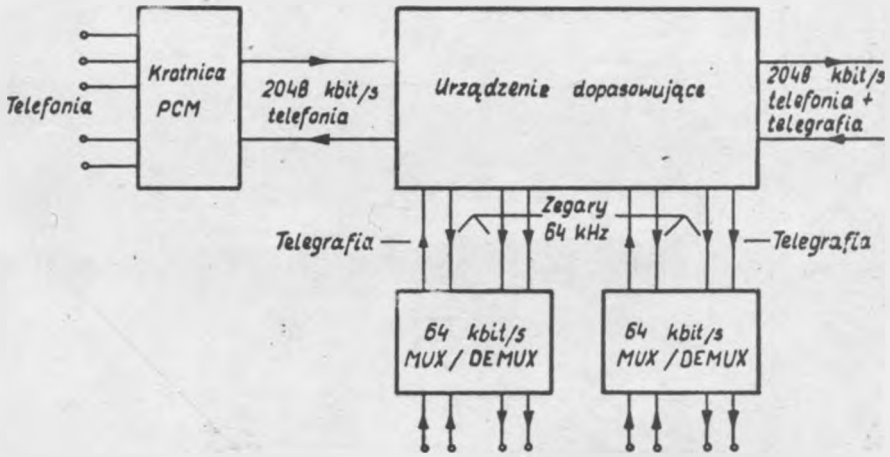
Rys. 14. Podstawowa ramka czasowa systemu MINI-T: 1 - impuls synchronizacji; 2 - impuls dodatkowy; 3 - dwudziesty czwarty blok 7-kanalowy; 4 - drugi blok 7-kanalowy; 5 - pierwszy blok 7-kanalowy; 6 - ramka; K - kanał



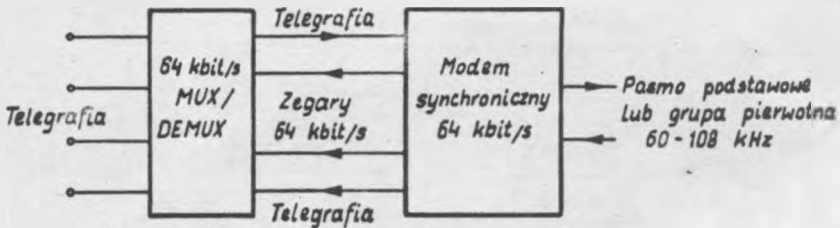
Rys. 15. Organizacja wieloramki w systemie MAXI-T: 1 - bit dodatkowy; 2 - bit synchronizacji wieloramki; 3 - ramki tego samego kanału telefonicznego; 4 - wieloramka



Rys. 16. Schemat blokowy systemu 3TR 1500

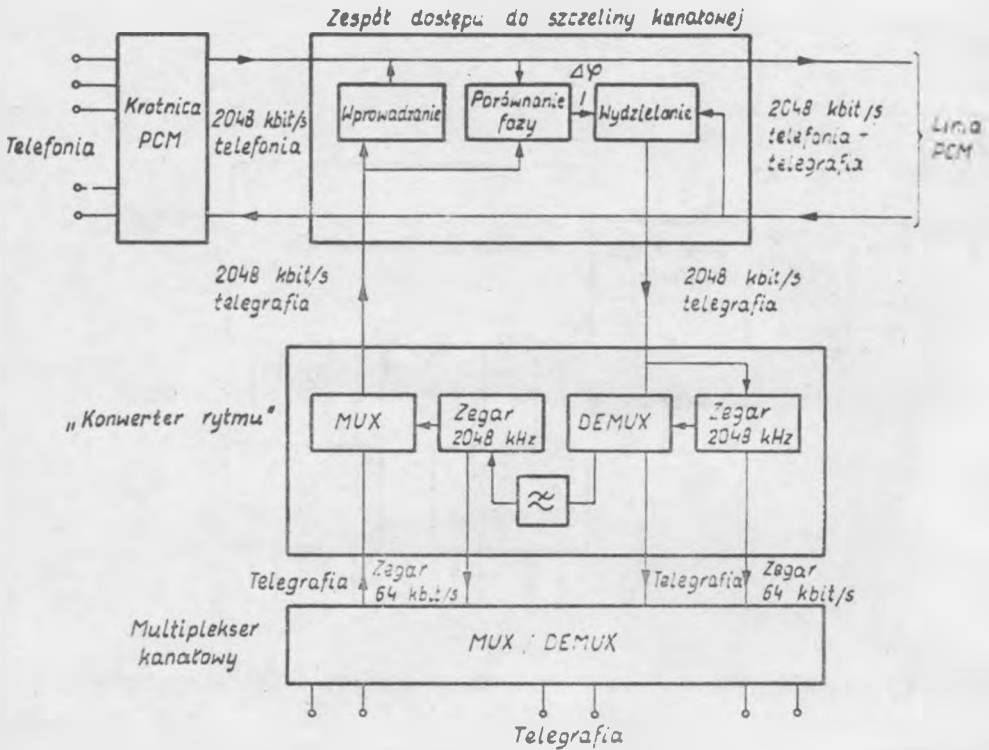


Rys. 17. Transmisja poprzez szczelinę kanałową PCM w systemie 3TR 1500

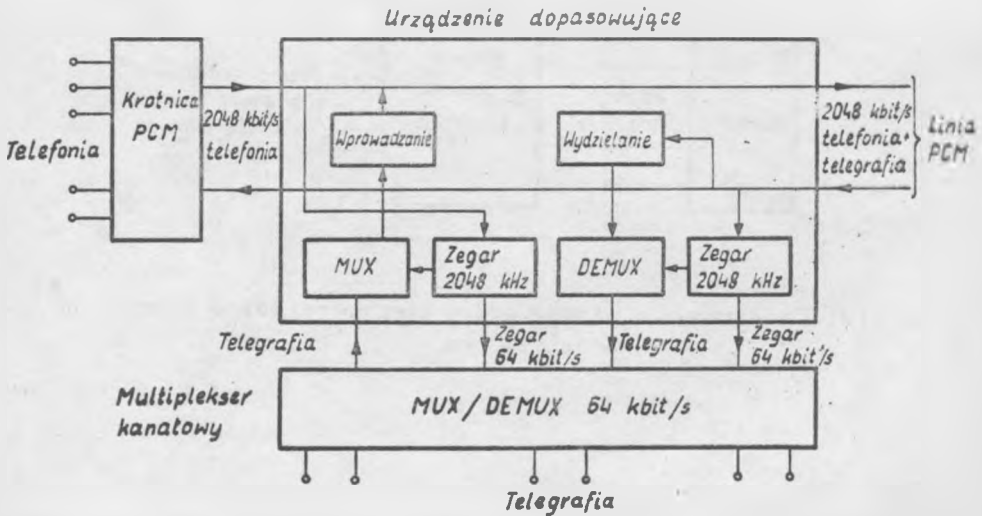


Rys. 18. Transmisja w pasmie grupy pierwotnej lub w pasmie podstawowym





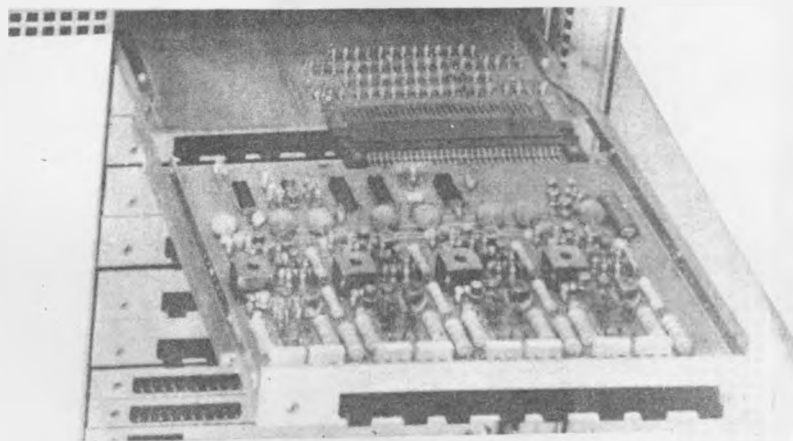
Rys. 19. Urządzenie dopasowujące pomiędzy systemem PCM i multiplexerem 64 kbit/s, oddalonym od linii PCM



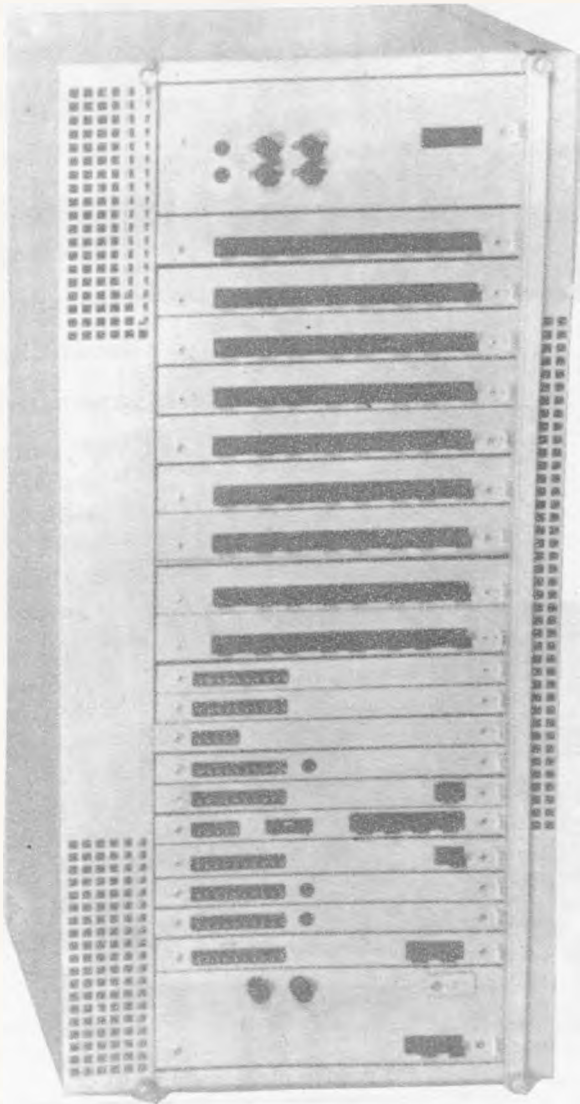
Rys. 20. Urządzenie dopasowujące pomiędzy systemem PCM i multiplexerem 64 kbit/s, znajdującym się w pobliżu linii PCM



Rys. 23. Przykładowa konfiguracja stojaka 3TR 1500



Rys. 21. Płytką drukowana urządzenia 3TR 1500



Rys. 22. Panel urządzenia 3TR 1500

