

1 9 6 9

Nr 42

INSTYTUT ŁACZNOŚCI
WARSZAWA — MIEDZESZYN

miel

PROBLEMY
ŁACZNOŚCI



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI



PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 9

WARSZAWA 1969

NR 42

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja
Problemów Łączności i Przeglądu Zagadnień Łączności

Redaktor Naczelny - prof. Zenon Szpigler

Redaktorzy działów:

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

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Egz. Nr 34

Redaktor: J. Borkowska Montaż tekstu: B. Drabik

**Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 720. Druk ukończono
w październiku 1969 r.**

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

Jerzy Artman

TRANSMISJA DANYCH STAN OBECNY I PERSPEKTYWY ROZWOJU

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wstęp	1
2. Cyfrowa postać informacji i jej elektryczne odpowiedniki	4
3. Transmisja w ośrodku o ograniczonym pasmie	13
4. Zniekształcenia w łączach transmisyjnych	28
5. Systemy transmisyjne	34
6. Zabezpieczenie transmisji przed błędami	72
7. Perspektywy rozwoju transmisji danych	78
Wykaz literatury	89

INŻYNIEROWIE I TECHNICY

zajmujący się radioelektroniką i telekomunikacją, w szczególności sprzętem i urządzeniami elektronicznymi i teletechnicznymi, układami i systemami telekomunikacyjnymi, elektroniczną techniką pomiarową oraz radiofonią i telewizją, znajdują aktualne materiały i informacje w tym zakresie w miesięczniku PRZEGLĄD TELEKOMUNIKACYJNY - organie Sekcji Elektroniki i Telekomunikacji SEP.

Oprócz publikacji artykułów naukowo-technicznych czasopismo prowadzi następujące działy:

- Przegląd wydawnictw
- Wiadomości z kraju i ze świata
- Wynalazczość - patenty - wynalazcy
- Z kroniki przemysłowej
- Z kroniki łączności
- Z annałów telekomunikacji
- Konferencje - wystawy - targi
- Z życia stowarzyszeniowego.

Prenumeratę PRZEGLĄDU TELEKOMUNIKACYJNEGO /roczną - 144 zł, półroczną - 72 zł, kwartalną - 36 zł/, jak również sprzedaż zeszytów pojedynczych, bieżących i archiwalnych prowadzi Zakład Kolportażu WCT NOT - Warszawa, ul. Mazowiecka 12, konto PKO nr 1-9-121697, tel. 26-80-16.

Członkowie sn-t NOT, nauczyciele i studenci korzystają z prenumeraty ulgowej /rabat 33%/.

Adres redakcji: Warszawa, ul. Barbary 2, tel. 28-71-70.

Jerzy Artman

TRANSMISJA DANYCH

STAN OBECNY I PERSPEKTYWY ROZWOJU

1. WSTĘP

We współczesnym świecie obserwujemy bardzo intensywne zmiany zachodzące z taką zadziwiającą szybkością, że trudno tu mówić o normalnym ewolucyjnym rozwoju. W latach 1945-1955 obserwujemy pojawienie się wielu ważnych wynalazków, a między innymi maszyn cyfrowych. Ich rozwój od samego początku był bardzo intensywny i wydaje się, że nie osiągnął jeszcze szczytu. Rozwój maszyn cyfrowych spowodował powstanie nowej dziedziny - automatycznego przetwarzania danych oraz w związku z tym transmisji danych.

Automatyczne przetwarzanie danych jest dziedziną, która wykazuje niewiarygodne wprost tempo wzrostu wynoszące ok. 25% rocznie (tzn. dziesięciokrotny wzrost w ciągu dziesięciu lat), często określane mianem "rewolucji cybernetycznej". Najbardziej przekonującym wytłumaczeniem tego tempa rozwoju jest obserwowane w każdej dziedzinie zjawisko, które można by nazwać "eksplozją informacji". Szybkość bowiem ukazywania się nowych informacji w postaci czasopism, książek i nowych opracowań znacznie przekroczyła możliwość przyjmowania ich przez odbiorców. Dotyczy to w szczególności nauk ścisłych i tech-

nicznych. Zarządzanie finansami i księgowość równie wymagają znacznie więcej informacji niż kilkadziesiąt lat temu. Wymienione zjawisko wymaga stworzenia możliwości magazynowania, przetwarzania i przekazywania coraz to większej ilości informacji.

Zagadnieniem, którym zajmiemy się w tym opracowaniu, jest przekazywanie informacji między ośrodkami magazynowania i przetwarzania danych oraz między tymi ośrodkami a ludźmi. Zdalne korzystanie z usług tych ośrodków oraz przesyłanie informacji między ośrodkami przetwarzania danych prowadzi do konieczności tworzenia odpowiednich łączy telekomunikacyjnych pozwalających na transmisję informacji w postaci możliwej do przyjęcia przez maszyny matematyczne, a więc w postaci cyfrowej.

Problem transmisji sygnałów cyfrowych powstał w przeszłości w związku z rozwojem telegrafii i został dokładnie pod tym kątem przestudiowany. A zatem nie jest on zagadnieniem nowym w dziedzinie telekomunikacji. Nowoczesna transmisja danych może być więc uważana jako następczyni transmisji telegraficznej. Główne różnice między nimi polegają na tendencjach rozwojowych występujących w transmisji danych w kierunku coraz to większych prędkości przekazywania informacji, lepszej niż w telegrafii wierności transmisji oraz potrzebie istnienia bardziej rozgałęzionej sieci łączy komutowanych.

Istniejąca sieć telegraficzna nie mogła sprostać zadaniom stawianym przez transmisję danych, wobec czego zaczęto zastanawiać się nad innymi możliwościami technicznymi. Najbardziej atrakcyjne wydawało się wykorzystanie

istniejącej sieci telefonicznej, która co prawda służy do przekazywania innego rodzaju sygnałów, lecz po odpowiedniej adaptacji mogłaby służyć również do przekazywania sygnałów cyfrowych. Niewątpliwą bowiem zaletą sieci telefonicznej z punktu widzenia jej przydatności dla transmisji danych jest duża ilość punktów dostępności oraz rozległe możliwości komutacyjne.

Tak więc, rozwój transmisji danych poszedł w kierunku, który można by nazwać atakiem na kanał telefoniczny. Pierwotnie zaprojektowany kanał transmisyjny sygnałów analogowych zaczęto przystosowywać dla celów transmisji cyfrowej. Jasną jest rzeczą, że efektywne wykorzystanie już istniejących urządzeń wchodzących w skład kanału analogowego wymaga dogłębnego zrozumienia zagadnień zarówno transmisji analogowej, jak i cyfrowej.

Celem niniejszego opracowania jest przedstawienie stanu obecnego transmisji sygnałów cyfrowych poprzez kanał analogowy w możliwie zwięzłej formie, na jaką pozwala objętość niniejszego zeszytu. Oprócz zagadnień transmisji sygnałów zostaną omówione krótko stosowane metody zabezpieczenia transmisji przed błędami. Wreszcie, zostaną pokazane zarysowujące się perspektywy rozwoju transmisji danych na tle ogólnych tendencji rozwojowych w dziedzinie teletransmisji.

Chciałbym tu podkreślić, że niniejsze opracowanie nie obejmuje opisów konkretnych istniejących urządzeń, bowiem informacje na ten temat można znaleźć w prospektach firmowych i artykułach poświęconych opisom produkowanych urządzeń. Również nie będą omówione szczegółowo

zalecenia i normy międzynarodowe. Transmisja danych zostanie przedstawiona w sposób problemowy, pozwalający z większym zrozumieniem studiować opisy firmowe jak i zalecenia oraz normy techniczne.

2. CYFROWA POSTAĆ INFORMACJI I JEJ ELEKTRYCZNE ODPOWIEDNIKI

Wymiana informacji między ludźmi odbywa się za pomocą umownych dźwięków mowy lub pisanych umownych znaków, które są zrozumiałe w określonym środowisku i nazywają się "językiem". Informacja wyrażona za pomocą takich dźwięków lub znaków posiada postać, którą określa się jako dyskretną.

Informacje otrzymywane z pomiarów wielkości fizycznych zmieniających się w sposób ciągły, takich jak np. długość, ciśnienie, kąt, mają charakter ciągły. Można je przedstawić za pomocą innych wielkości, takich jak prąd czy napięcie elektryczne, czy też odchylenie mechaniczne sprężyny, zmieniających się również w sposób ciągły. Wielkości te nazywane są analogowymi, a reprezentowana przez nie informacja posiada postać analogową. Jeśli wymiana informacji odbywa się wewnątrz określonego systemu urządzeń, wówczas może ona pozostać w postaci ciągłej-analogowej. Odczyt takiej informacji przez człowieka wymaga jednakże zamiany informacji z postaci analogowej na postać dyskretną według określonej skali cyfrowej.

Z punktu widzenia transmisji danych będziemy rozwa-

zać transmisję informacji o postaci dyskretnej zakładając, że zamiana z postaci analogowej na dyskretną, czyli była potrzebna, nastąpiła poza systemem transmisyjnym. Dla określenia tego, że informacja ma postać dyskretną używa się także terminu "informacja cyfrowa" bez względu na to, czy jest to związane z określonym systemem liczbowym, czy też nie. Wyrażenie informacji w postaci cyfrowej odbywa się za pomocą zbioru symboli, przy czym najmniejsza liczba różnych symboli może być równa 2.

Mając do dyspozycji dwa różne symbole umiemy wyrazić tylko dwa różne zdarzenia. Przy wyborze symboli występujących w elemencie informacyjnym można kierować się różnymi kryteriami. Mogą one mieć np. różną postać, różne położenie w przestrzeni lub różny czas trwania.

Wyobraźmy sobie, że informacja cyfrowa, którą chcemy wyrazić, złożona jest z elementów, a każdy z nich może przyjmować ilość stanów odpowiadającą ilości symboli. Tak więc, mając do dyspozycji n symboli oraz przyjmując, że informacja złożona jest z m elementów, otrzymujemy n^m różnych kombinacji, z których każda może być użyta dla wyrażenia jednego z n^m różnych zdarzeń. Grupa n -elementowa nazywana jest słowem lub znakiem. Zbiór wszystkich słów lub znaków używanych do wyrażenia informacji nosi nazwę kodu. Jeśli element informacji przybiera tylko dwa różne stany oznaczone symbolicznie 0 i 1, wtedy postać wyrażonej informacji cyfrowej nazywa się postacią binarną. Taki element nazywany jest "bitem" informacji. Transmisję informacji przedstawioną w formie binarnej nazywamy transmisją binarną.

Dla określenia szybkości transmisji używa się terminu "bod". Bod odpowiada ilości elementów informacji przekazywanych w ciągu sekundy. W szczególnym przypadku transmisji binarnej ilość bodów odpowiada ilości przekazywanych bitów na sekundę.

Transmisja elementów informacji może następować kolejno po sobie, tzn. w danym momencie przekazywany jest tylko jeden element lub też kilka elementów może być transmitowanych jednocześnie. W pierwszym przypadku mamy do czynienia z transmisją szeregową, a w drugim z transmisją równoległą. Zwykle grupa elementów przekazywanych jednocześnie stanowi słowo lub znak.

Wyrażenie informacji w postaci cyfrowej wymaga odpowiedniego umownego rozmieszczenia jej elementów w czasie lub w przestrzeni. Jest to niezbędne, ponieważ w przeciwnym przypadku nie byłaby możliwa ich identyfikacja. W przypadku informacji drukowanej czy też perforowanej na taśmie lub karcie elementy są od siebie izolowane przestrzennie. Zasada separacji elementów musi być również zachowana podczas transmisji, a odbiornik powinien znać przyjętą zasadę, aby móc odbierać i identyfikować poszczególne elementy informacji.

Pierwszą zasadą separacji elementów przesyłanych szeregowo jest umowne rozmieszczenie elementów w czasie, tj. podział skali czasu na umowne odcinki o określonej długości, w których zawarte są elementy przesyłanej informacji. Jeśli odbiornik zna podział skali czasu przyjęty przez nadajnik i potrafi się do niego dopasować, wówczas możliwy jest odbiór elementów informacji. Taka

zasada transmisji nosi nazwę transmisji synchronicznej, a czynność dopasowania przez odbiornik własnej skali czasu do skali czasu narzuconej przez nadajnik czynnością synchronizacji w ramach odbieranych elementów.

Druga zasada separacji oparta jest nie na ustalonym rozmieszczeniu elementów w czasie, lecz na użyciu specjalnego symbolu, który zapewnia to, że żadne dwa kolejne elementy nie są identyczne. Jeśli odbiornik zna ten dodatkowy symbol, wówczas możliwy jest odbiór bez ustalania rozmieszczenia elementów w czasie. Taka zasada nazywa się asynchroniczną, a transmisja szeregową opartą na niej - transmisją asynchroniczną. Należy zwrócić uwagę, że zasada asynchroniczna wymaga do wyrażenia informacji najmniej trzech symboli, z których jeden musi być użyty dla wskazania powtórzenia poprzedniego symbolu. Zapewnia to, że każdy kolejny symbol różni się od poprzedzającego.

Zasada mieszana, oparta na dwóch wyżej omówionych, jest powszechnie stosowana w systemach telegraficznych pod nazwą Start-Stop. Określony podział w skali czasu jest tu stosowany do pewnej grupy elementów informacji, która zwykle tworzy znak. Każda grupa poprzedzona jest zmianą symbolu "Stop" nadawanego w czasie przerwy w nadawaniu informacji na symbol "Start". W ten sposób zasada synchronicznego nadawania i odbioru kolejnych elementów jest zachowana w obrębie znaku, natomiast znaki nadawane są zgodnie z zasadą asynchroniczną.

Oprócz możliwości rozeznawania elementów odbieranej informacji, niezbędne jest w transmisji szeregowej ro-

zeczawanie grupy elementów (odbiornik musi rozpoznać początek i koniec każdej grupy). Metoda synchronizacji, która to zapewnia, nazywa się synchronizacją w ramach słowa lub znaku. Przykładem asynchronicznej metody rozwiązania tego problemu jest wzmiankowana wyżej zasada synchronizacji "Start-Stop". Jednakże należy podkreślić, że użycie dodatkowych elementów powoduje niepotrzebną stratę czasu i zmniejsza skuteczność systemu transmisyjnego. W systemach transmisyjnych synchronicznych zezawanie początku i końca umownej grupy elementów odbywa się zwykle przez nadawanie na początku każdego сеанsu transmisyjnego określonej sekwencji znaków, która jest znana odbiornikowi. Na tej podstawie odbiornik może ustalić synchronizm z nadajnikiem w ramach umownej grupy złożonej z ustalonej ilości elementów. Ten rodzaj synchronizacji jest oczywiście możliwy do przeprowadzenia tylko wtedy, gdy ilość elementów w umownej grupie jest niezmienna w czasie transmisji. Synchronizacja w ramach słowa lub znaku może być również osiągnięta przez zastosowanie specjalnego kodu o właściwościach samosynchronizujących [8], [12].

W transmisji równoległej elementy nadawane jednocześnie są odseparowane przez transmisję oddzielnymi kanałami. Zagadnienie synchronizacji elementowej i znakowej może być rozważane w każdym z tych kanałów w taki sposób, jak dla transmisji szeregowej.

Informacja cyfrowa może być przedstawiona za pomocą sygnałów elektrycznych w bardzo różny sposób. Wszystkie te sposoby mają jedną wspólną cechę, polegającą na przy-

porządkowaniu symbolom występującym w elementach informacji cyfrowej określonych zakresów wielkości funkcji prądu lub napięcia, zmieniających się w sposób ciągły. Najprostszym przyporządkowaniem jest przebieg prądu lub napięcia przybierający w przedziałach czasowych, odpowiadających elementom informacji, tyle różnych możliwych wielkości, ile różnych symboli stosuje się dla wyrażenia informacji cyfrowej.

W przypadku synchronicznej transmisji binarnej będzie to przebieg przedstawiony na rys. 1^{x)}. Binarny stan "0" jest reprezentowany przez brak prądu (napięcia), natomiast binarny stan "1" określoną wartością prądu (napięcia). Taki sygnał w nomenklaturze telegraficznej nazywany jest manipulacją wartością prądu (napięcia). Odbiornik po ustaleniu skali czasu zgodnej z nadajnikiem, podejmuje decyzję o tym, jakie stany były nadane w kolejnych odbieranych przedziałach czasowych. Odbywa się to przez próbkowanie odebranego przebiegu elektrycznego w środku każdego przedziału czasowego. Jeśli wielkość odebranej amplitudy leży w zakresie między połową a pełną jej wartością, wówczas odbiornik przyjmuje, że nadany został symbol "1". Jeśli natomiast amplituda odebranego sygnału jest mniejsza od połowy jej pełnej wartości, odbiornik kwalifikuje ją jako symbol "0". Wartość prądu równa połowie pełnej amplitudy odbieranego sygnału nazywa się progmem decyzji.

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

Innym często spotykanym rodzajem sygnału, stosowanym dla transmisji binarnej, jest przebieg pokazany na rys. 2. Różni się on od wyżej omówionego tym, że wielkością analogową jest tu nie wartość prądu lub napięcia, a jego kierunek. Wielkości sygnału w obydwu kierunkach są jednakowe. Próg decyzji jest w tym przypadku ustawiony przy amplitudzie sygnału równej 0.

Sygnały przedstawione na rys. 1 i 2 charakteryzują się tym, że w przypadku powtórzenia symbolu w następnym elemencie nie następuje żadna zmiana sygnału. Dla zastosowań, w których pożądanym jest oddzielenie elementów sygnału stosuje się odmienny rodzaj przebiegów, tzw. sygnał "z powrotem do zera". W takim przypadku binarny stan "1" reprezentuje impuls prądu lub napięcia o czasie trwania krótszym od przedziału czasowego elementu informacji. Przykładowy przebieg takiego sygnału pokazany jest na rys. 3.

Inny sygnał "z powrotem do zera" charakteryzuje się tym, że obydwa stany "0" i "1" są wyrażane impulsami, lecz o przeciwnej polaryzacji. W tym ostatnim przypadku sygnał o amplitudzie zero występujący między impulsami może być traktowany jako trzeci symbol oddzielający symbole niesące informację. Sygnał o takiej postaci nadaje się do transmisji asynchronicznej. Jest on pokazany na rys. 4.

Inna postać sygnału polega na przyporządkowaniu stanom binarnym "1" kolejno impulsów o polaryzacji dodatniej lub ujemnej, a stanom binarnym "0" brak impulsu. Taka postać sygnału nazywa się sygnałem bipolarnym i sto-

sowana jest tam, gdzie niezbędna jest eliminacja składowej stałej oraz składowych o małych częstotliwościach. Przykładowy przebieg pokazano na rys. 5.

Oprócz wyżej omówionych sygnałów binarnych stosuje się również np. takie, w których stan binarny "0" elementu informacji jest wyrażany zmianą amplitudy lub polaryzacji sygnału, a stan binarny "1" brakiem takiej zmiany.

Powyższe rodzaje sygnałów mogą być stosowane w transmisji binarnej. W innych rodzajach transmisji stosuje się sygnały wielopoziomowe. Sygnał wielopoziomowy wyraża informację cyfrową, w której w każdym elemencie informacji może wystąpić więcej niż dwa symbole informacyjne. W przykładzie podanym na rys. 6 mamy sygnał czteropoziomowy dla transmisji synchronicznej. W każdym przedziale czasowym odpowiadającym elementowi informacji sygnał może przybierać cztery możliwe wielkości amplitudy. Każda z tych wielkości może być wyrażona przez dwa bity, a więc cztery binarne sekwencje dwucyfrowe. Niezbędne są trzy wielkości progowe, umożliwiające odbiornikowi podejmowanie decyzji co do wielkości odebranego poziomu.

Omówione wyżej postacie sygnałów zaliczane są do tzw. sygnałów podstawowych, ponieważ przeważnie w takiej formie uzyskiwane są ze źródeł danych oraz w tej samej formie powinny być dostarczane do wyjścia danych. Przez analogię do telefonicznych sygnałów o widmie akustycznym będziemy nazywać je sygnałami naturalnymi. Mogą być one przesyłane bezpośrednio w takiej postaci lub po przetworzeniu w modulatorze.

Modulator przesuwa widmo sygnału naturalnego do zakresu

su wyższych częstotliwości. Każdy z wyżej omówionych sygnałów naturalnych może być sygnałem modulującym przebieg sinusoidalny $A \sin(\omega t + \theta)$, przy czym zmianie może ulegać amplituda, częstotliwość lub faza. Stąd wywodzą się stosowane różne metody modulacji. Na rys. 7 przedstawiono sygnał sinusoidalny, którego amplituda zmienia się zgodnie z sygnałem naturalnym pokazanym na rys. 1 (manipulacja wartości napięcia lub prądu). Zauważmy że dla przypadku, gdy sinusoidalny przebieg nośny zmienia swoją amplitudę zgodnie z sygnałem o zmiennym kierunku prądu (zmiana polaryzacji patrz rys. 2), ujemne wartości sygnału modulującego dają przesunięcie fazy fali nośnej o 180° .

Modulacja częstotliwości może odwzorować każdy z wyżej opisanych sygnałów naturalnych. Rysunek 8 ilustruje przykładowo przebieg fali nośnej modulowanej częstotliwościowo.

Zmiana fazy fali nośnej może następować co najwyżej o 180° , gdyż większy skok mógłby spowodować brak jednoznaczności decyzji po stronie odbiorczej. Na rysunku 9 pokazano binarny sygnał modulacji fazy przy skoku fazy wynoszącym 180° .

Sygnały modulowane o różnych częstotliwościach nośnych mogą być łatwo filtrowane, tak więc można je użyć do tworzenia kilku kanałów transmisyjnych w pewnym pasmie częstotliwości. Przy tym założeniu możliwa jest również transmisja kilku elementów informacji równocześnie, a więc realizacja transmisji równoległej. Oprócz modulacji przebiegu sinusoidalnego mogą mieć również zastososo-

wanie różne postacie modulacji impulsowej, jak np. modulacja położenia impulsów czy modulacja szerokości impulsu.

3. TRANSMISJA W OSRODKU O OGRANICZONYM PASMIE

3.1. Analiza widmowa sygnałów cyfrowych

Przygotowanie odpowiednich łączy do transmisji cyfrowej wymaga znajomości cech charakterystycznych sygnałów elektrycznych, które mają być przekazywane za pośrednictwem tych łączy. Najważniejszą charakterystyką sygnału jest jego widmo częstotliwości, które przy założonym przebiegu sygnału w czasie może być otrzymane za pomocą szeregu Fouriera. Jak wynika z wyżej przeprowadzonego przeglądu, stosowane sygnały mogą mieć różne postacie, więc i różne widna. Trudno jest tu mówić o jakimś uniwersalnym wyniku analizy.

Cechą wspólną wszystkich omówionych sygnałów naturalnych jest ich charakter prostokątny. Sensowną wydaje się analiza przebiegu prostokątnego regularnie powtarzających się impulsów o szerokości T i czasie repetycji T , pomimo że zdajemy sobie z tego sprawę, że taka regularność nie występuje w rzeczywistym sygnale albo występuje bardzo rzadko. Analizowany przebieg jest pokazany na rys. 10.

Zastosowanie całki Fouriera daje w wyniku funkcję czasu wyrażoną szeregiem:

$$E(t) = \frac{A}{T} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2A\tau}{T} \frac{\sin(\pi n\tau/T)}{\pi n\tau/T} \cos n\omega t \quad (1)$$

Zauważmy, że amplitudy składowych sinusoidalnych analizowanego przebiegu zmieniają się zgodnie ze współczynnikiem $\frac{\sin(\pi n\tau/T)}{\pi n\tau/T}$.

W szczególnym przypadku, gdy $\frac{\tau}{T} = \frac{1}{2}$, co odpowiada ciągowi stanów binarnych naprzemian "0" i "1", otrzymujemy szereg zawierający oprócz składowej stałej tylko harmoniczne nieparzyste:

$$E(t) = A\left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega t \dots\right) \quad (2)$$

Jeśli szerokość impulsu jest małą wielkością w porównaniu z czasem repetycji T , wówczas otrzymujemy dużą ilość składowych widma o amplitudach zmieniających się zgodnie z obwiednią $\frac{\sin \pi n\tau/T}{\pi n\tau/T}$.

Obwiednia staje się zerem dla punktów $\pi n\tau/T = \pi$, 2π ... itd. Pierwszy punkt zerowy otrzymujemy, gdy $n = T$, czyli dla częstotliwości $f = \frac{1}{T}$ (patrz rys.11). Przy stałej wielkości τ , natomiast T nieskończenie wielkim otrzymujemy widmo ciągle pojedynczego impulsu. Wraz ze zmniejszaniem szerokości impulsu τ rośnie częstotliwość, przy której obwiednia $\frac{\sin \pi n\tau/T}{\pi n\tau/T}$ staje się zerem. Wynika stąd, że dla bardzo wąskich impulsów widmo ciągu impulsowego staje się płaskie.

Przez pominięcie składowej stałej w wyrażeniu (2) otrzymuje się widmo sygnału naturalnego o zmiennej polary-

zacji odwzorowującego informację złożoną z naprzemian występujących elementów "0" i "1".

Sygnały "z powrotem do zera" zajmują oczywiście szersze pasmo od sygnałów wyrażonych wzorem (2), ponieważ zawierają węższe impulsy.

Widmo przebiegu, którego okres powtarzania rośnie asymptotycznie do nieskończoności zagęszcza się i staje się widmem ciągłym pojedynczego impulsu, które oznaczymy funkcją $\hat{S}(\omega) = S(\omega)e^{j\phi(\omega)}$ o amplitudzie $S(\omega)$ i fazie $\phi(\omega)$. Amplituda składowej widma pojedynczego impulsu, o częstotliwości ω , może być otrzymana przez przemnożenie amplitudy funkcji widmowej $S(\omega)$ przez elementarną szerokość pasma $d\omega$. Sumowanie wszystkich składowych widma zawartych w pasmie $(0; \infty)$ daje rozważany przebieg jako funkcję czasu:

$$s(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \cos[\omega t + \phi(\omega)] d\omega \quad (3)$$

Jeśli oznaczymy

$$S^2(\omega) = a^2(\omega) + b^2(\omega)$$

$$\operatorname{tg} \phi(\omega) = -\frac{b(\omega)}{a(\omega)} \quad (4)$$

wówczas składowe gęstości widmowej mogą być otrzymane z zależności

$$a(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cos \omega t \, dt$$

$$b(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \sin \omega t \, dt$$
(5)

Nie wnikając w szczegóły przekształceń matematycznych podamy tu wyniki otrzymane z analizy niektórych ważniejszych impulsów z punktu widzenia zastosowań. Jako pierwszy ważny impuls prostokątny o wysokości h i czasie trwania T (patrz rys. 12). Funkcja widmowa takiego impulsu posiada postać:

$$S(\omega) = hT \frac{\sin(T\omega/2)}{T\omega/2} \quad \phi(\omega) = 0 \quad (6)$$

Wykres funkcji podany jest na rys. 13. Drugim przykładem jest impuls kosinusoidalny, którego przebieg w czasie oraz funkcja widmowa pokazane są na rys. 14. Impuls ten można wyrazić za pomocą funkcji:

$$s(t) = \begin{cases} h \cos \frac{\pi t}{T} & -\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} \\ 0 & |t| > \frac{T}{2} \end{cases} \quad (7)$$

Funkcja widmowa jest natomiast równa:

$$S(\omega) = \frac{2hT}{\pi} \frac{\pi^2 \cos(\omega T/2)}{\pi^2 - \omega^2 T^2} \quad \phi(\omega) = 0 \quad (8)$$

Trzecim przykładem z ważniejszych jest impuls o kształcie "kosinusa w kwadracie"

$$s(t) = \begin{cases} \frac{h}{2} \left(1 + \cos \frac{2\pi t}{T} \right) & -\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} \\ 0 & |t| > \frac{T}{2} \end{cases} \quad (9)$$

Funkcja widmowa takiego impulsu jest równa:

$$S(\omega) = \frac{hT}{2} \frac{8\pi^2 \sin(\omega T/2)}{\omega T (4\pi^2 - \omega^2 T^2)} \quad (10)$$

Przebieg impulsu w czasie oraz funkcja gęstości widmowej podane są na rys. 15.

Załóżmy teraz, że impuls $s(t)$ jest przyłożony do czwórnika, którego właściwości charakteryzuje przebieg amplitudy w funkcji częstotliwości $A(\omega)$ i przebieg fazy w funkcji częstotliwości $B(\omega)$. Zapytujemy, jaki będzie impuls wyjściowy $S_{wy}(t)$ będący odpowiedzią czwórnika na impuls $s(t)$. Wynik łatwo jest otrzymać, jeśli wziąć pod uwagę, że amplituda każdej składowej widma $\frac{S(\omega) d\omega}{\pi}$ jest pomnożona przez $A(\omega)$, a faza przesunięta o kąt $B(\omega)$. Otrzymujemy w ten sposób

$$S_{wy}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) A(\omega) \cos[\omega t + \phi(\omega) + B(\omega)] d\omega \quad (11)$$

Na uwagę zasługuje przypadek, gdy charakterystyka amplitudy jest stała i niezależna od częstotliwości, a przesunięcie fazowe proporcjonalne do częstotliwości. Można to wyrazić

$$A(\omega) = K \quad B(\omega) = -\omega \tau \quad (12)$$

Taki czwórnik zachowuje kształt impulsu, zostaje on tylko opóźniony w czasie o τ , ponieważ

$$S_{wy}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) K \cos [\omega(t - \tau) + \phi(\omega)] d\omega = Ks(t - \tau) \quad (13)$$

3.2. Ograniczenie pasma sygnałów naturalnych

Z analizy widmowej przebiegu prostokątnego wynika, że widmo przebiegu o takich kształtach jest złożone i zajmuje szerokie pasmo. Zachowanie wszystkich składowych widma w praktycznych systemach byłoby nieopłacalne, gdyż zmuszałoby do transmisji sygnału w kanałach o niepotrzebnie szerokim, a więc i kosztownym pasmie częstotliwości. Zachodzi pytanie, w jakim stopniu niezbędne jest zachowanie pierwotnego kształtu sygnałów lub inaczej, jak dalece widmo sygnału nadawanego może być obcięte bez nadmiernego zniekształcenia odbieranego sygnału.

Pewien obraz możliwości ograniczenia pasma może być otrzymany przez rozpatrzenie odpowiedzi idealnego filtra dolnoprzepustowego na idealny wąski impuls, którego widmo, jak wiemy z powyższych rozważań, jest płaskie. Charakterystyka idealnego filtra dolnoprzepustowego pokazana jest na rys. 16. Posiada on $A(\omega) = 1$ w zakresie częstotliwości $\omega < \omega_1$, natomiast $A(\omega) = 0$ dla $\omega > \omega_1$. Charakterystyka fazowa jest liniowa, a filtr wprowadza stałe opóźnienie τ . Dla idealnego wąskiego impulsu możemy przyjąć $S(\omega) = 1$, a $\phi(\omega) = 0$, jeśli początek osi czasu leży w środku impulsu. Odpowiedź filtra może być napisana w postaci

$$g(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_1} \cos \omega(t-l) d\omega = \frac{\omega_1 \sin \omega_1(t-l)}{\pi \omega_1(t-l)} \quad (14)$$

Jeśli będziemy odliczać czas od momentu, przy którym występuje maksymalna wartość $g(t)$, wówczas

$$g(t) = \frac{\omega_1 \sin \omega_1 t}{\pi \omega_1 t} \quad (15)$$

Otrzymany wynik pokazuje dualizm częstotliwości i czasu. Jeśli bowiem porównamy wzór (6) z otrzymanym wzorem (15), wówczas widzimy że obydwie funkcje są identyczne. W przypadku wzoru (6) mamy do czynienia z impulsem o stałej amplitudzie w określonym przedziale czasu, natomiast wzór (15) wyraża stałą funkcję widmową w określonym ograniczonym zakresie częstotliwości. Dla pierwszego przypadku otrzymaliśmy funkcję $\frac{\sin x}{x}$ jako funkcję częstotliwości, a w drugim jako funkcję czasu.

Przebieg wyrażony wzorem (15) pokazany jest na rys.17. Odpowiedź filtra dolnoprzepustowego jest równa zero, gdy $\omega_1 t = \pm n\pi$, tj. gdy $t = \pm \frac{n}{2f_1}$. Wynika stąd, że tylko w takich momentach czasu można nadawać kolejne impulsy bez obawy wzajemnej interferencji między nimi. Odległości między kolejnymi momentami są sobie równe i wynoszą $\frac{1}{2f_1}$. Taki przedział czasu nazywany jest przedziałem Nyquista. Wynika stąd, że największa możliwa szybkość nadawania impulsów poprzez idealny filtr dolnoprzepustowy bez obawy wzajemnej interferencji może być równa podwójnej częstotliwości granicznej filtra.

Rozpatrzony przypadek jest interesujący, lecz nie posiada zastosowania praktycznego, ponieważ po pierwsze istnieją poważne trudności w budowie filtra dolnoprzepustowego zbliżonego do założonego filtra idealnego, po drugie duże oscylacje odpowiedzi filtra zmuszają do nadawania impulsów z precyzyjnie stałą prędkością, gdyż w przeciwnym wypadku zaistnieją trudności z poprawnym odbiorem.

Duży wkład w rozwiązanie problemów dotyczących stłumienia interferencji międzysymbolicznej, tak bowiem nazywane jest zakłócenie sygnału przedstawiającego określony element informacji przez sygnały, które wystąpiły przed nim w ośrodku o ograniczonym pasmie, wniósł swoimi pracami Nyquist. Sformułował on kilka podstawowych twierdzeń dotyczących charakterystyk transmisji ośrodka transmisyjnego przy założeniu określonych kryteriów przebiegu odpowiedzi ośrodka na przyłożony idealny wąski impuls.

Pierwsze kryterium Nyquista mówi, że w przebiegu odpowiedzi na wąski impuls punkty zerowe są rozłożone w jednakowej odległości. Nyquist dowiódł, że kryterium to jest spełnione nie tylko przez filtr dolnoprzepustowy idealny, lecz również przez filtr zmodyfikowany. Modyfikacja polega na dodaniu do funkcji transmitancji filtra idealnego, funkcji spełniającej warunek symetrii względem częstotliwości granicznej ω_1 . Jeśli $Y_1(\omega)$ jest rzeczywistą funkcją transmitancji dodanej do funkcji $A(\omega)$ filtra idealnego, to warunek symetrii może być napisany:

$$Y_1(\omega_1 - x) = -Y_1(\omega_1 + x) \quad 0 < x < \omega_1 \quad (15)$$

Wobec tego transmitancja filtru zmodyfikowanego będzie miała postać

$$Y(\omega) = \begin{cases} 1 + Y_1(\omega) & (\omega) < \omega_1 \\ Y_1(\omega) & \omega_1 < \omega < 2\omega_1 \end{cases} \quad (17)$$

Wynik rozważań może być uogólniony na funkcję o liniowym przesunięciu fazy lub na funkcje, dla których dana część urojona spełnia warunek

$$Y_2(\omega_1 - x) = Y_2(\omega_1 + x) \quad (18)$$

Istnieje bardzo duże funkcji spełniających wymieniony warunek symetrii i zachowujących przejścia przez zero odpowiedzi idealnego filtru dolnoprzepustowego. Jedną z nich jest funkcja o kształcie "kosinusa w kwadracie".

$$Y(\omega) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi\omega}{2\omega_1} \right) \quad (19)$$

Drugie kryterium Nyquista dotyczy usunięcia interferencji międzysymbolicznej w momentach skali czasu leżących w środku między sąsiednimi impulsami sygnału. Funkcja transmitancji odpowiadająca temu kryterium posiada postać:

$$Y(\omega) = \begin{cases} \cos \frac{\pi\omega}{2\omega_1} & 0 < \omega < \omega_1 \\ 0 & \omega > \omega_1 \end{cases} \quad (20)$$

Odpowiedź układu o takiej charakterystyce na impuls idealny będzie równa zero dla wszystkich nieparzystych wielokrotności $\frac{\pi}{2\omega_1}$ za wyjątkiem dwóch występujących w momentach $t = \pm \frac{1}{4f_1}$. Dla tych dwóch momentów odpowiedź przyjmuje wielkość równą f_1 . Tak więc, jeśli będziemy próbować odpowiedź układu na ciąg impulsów nadawanych z prędkością $2f_1$ w środku między sąsiednimi impulsami, to otrzymamy wielkość równą f_1 pomnożoną przez sumę względnych wielkości dwóch sąsiednich impulsów. W przypadku transmisji binarnej otrzymamy sumy względnych wielkości równe 0 lub 1 zależnie od tego, czy sąsiednie impulsy są zerami, zerem i jedynką lub jedynkami. Odpowiedzi na inne impulsy są w tych momentach równe zeru.

Ponieważ transmitancja wyrażona wzorem (20) posiada wielkość zero dla częstotliwości ω_1 , nie jest możliwe nadawanie sygnałów z prędkością $2f_1$. Właściwość braku interferencji międzysymbolicznej w momentach leżących w środku między nadawanymi impulsami może być zachowana przez zmodyfikowanie transmitancji wyrażonej wzorem (20) dodatkową funkcją transmitancji, spełniającą symetrię parzystą względem częstotliwości ω_1 .

$$Y_1(\omega_1 - x) = Y_1(\omega_1 + x) \quad (21)$$

Zagadnieniem istotnym jest możliwość spełnienia obydwóch wyżej wspomnianych wymagań Nyquista, tj. usunięcie interferencji zarówno w punktach osi czasu odpowiadających szczytowym wartością odpowiedzi, jak i w momentach przejściowych, leżących w środku między wartościami szczytowymi. Łatwo udowodnić, że transmitancja spełniająca obydwa wymagania jest funkcją o kształcie "kosinusa w kwadracie". Należy tu jednak zaznaczyć, że za spełnienie obydwóch wymagań płacimy podwojeniem pasma częstotliwości. Ponieważ odpowiedź filtru o transmitancji (19) posiada znacznie mniejsze i szybciej zanikające oscylacje niż odpowiedź filtru idealnego, można dopuścić łagodniejsze wymagania dotyczące tolerancji wahań momentów próbkowania.

Omówione wyżej kryteria Nyquista posiadają dużą wagę dla praktycznych zastosowań. Ze względu jednakże na szczupłe ramy tego opracowania nie możemy podać dokładnego ich uzasadnienia oraz zmuszeni jesteśmy pominąć inne również ciekawe rozważania podane przez Nyquista na temat transmisji impulsowej.

Dotychczasowe rozważania na temat wpływu ograniczenia pasma prowadzone były przy oddziaływaniu na ośrodek transmisyjny impulsem idealnym o równomiernej gęstości widmowej. W praktyce szerokość impulsu posiada wartość określoną i daleką od załóżonego ideału. Dlatego przed czwórnikiem o właściwościach transmisyjnych omówionych wyżej należy wtrącić czwórnik kształtujący funkcję widmową impulsu tak, aby była ona jak najbardziej płaska i niezależna od częstotliwości. Ogólnie mówiąc,

jeśli żądamy na wyjściu czwórnika funkcji widmowej $Y(\omega)$ przy założonej funkcji widmowej impulsu $S(\omega)$, wówczas charakterystyka wtrąconego czwórnika powinna spełniać zależność:

$$Y_{cz}(\omega) = \frac{Y(\omega)}{S(\omega)} \quad (22)$$

3.3. Ograniczenie pasma sygnałów modulowanych AM i FM

Zastosowanie wyników otrzymanych przez Nyquista dla przypadku modulacji amplitudy nie napotyka trudności. Mogą one być zastosowane oddzielnie dla każdej ze wstęg bocznych powstających w procesie modulacji pod jednym jednakże warunkiem, że zastosowana metoda detekcji sygnału po stronie odbiorczej jest metodą synchroniczną. Metoda synchroniczna polega na przemnożeniu odbieranego przebiegu modulowanego przez przebieg sinusoidalny posiadający taką samą częstotliwość i fazę jak fala nośna przebiegu poddanego detekcji. Ten rodzaj detekcji posiada bowiem korzystną właściwość przesuwania obydwóch wstęg bocznych z powrotem do pasma naturalnego w sposób niezależny. Dzięki temu transmisję AM można potraktować jak transmisję naturalnego sygnału modulującego $s(t)$ przez czwórnik liniowy o transmitancji $\hat{Y}(\omega)$, będącej sumą transmitancji dolnej i górnej wstęgi bocznej.

$$\hat{Y}(\omega) = \hat{Y}_d(\omega) + \hat{Y}_g(\omega) \quad (23)$$

Wpływa stąd wniosek, że jeśli warunki dla różnych kryteriów Nyquista będą spełnione przez obydwie składo-

we transmitancji, wówczas będą spełnione i przez ich sumę.

Na rysunku 18 przedstawiono prostokątne pasmo odpowiadające transmisji sygnału naturalnego przez idealny filtr dolnoprzepustowy. Odpowiedź filtru o takiej transmitancji na przyłożony przebieg modulowany sygnałem naturalnym $s(t)$ daje na skali czasu równo rozłożone przejścia przez zero, zgodnie z pierwszym kryterium Nyquista. Podobnie jak dla sygnału naturalnego możemy modyfikować charakterystykę dla każdej wstęgi bocznej dając jej przebieg pokazany na rys. 19. Ponadto, ponieważ udział dwóch wstęg bocznych w odzyskanym przebiegu naturalnym jest identyczny, możemy wprowadzić modyfikację uzupełniającą, która polega na częściowym stłumieniu jednej ze wstęg bocznych przy jednoczesnej resztkowej transmisji drugiej wstęgi. Ten sposób transmisji zwany jest systemem z resztkową wstęgą boczną. Charakterystykę transmitancji dla tego sposobu transmisji pokazano na rys. 20. Charakterystyka ta może odpowiadać wymaganiom stawianym przez kryteria Nyquista. Przedstawione wyżej koncepcje formowania widna transmitowanego sygnału modulowanego AM są podstawą wielu systemów nośnych transmisji danych.

Efekt ograniczania pasma sygnału FM jest trudniejszy do oceny. Przyczyną tego efektu jest nieliniowa zależność między chwilową częstotliwością przebiegu a pasmem przepustowym. Przybliżone rozwiązanie problemu transmisji binarnej zaproponował Sunde. Pozwala ono ocenić wymagane pasmo dające w efekcie odpowiedź zgodną z pierwszym kryterium Nyquista. W metodzie Sundego zakłada się,

że generator binarnych przebiegów FM złożony jest z dwóch oscylatorów, z których jeden generuje przebieg o częstotliwości odpowiadającej symbolowi "0", a drugi symbolowi "1". Przebiegi te są włączane przełącznikiem na czwórnik kształtujący, zgodnie z sekwencją stanów nadawanej informacji cyfrowej. Zadaniem czwórnik kształtującego jest tak uformować widmo sygnałów, aby ewentualna interferencja międzysymboliczna została stłumiona w momentach próbkowania częstotliwości chwilowej, tj. w środku przedziału czasowego odpowiadającemu elementowi nadawanej informacji. Oznaczmy przez T czas trwania elementu nadawania informacji, a częstotliwości generatorów przez $\omega_c + \omega_d$ i $\omega_c - \omega_d$. Częstotliwość środkowa będzie wtedy równa ω_c , a dewiacja częstotliwości między stanem binarnym "0" i "1" $2\omega_d$. Rozważanie Sundego narzuca warunek $\omega_d T = \pi$. Oznacza to zmianę fazy podczas przedziału o stanie "0" różniącą się od zmiany fazy podczas przedziału "1" o $2\omega_d T$, czyli o 360° . Jeśli więc faza przebiegu jest ciągła przy jednym stanie przejściowym, to ciągłość zostanie zachowana również i przy pozostałych stanach przejściowych. W środku przedziału, który odpowiada elementowi informacji, oscylatory dają przebiegi o różnicy faz równej 180° . Przy tym założeniu długości elementów powinny być równe odwrotności różnicy częstotliwości. W elemencie o stanie "0" mamy o jeden cykl więcej niż w elemencie o stanie "1". Przebiegi o zmiennej częstotliwości, przy spełnionych powyższych założeniach można analizować tak jak przebiegi AM. Dla przykładu rozpatrzmy widmo impulsu przejścia ze stanu "0" do stanu "1". Jak

wynika z rys. 21 taki sygnał można rozłożyć na trzy składowe: 1) składową sinusoidalną ciągłą o częstotliwości f_0 wyrażającą stan "0", 2) składową będącą prostokątnym impulsem AM o częstotliwości f_0 , lecz o fazie przeciwnej do fazy składowej 1 i 3) składową będącą prostokątnym impulsem AM o częstotliwości f_1 wyrażającej stan "1".

Widmo pierwszej składowej jest linią spektralną, zaś widma drugiej i trzeciej składowej są zilustrowane na rys. 22. Można udowodnić, że widmo impulsu przesunięcia częstotliwości może być rozważane jako suma dwóch widm rozważanych impulsów składowych. Należy przy tym zauważyć, że widmo to jest dwukrotnie szersze od widma impulsu AM i posiada mniejsze oscylacje.

Nie wnikając w szczegóły rozważań analitycznych podamy dwa przykłady rozwiązania charakterystyki transmitancji czwórnik kształtującego, dającego na wyjściu przebieg odpowiadający pierwszemu kryterium Nyquista. Przykład podany na rys. 23 podaje charakterystykę korekcji niezbędną dla otrzymania widma prostokątnego. Korekcja jest niezbędna w celu uzyskania widma płaskiego. Linią przerywaną podano, w celu porównania, charakterystykę korekcji dla przypadku AM. Rysunek 24 pokazuje natomiast charakterystykę korekcji wymaganą dla otrzymania widma o charakterystyce "kosinusa w kwadracie". I tu również wykreślono linią przerywaną charakterystykę korekcji dla przypadku AM. W obydwóch przypadkach wymagana korekcja jest mniejsza dla modulacji częstotliwości. Jest to zrozumiałe, ponieważ widmo zmiany częstotliwości jest bar-

dziej płaskie niż widmo impulsu o pojedynczej częstotliwości.

Z rozważań podanych przez Sundego wynika, że binarna transmisja FM nie wymaga szerszego pasma, niż binarna transmisja AM przy jednakowej prędkości transmisji w bit/s. Jednakże wniosek ten należy uzupełnić stwierdzeniem, że sygnał otrzymany z filtru kształtującego nie posiada stałej amplitudy w czasie. Jest to wobec tego nie tylko sygnał FM, lecz sygnał mieszany AM-FM. Można z niego otrzymać czysty sygnał FM, lecz kosztem poszerzenia pasma. Jeśli więc kanał transmisyjny przenosi co najwyżej minimalne widmo otrzymane z czwórnika kształtującego, to jedynym rozwiązaniem jest transmisja sygnału mieszanego AM-FM.

4. ZNIEKSZTAŁCENIA W ŁĄCZACH TRANSMISYJNYCH

Jak już zaznaczono we wstępie do niniejszego opracowania, rozwój transmisji danych poszedł w kierunku adaptacji kanałów w istniejącej sieci telekomunikacyjnej. Obecnie wykorzystywane są przeważnie kanały telefoniczne o nominalnym pasmie od 300 Hz do 3400 Hz. Są to w głównej mierze kanały utworzone w sieci przewodowej. Spotykane są tam kanały telefoniczne systemów naturalnych lub telefonii nośnej opartej na podziale częstotliwościowym.

Przejście sygnału transmisji danych przez te kanały może być przyczyną zniekształceń, które wpływają na błędny odbiór informacji. Zniekształcenia powinny być jak najmniejsze i w miarę możliwości powinniśmy umieć im przeciwdziałać dostępnymi środkami technicznymi.

Przyczyną zniekształceń mogą być albo charakterystyki kanału w stanie ustalonym, albo zmiany właściwości transmisyjnych, występujące w sposób przypadkowy i dające się uchwycić jedynie statystycznie. Mogą również wystąpić interferencje, pochodzące z obcych źródeł o charakterze ustalonym lub przypadkowym.

Pierwszy rodzaj zniekształceń o charakterze ustalonym wynika z właściwości charakterystyk tłumieniowych kanałów. Przebieg tych charakterystyk jest różny i uzależniony od parametrów technicznych kanału. Nierównomierność charakterystyki tłumieniowej prowadzi do zmiany widma transmitowanego sygnału. Możemy temu przeciwdziałać, w przypadkach, gdy nierównomierność nie jest zbyt duża, przez stosowanie korektorów tłumieniowych. Korekcja nie jest możliwa w przypadkach dużej tłumienności składowych widma, gdy stają się one współmierne z szumem występującym w kanale. Efektem zniekształcenia jest w takich przypadkach zawężenie pasma przepustowego kanału.

Drugim, bardzo istotnym zniekształceniem, które w transmisji telefonicznej nie odgrywa tak ważnej roli jak w transmisji danych, jest nieliniowość przesunięcia fazy w funkcji częstotliwości. Głównymi źródłami zniekształceń fazowych są kanały utworzone na kablach pupinizowanych oraz filtry kanałowe w nośnych systemach telefonicznych.

Jak wykazano (rozd. 3.1), czwórnik, którego przesunięcie fazy jest proporcjonalne do częstotliwości nie powoduje zniekształceń przekazywanego impulsu, lecz tylko jego przesunięcie w czasie - opóźnienie. Wielkość te-

go opóźnienia jest równa nachyleniu charakterystyki fazowej. Dla przypadków praktycznych, tzn. takich, dla których charakterystyka fazy posiada nieliniowy przebieg, opóźnienie definiuje się jako opóźnienie obwiedni przebiegu AM. To opóźnienie jest równoważne nachyleniu charakterystyki fazowej w punkcie odpowiadającym częstotliwości nośnej przebiegu AM, o ile pasmo zajmowane przez przebieg AM jest na tyle wąskie, że w jego granicach można uznać charakterystykę fazową za liniową.

Zniekształceniem opóźnieniowym przyjęto nazywać odchylenie opóźnienia obwiedni od pewnej stałej umownej wielkości. Wykres tego odchylenia (wyrażony w msek) w funkcji częstotliwości jest charakterystyką zniekształceń opóźnieniowych. Przykładowy przebieg takiej charakterystyki podany jest na rys. 25. Jeśli chcemy z niej skorzystać i znaleźć przesunięcie fazy pewnej składowej o częstotliwości f_s względem np. składowej o częstotliwości nośnej f_c , wówczas należy scałkować zmiany zniekształcenia opóźnieniowego między tymi dwoma częstotliwościami. Na rysunku 24 przesunięciu fazowemu składowej f_s względem f_c odpowiada zakreskowany obszar A. Czas opóźnienia składowej pasma naturalnego wywołanej detekcji składową o częstotliwości bocznej f_s będzie równy otrzymanemu opóźnieniu fazowemu podzielonemu przez odległość na skali częstotliwości między f_s i f_c , a więc średniej wielkości zmiany zniekształcenia opóźnieniowego.

Istnieje duży wpływ zniekształcenia opóźnieniowego na kształt przebiegu otrzymanego po detekcji sygnałów

modulowanych. Przy modulacji amplitudy otrzymujemy nierównomierne przesunięcia faz składowych o częstotliwościach bocznych, co daje w wyniku zmianę kształtu obwiedni oraz pojawienie się modulacji kąta fazowego. Przy modulacji częstotliwości lub fazy, wpływ różnych opóźnień składowych o częstotliwościach bocznych ujawnia się w zmianie chwilowych wartości tych wielkości i modulacji amplitudy przebiegu. Przeciwdziałanie tym szkodliwym zjawiskom polega na zastosowaniu liniowych czwórników korekcyjnych, których charakterystyka opóźnienia powinna przebiegać odwrotnie niż charakterystyka korygowanego kanału. W przypadku komutowanego łącza transmisji danych charakterystyka korektora będzie stanowić kompromis korekcji wielu możliwych charakterystyk łączy uzyskanych z różnych zestawień kanałów. Taka korekcja z natury rzeczy nie może być idealna.

Do zniekształceń wynikających z charakterystyk stanu ustalonego kanału transmisyjnego należy zaliczyć zniekształcenia nieliniowe. Mogą być one powodowane nieliniowością charakterystyk elementów elektronicznych i magnetycznych, która może być przyczyną powstawania dodatkowych składowych o częstotliwościach harmonicznych, modulacji skrośnej itp. Na ogół, kanały telefoniczne nie wykazują tak dużej nieliniowości, żeby mogła ona być uważana za czynnik ograniczający transmisję sygnałów cyfrowych. Wyjątek mogą stanowić kanały, w których zastosowana będzie kompresja dynamiki. Niejednakowe charakterystyki urządzeń kompresji dynamiki po stronie nadawczej i zwiększania dynamiki po stronie odbiorczej mogą być

przyczyną widocznych odkształceń sygnału danych, w szczególności sygnałów AM.

W łączach zestawianych z kanałów telefonii dalekosiężnej może wystąpić zjawisko znane w telefonii pod nazwą echa. Przyczyną tego zjawiska jest niedokładność zrównoważenia połączeń dwutorowych. Z punktu widzenia transmisji danych szkodliwe może być echo pojawiające się po stronie odbiorczej. Sygnał echa może pojawić się na wejściu odbiornika transmisji danych jako sygnał interferujący z aktualnie odbieranym sygnałem użytecznym. W telefonii zjawisko echa zwalcza się tłumikami echa, których zasada pracy polega na wtrącaniu dużej tłumienności w tor transmisyjny jednego kierunku, gdy w torze drugiego kierunku pojawia się sygnał. Tłumiki echa nie rozwiązują problemu dla transmisji danych, ponieważ uniemożliwiają jednoczesną dwukierunkową transmisję wymaganą przez większość systemów korekcji błędów.

W telefonicznych systemach nośnych powszechnie stosowaną metodą transmisji jest transmisja jednowstęgowa bez fali nośnej. Odchylenie częstotliwości nośnej generatora odbiorczego w stosunku do częstotliwości nośnej generatora nadawczego może być przyczyną przesunięcia widma sygnału. Dlatego, z punktu widzenia możliwych zniekształceń transmisji telefonicznej zalecany jest maksymalnie dopuszczalny skok częstotliwości wynoszący ± 2 Hz. Ten rodzaj zniekształceń może być szkodliwy jedynie w systemach transmisji danych z modulacją częstotliwości.

Do zniekształceń o charakterze wyraźnie przypadkowym, których częstość i wielkość można ocenić jedynie metoda-

mi statystycznymi zaliczamy nagłe skoki amplitudy i fazy oraz szумы i interferencje.

Nagłe skoki poziomu sygnału mogą być spowodowane różnymi uszkodzeniami urządzeń transmisyjnych lub nagłą zmianą ich parametrów. Są one szczególnie groźne przy transmisji sygnałów AM.

Nagłe zmiany fazy mogą wystąpić przy zmianie zasilania generatora fali nośnej lub zamianie urządzeń transmisyjnych na inne, posiadające inny czas opóźnienia. Takie zmiany fazy dają stan przejściowy amplitudy sygnału do chwili uzyskania ponownego stanu ustalonego.

Do zniekształceń sygnału o charakterze nagłych zmian amplitudy należy zaliczyć tzw. krótkie przerwy transmisji polegające na krótkim zaniku sygnału. Mogą być one wywołane wieloma przyczynami, takimi jak: przypadkowe zwarcia lub brak dobrych styków w urządzeniach transmisyjnych. Krótkie przerwy są zwykle przyczyną błędów odbioru albo zerwania połączenia między nadajnikiem i odbiornikiem transmisji danych.

Szумы występujące w kanałach telefonicznych można klasyfikować na dwie kategorie: 1. Szумы o charakterze ustalonym stanowiące tło odbieranego sygnału. Są one szumem termicznym o widmie ciągłym i energii równomiernie rozłożonej na skali częstotliwości. 2. Szum impulsowy powstający od zaburzeń elektrycznych. Głównym źródłem szumu impulsowego są styki w urządzeniach komutacyjnych. Szum impulsowy posiada charakter krótkotrwałych impulsów o dużych amplitudach przewyższających często wielkość amplitudy sygnału. Szum o charakterze ustalonym występu-

je co prawda zawsze, lecz wielkości jego amplitud są małe w porównaniu z szumem impulsowym. Z punktu widzenia transmisji danych szczególnie szkodliwy jest szum impulsowy.

Interferencje mogą powstawać na skutek sprzężeń (przesłuchów) między kanałami o wspólnej drodze transmisyjnej. Ponadto, oddziaływania linii energetycznych i trakcyjnych mogą również być przyczyną dużych interferencji szkodliwych dla transmisji danych.

W kanałach radiowych zniekształcenia sygnału wynikają z dużej i przypadkowej niestalości parametrów tych kanałów. Przyczyną niestalości w kanałach utworzonych w zakresie 3 + 30 MHz są wielokrotne odbite drogi transmisyjne wykazujące dużą zmiany dzienne i sezonowe. Różnica w czasie propagacji tych dróg może być bardzo duża i może wywołać zaniki selektywne bardzo szkodliwe dla transmisji sygnałów cyfrowych.

5. SYSTEMY TRANSMISYJNE

Niniejszy rozdział jest poświęcony przeglądowi właściwości systemów transmisji danych wynikających z klasyfikacji, w której jako kryterium podziału przyjęto rodzaj modulacji. Takie kryterium podziału daje cztery grupy systemów:

1. Systemy naturalne
2. Systemy o modulacji amplitudy
3. Systemy o modulacji częstotliwości
4. Systemy o modulacji fazy.

5.1. Systemy naturalne

5.1.1. Omówienie ogólne

System naturalny przekazuje sygnał cyfrowy od źródła danych do ujścia danych w postaci naturalnej. Choć jako przykładem posłużymy się sygnałem binarnym przedstawionym na rys. 1, mogą być tu brane pod uwagę wszystkie rodzaje sygnałów naturalnych omówione w rozdz. 2. Zasadnicze człony funkcjonalne systemu naturalnego pokazane są na rys. 26. Źródło wytwarza binarny sygnał prostokątny "bez powrotu do zera". Sygnał ten jest następnie kształtowany w nadawczym filtrze dolnoprzepustowym tak, aby składowe o wyższych częstotliwościach leżące poza przydzielonym pasmem transmisyjnym nie powodowały interferencji z innymi sygnałami użytkowników wykorzystujących ten sam kanał telefoniczny lub przesłuchu na inne kanały. Ukształtowany sygnał jest przekazywany kanałem telefonicznym, w którym występują różnego rodzaju szумы. Odbierany sygnał łącznie z szumem jest filtrowany w odbiorczym filtrze dolnoprzepustowym, odcinającym szумы i interferencje leżące poza pasmem wymaganym do transmisji. Oprócz wymienionych zadań, filtry nadawczy i odbiorczy powinny łącznie z kanałem tak ukształtować widmo transmitowanego sygnału, aby wykluczyć interferencję międzysymboliczną.

Następnym członem funkcjonalnym po stronie odbiorczej jest układ decyzji progowej, który interpretuje odbierany sygnał binarny w zależności od chwilowych wielkości

sygnału odbieranego. Funkcja decyzji progowej może być realizowana dwoma sposobami. Pierwszy z nich polega na dwustronnym obcinaniu przebiegu odbieranego, wynikiem czego jest odrestaurowany przebieg prostokątny zbliżony do przebiegu nadawanego ze źródła (rys. 27). Drugi sposób polega na obcinaniu jednostronnym lub dwustronnym, a następnie próbkowaniu odbieranego przebiegu. Próbkowanie przebiegu otrzymanego z obcinacza odbywa się za pomocą lokalnego źródła impulsów, których rozkład w czasie jest ustalony drogą uśrednienia położenia w czasie stanów przejściowych sygnału odbiorczego. Otrzymane próbki są użyte do rekonstrukcji w czasie sygnału cyfrowego. Zregenerowany sygnał jest przesunięty w czasie w stosunku do sygnału odbieranego na wejściu odbiornika (rys.27). Pierwszy sposób decyzji można by nazwać regeneracją kształtu, ponieważ zregenerowany przebieg zachowuje przesunięcia momentów charakterystycznych wynikających ze zniekształceń w czasie transmisji. Drugi sposób można nazwać regeneracją całkowitą, ponieważ zregenerowany sygnał jest zrekonstruowany zarówno pod względem kształtu, jak i położenia w czasie momentów przejściowych.

Istotnym zagadnieniem z punktu widzenia układu decyzji jest kształt odbieranego impulsu, który z kolei wiąże się z wynikową charakterystyką transmisyjną utworzonego kanału (filtry nad. i odb. + wykorzystywany kanał). Optymalny kształt odbieranego impulsu otrzymuje się, gdy charakterystyka kanału umożliwia otrzymanie widma impulsu o kształcie "kosinusa w kwadracie". Impuls taki odpowiada kryterium Nyquista odnośnie interferencji między-

symbolicznej, a jego szerokość w połowie amplitudy jest równa szerokości przedziału zajmowanego przez element sygnału. Kształt sygnału o widmie "kosinusa w kwadracie" jest pokazany na rys. 28. Regeneracja kształtu takiego impulsu, jeśli próg decyzji wybrany jest w połowie amplitudy sygnału, zachowuje właściwe rozłożenie momentów przejściowych. Niewłaściwe ustawienie poziomu progów decyzji powoduje przesuwanie momentów przejściowych. Zwiększenie poziomu powyżej optymalnego zawęźa przedziały jednego stanu binarnego, a poszerza przedziały drugiego stanu. Zawężeniu ulegają stany prądowe, a poszerzeniu bezprądowe. Zmniejszenie poziomu decyzji posiada wpływ odwrotny.

5.1.2. Optymalne filtry

Interferencja międzysymboliczna jest uwarunkowana przez wynikową charakterystykę utworzonego kanału transmisji danych. Ustaliliśmy, że optymalną charakterystyką jest ta, która daje widmo impulsu odbiorczego o kształcie "kosinusa w kwadracie". Istnieje nieskończenie wiele możliwości otrzymania takiej charakterystyki drogą wyboru charakterystyk dla poszczególnych członów transmisyjnych, tzn. filtru nadawczego, kanału transmisyjnego i filtru odbiorczego. Przy wyborze tych charakterystyk powinniśmy brać pod uwagę zagadnienie minimalizacji wpływu szumu w kanale transmisyjnym oraz problem interferencji z innymi kanałami transmisji danych, wykorzystującymi ten sam kanał telefoniczny. To drugie zagad-

nienie jest istotne raczej w systemach nośnych transmisji danych opartych na podziale częstotliwościowym. W rozważaniach nad systemami naturalnymi na wybór charakterystyk filtrowania mogą mieć wpływ przesłuchy między kanałami systemów naturalnych, pracujących na różnych torach przewodowych. Najistotniejszym jednak zagadnieniem jest zagadnienie szumu. Z punktu widzenia minimalizacji wpływu szumu należy kształtować filtr odbiorczy. Charakterystyka filtru nadawczego dla danej charakterystyki kanału transmisyjnego wynika z założonej wynikowej charakterystyki kanału transmisji danych.

Wynik optymalizacji charakterystyki filtru odbiorczego zależy od właściwości szumu. Istnieją, jak już wspomnieliśmy w rozdz. 4, dwa rodzaje szumu: szum ustalony i szum impulsowy. Szum ustalony nazywany jest również szumem termicznym lub szumem gaussowskim. Jest on określony rozkładem prawdopodobieństwa napięć chwilowych i gęstością widmową. Funkcja gęstości prawdopodobieństwa rozkładu gaussowskiego posiada postać

$$p(E) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(E-E_0)^2}{(2\sigma)^2}} \quad (24)$$

Symbole σ i E_0 są parametrami rozkładu. W rozpatrywanym zastosowaniu σ jest skuteczną wielkością napięcia szumu, a E_0 średnią wielkością tego napięcia. Funkcję rozkładu prawdopodobieństwa $P(E)$ określającą, że napięcie szumu jest mniejsze od E można wyrazić

$$P(E) = \int_{-\infty}^E p(E) dE = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf} \frac{E-E_0}{6\sqrt{2}} \right) \quad (25)$$

Funkcję

$$\operatorname{erf} z = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-z^2} dz \quad (26)$$

potrzebną do obliczenia funkcji rozkładu można znaleźć w odpowiednich tablicach.

Gęstość widmowa szumu gaussowskiego $w(f)$ charakteryzuje rozkład średniej mocy szumu w funkcji częstotliwości. Średnia moc wszystkich składowych szumu zawarta w pasmie częstotliwości od 0 do f może być wyrażona

$$W(f) = \int_0^f w(f) df \quad (27)$$

Szum nazywa się szumem białym, jeśli jego gęstość widmowa $w(f)$ jest wielkością stałą. Gęstość widmowa $w_1(f)$ po przejściu szumu przez układ liniowy o transmitancji $Y(f)$ ulega zmianie zgodnie z zależnością

$$w_2(f) = |Y(f)|^2 w_1(f) \quad (28)$$

Przy obliczaniu gęstości widmowej $w_2(f)$ nie uwzględniamy przesunięcia fazowego, ponieważ zmiany fazy wprowadzane przez układ nie zmieniają w niczym właściwości przypadkowości składowych widma.

Między całkowitą średnią mocą szumu w granicach wszystkich częstotliwości a skuteczną wielkością napięcia

szumu na oporności R istnieje zależność

$$W_n = \frac{\sigma^2}{R} \quad (29)$$

Często wygodnie jest odnosić moc szumu do obwodu o jednostkowej oporności, ponieważ względne wielkości sygnału i szumu nie zależą od R .

W przeciwieństwie do szumu gaussowskiego wielkość chwilowych napięć szumu impulsowego jest w dużym stopniu uzależniona od faz jego składowych. Impulsy zakłócające występują bowiem wtedy, gdy szereg składowych o różnych częstotliwościach sumuje się będąc względem siebie w fazie. Gdy szum impulsowy przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy o liniowej charakterystyce fazy, wówczas zmniejsza się wysokość impulsów szumu, ponieważ część składowych jest tłumiona przez filtr. Dalsze zmniejszenie wielkości impulsów może nastąpić, jeśli charakterystyka fazowa filtru jest nieliniowa, gdyż powoduje to względne przesunięcia faz składowych szumu. Przy analizie szumu impulsowego zakłada się pesymistycznie, że napięcia składowe szumu dodają się w fazie zarówno przed filtrem, jak i za filtrem. Przyjmując model szumu, w którym wielkość szczytowa napięcia szumu E_p jest sumą napięć składowych, a każda z tych składowych posiada indywidualną moc średnią wynikającą ze stałej gęstości widmowej z zajmowanym przez siebie pasmie częstotliwości Δf , można dojść do przybliżonego wzoru

$$E_p \cong c \int_0^{\infty} |Y(f)| w^{1/2}(f) df \quad (30)$$

Wzór ten, określa szczytową wielkość napięcia odpowiadzi filtru o transmitancji $Y(f)$ na szum impulsowy o gęstości widmowej $w(f)$.

Rozważania dotyczące optymalizacji charakterystyki filtru odbiorczego rozpoczniemy od szumu gaussowskiego. Oparte są one na analizie szkodliwości szumu przy detekcji sygnału, a więc na minimalizacji prawdopodobieństwa powzięcia błędnej decyzji. W układzie decyzji progowej wielkość przebiegu wyjściowego jest proporcjonalna do sumy przebiegów sygnału i szumu. Przypuśćmy, że kE_s jest maksymalną wielkością napięcia szumu (E_s - jest napięciem sygnału) nie powodującą błędów. Wtedy prawdopodobieństwo bezbłędnego odbioru będzie równe

$$P(k_0 E_s) = \text{erf} \frac{k E_s}{\sigma \sqrt{2}} \quad (31)$$

Prawdopodobieństwo bezbłędnego odbioru rośnie wraz ze stosunkiem $\frac{E_s}{\sigma}$. Ponieważ σ jest proporcjonalne do pierwiastka kwadratowego z mocy szumu W_n , minimalizacja prawdopodobieństwa bezbłędnego odbioru może być przeprowadzona przez uzyskanie minimalnej wartości stosunku $\frac{W_n}{E_s^2}$. Z analizy tego wyrażenia wynika, że charakterystyka optymalnego filtru odbiorczego dla przypadku białego szumu gaussowskiego i widma sygnału odbiorczego o kształcie "kosinusa w kwadracie" powinna mieć postać:

$$Y(f) = A \cos \frac{\pi f}{2f_s} \quad (32)$$

gdzie A jest wielkością stałą, a f_s maksymalną częstotliwością sygnału.

W przypadku szumu impulsowego zyczymy sobie, aby stosunek $(\frac{E}{E_s})^2$ osiągnął wartość najmniejszą. Do szumu białego i widma sygnału o kształcie "kosinusa w kwadracie" uzyskuje się minimalizację tego stosunku, gdy charakterystyka filtru odbiorczego spełnia zależność:

$$Y(f) = B \cos^{4/3} \frac{\pi f}{2f_s} \quad 0 < f < f_s \quad (33)$$

Zauważmy, że różnica między optymalnymi charakterystykami filtru dla białego szumu gaussowskiego i szumu impulsowego polega w istocie tylko na innym wykładniku potęgi funkcji "cos". Interesujące jest badanie wpływu odchylenia charakterystyk filtru od przebiegów optymalnych na stosunek sygnału do szumu. Wykazało ono, że jeśli dla obydwóch przypadków zostanie użyty filtr kompromisowy o wykładniku potęgi równym $7/6$, wówczas strata wyrażona w dB na stosunku sygnału do szumu wynosi w obydwóch przypadkach ok. 0,05 dB.

Dla założonego kształtu widma sygnału odbieranego na wejściu układu decyzji - $S(\omega)$, widma sygnału nadawanego $S_0(\omega)$ oraz otrzymanej transmitancji filtru odbiorczego transmitancja filtru nadawczego może być obliczona ze wzoru

$$Y_n(\omega) = \frac{S(\omega)}{Y(f)S_0(\omega)} \quad (34)$$

Zakładamy przy tym, że transmitancja kanału telefonicznego jest skorygowana i posiada stałą wartość w paśmie użytecznym.

5.1.3. Prawdopodobieństwo błędu dla sygnałów binarnych w przypadku szumu gaussowskiego

Rozpatrzmy dwa przebiegi binarne na zaciskach filtru odbiorczego (rys. 29 a) i b). Pierwszy z nich jest sygnałem znanym w telegrafii pod nazwą manipulacji wartością prądu, a drugi sygnałem o zmiennej polaryzacji. Kanał transmisyjny nadał tym impulsom kształt odpowiedni dla widma "kosinusa w kwadracie". Przebieg z rys. 29a) różni się od przebiegu o zmiennej polaryzacji tylko składową stałą o wielkości $A/2$.

Jeśli człon następnym za filtrem odbiorczym podejmuje decyzję progową, to poziom odcięcia jest ustalony dla sygnału z rys. 29a) na wysokości $A/2$. Momenty próbkowania wybieramy w środku odbieranych impulsów. Gdy wielkość sygnału w momencie próbkowania wynosi A , wówczas układ progowy podejmuje błędną decyzję, o ile wielkość napięcia szumu jest mniejsza od $-A/2$. Wystąpi to z prawdopodobieństwem

$$p_- = \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf} \frac{A}{2\sigma\sqrt{2}} \right) \quad (35)$$

Gdy wielkość sygnału w chwili próbkowania jest zerem, wówczas błędna decyzja zostaje podjęta, o ile wielkość szumu jest większa od $A/2$. Nastąpi to z prawdopodobieństwem

$$p_+ = 1 - P\left(\frac{A}{2}\right) = p_- \quad (36)$$

Prawdopodobieństwo błędu w dowolnym momencie próbkowania równe jest wobec tego

$$p = p_+ = p_- = \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf} \frac{A}{2\sigma\sqrt{2}}\right) \quad (37)$$

Otrzymany wynik jest również słuszny dla sygnału o zmiennej polaryzacji przedstawionego na rys. 29b) z tą różnicą, że próg decyzji ustawiony jest na poziomie 0 V.

Z wyrażenia (37) wynika, że prawdopodobieństwo błędu zależy tylko od stosunku wartości napięcia sygnału A do wartości skutecznej napięcia szumu. Stosunek ten może być wyrażony za pomocą mocy szumu i mocy sygnału w różny sposób. Moc szumu, która wpływa na prawdopodobieństwo błędu, odnosi się oczywiście do wyjścia filtru odbiorczego. Przy określaniu szumu posługujemy się pasmem częstotliwości o określonej szerokości. Spotykanym pasmem odniesienia jest pasmo równe szybkości transmisji w bit/sek. Jeszcze innym pasmem może być pasmo Nyquista dla danej prędkości wysyłania sygnałów.

Dla sygnału o zmiennej polaryzacji i widnie odbieranego impulsu w kształcie "kosinusa rosnącego" prawdopodobieństwo błędu w obecności białego szumu gaussovskiego można wyrazić

$$p = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{W_s}{W_0 f_s}\right) \quad (38)$$

gdzie

W_s - moc sygnału,

w_0 - gęstość widmowa szumu,

f_s - maksymalna częstotliwość wysyłania sygnału.

Zależność prawdopodobieństwa błędu od umownego stosunku średniej mocy sygnału do średniej mocy szumu jest parametrem charakteryzującym system transmisyjny z punktu widzenia jego zastosowań. Średnia moc sygnału może być definiowana dla ściśle określonej sekwencji stanów lub dla dowolnego ciągu stanów sygnału. Jeśli założyć, że stany 0 i 1 występują z jednakowym prawdopodobieństwem, to dla sygnału przedstawionego na rys. 29a) średnia moc (na oporności 1Ω w odniesieniu do momentu próbkowania) wyniesie $A^2/2$, a dla sygnału z rys. 29b) $A^2/4$. Różnica między nimi wynosi 6 dB. Na rysunku 30 przedstawiono wykres prawdopodobieństwa błędu dla omówionych wyżej dwóch rodzajów sygnału w zależności od stosunku mocy sygnału do mocy addytywnego szumu gaussowskiego.

5.1.4. Sygnały wielopoziomowe

W systemach naturalnych mogą być używane sygnały, reprezentujące informację cyfrową w postaci innej niż binarna. Oznacza to, że w przedziale czasowym odpowiadającym elementowi informacji liczba możliwych symboli informacyjnych jest większa od dwóch. Jeśli te symbole różnią się między sobą wielkością prądu lub napięcia, wówczas mamy do czynienia z tzw. sygnałem wielopoziomowym.

Dla ilustracji na rys. 31 przedstawiono sygnał czteropoziomowy, zwany quaternarnym. Realizacja decyzji progowej między czterema możliwymi poziomami sygnału wymaga trzech progów decyzyjnych. Wobec tego, jeśli wartość sygnału między szczytami równa się A , tak jak w przypadku binarnym, to wartość napięcia szumu, która może spowodować błędną decyzję jest trzykrotnie mniejsza. Ogólnie, dla sygnału n -poziomowego wartość ta stanowi $(1/n-1)$ część wartości napięcia szkodliwego dla transmisji binarnej. Ponadto należy zwrócić uwagę, że poziomy środkowe są narażone na błędną interpretację ze względu na zakłócające działanie zarówno szumu o polaryzacji dodatniej, jak i ujemnej. Najbardziej odpowiednią metodą wyboru poziomów z punktu widzenia zabezpieczenia przed ich ewentualną błędną interpretacją, jest symetryczny rozkład poziomów względem osi zerowej.

Prawdopodobieństwo błędu dowolnego elementu sygnału n -poziomowego zakłócanego addytywnym szumem gaussowskim może być wyrażone:

$$p_n = \frac{n-1}{n} \left[1 - \operatorname{erf} \frac{A}{2(n-1)5\sqrt{2}} \right] \quad (39)$$

Wzór ten jest uogólnieniem szczególnego przypadku wyrażonego równaniem (37). Może być on podobnie jak dla przypadku binarnego wyrażony w zależności od stosunku średniej mocy sygnału do średniej mocy białego szumu gaussowskiego następująco:

$$p_n = \frac{n-1}{n} \left[1 - \operatorname{erf} \frac{3 W_{sn}}{(n^2-1) w_0 f_s} \right] \quad (40)$$

Rysunek 32 przedstawia rodzinę krzywych prawdopodobieństwa błędu w zależności od stosunku sygnału do szumu. Krzywe dotyczą sygnału n -poziomowego zakłócanego białym szumem gaussowskim. Jako parametr przyjęto liczbę poziomów n .

Przy porównywaniu wyników transmisji sygnału binarnego z wynikami dla sygnałów wielopoziomowych należy pamiętać, że element sygnału n -poziomowego zawiera $\log_2 n$ bitów informacyjnych. Dlatego do przesłania określonej informacji potrzebna jest mniejsza liczba elementów sygnału.

5.2. Systemy o modulacji amplitudy

5.2.1. Omówienie ogólne

Zasadnicze człony funkcjonalne systemu o modulacji amplitudy pokazane są na rys. 53. Podobnie jak w systemie naturalnym, źródło danych generuje sygnały elektryczne, które są odpowiednikami nadawanej informacji cyfrowej. W naszych rozważaniach ograniczymy się do transmisji binarnej i sygnału, będącego odpowiednikiem manipulacji wartością prądu lub napięcia. Widmo tego sygnału jest ograniczone przez filtr dolnoprzepustowy. Modulator zmienia amplitudę fali nośnej zgodnie z ukształtowanym przez filtr przebiegiem naturalnym. Sygnał z modula-

torą przed wysłaniem na kanał transmisyjny jest kształtowany w nadawczym filtrze pasmowym, którego rola polega na formowaniu charakterystyki transmisyjnej kanału transmisji danych oraz tłumieniu składowych sygnału leżących poza przydzielonym pasmem. Odbierany sygnał jest filtrowany w odbiorczym filtrze pasmowym, który zmniejsza szumy i interferencje nie objęte jego pasmem przepustowym. Detektor, działający na zasadzie synchronicznej lub zwykłego prostowania, odzyskuje sygnał naturalny. Po odcięciu niepożądanych składowych, będących produktem detekcji, sygnał jest poddany działaniu układu decyzyjnego, analogicznego jak układ omówiony w rozdz. 5.1.

5.2.2. Modulator nadawczy

Modulator spełnia rolę układu mnożącego przebieg sinusoidalny o częstotliwości nośnej przez sygnał naturalny. Jeśli sygnał naturalny jest funkcją czasu $s(t)$, to przebieg na wyjściu modulatora może być napisany w postaci

$$E(t) = s(t) \cos(\omega_0 t + \theta) \quad (41)$$

Sygnał naturalny może być przedstawiony w postaci całki Fouriera

$$s(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \cos[\omega t + \phi(\omega)] d\omega \quad (42)$$

Gdy gęstość widmowa $S(\omega)$ zanika dla częstotliwości $\omega > \omega_c$, co może być spełnione przez filtr dolnoprzepusto-

wy części nadawczej, wówczas przebieg wyjściowy z modulatora ma postać

$$E(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\omega_c} S(\omega) \cos [(\omega_c + \omega)t + \theta + \phi(\omega)] d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_0^{\omega_c} S(\omega) \cos [(\omega_c - \omega)t + \theta - \phi(\omega)] d\omega \quad (43)$$

Symetryczne widmo sygnału względem częstotliwości nośnej jest kształtowane przez filtr dolnoprzepustowy oraz przez wyjściowy filtr pasmowy. Dla transmisji z resztkową wstęgą boczną widmo sygnału jest kształtowane przez nadawczy filtr pasmowy.

5.2.3. Metody detekcji sygnału

Stosowane są dwie metody detekcji sygnału: metoda synchroniczna oraz metoda detekcji obwiedni. Detekcja synchroniczna polega na mnożeniu odbieranego sygnału modulowanego przez lokalny sygnał sinusoidalny, posiadający częstotliwość i fazę równe co do wielkości częstotliwości i fazy nośnej związanej z tym sygnałem. W wyniku mnożenia otrzymuje się dwie składowe o częstotliwości sygnału naturalnego oraz górną i dolną wstęgę częstotliwości nośnej, której wielkość jest dwukrotnie większa od nośnej sygnału odbieranego. Powstający w wyniku detekcji przebieg modulowany może być odseparowany od składowych pasma naturalnego, o ile maksymalna częstotliwość pasma naturalnego jest mniejsza od częstotliwości nośnej odbieranego sygnału.

Jeśli charakterystyka fazowa kanału transmisji danych $B(\omega)$ jest liniowa i posiada nieparzystą symetrię względem częstotliwości nośnej ω_c , wtedy składowe o częstotliwościach pasma naturalnego dodają się w fazie. Jeśli ponadto charakterystyka amplitudy posiada parzystą symetrię względem ω_c , wtedy przebieg na wyjściu filtra dolnoprzepustowego stanowi wierny odpowiednik sygnału przykładanego do modulatora nadawczego.

Metoda detekcji obwiedni realizowana jest zwykle przez prostowanie odbieranego sygnału. Sygnał na wyjściu detektora jest wiernym odbiciem sygnału modulującego tylko w takim przypadku, gdy charakterystyka transmisyjna kanału nie wprowadza zniekształceń fazowych, a ponadto powoduje symetryczne rozłożenie amplitud wstęg bocznych względem fali nośnej. Jeśli bowiem kanał przenosi asymetrycznie wstęgi boczne sygnału, jego obwiednia oraz sygnał naturalny po detekcji jest zniekształcony. Sygnał modulacji amplitudy posiadający niesymetryczne wstęgi boczne może być uważany za sumę dwóch sygnałów AM z symetrycznymi wstęgami bocznymi i falach nośnych przesuniętych względem siebie o 90° . Jedną z tych składowych nazwiemy składową zgodną w fazie, drugą składową prostopadłą. Przebieg złożony z sumy wymienionych sygnałów AM poddany detekcji synchronicznej może dać w efekcie odbiór niezniekształcony, gdy fala nośna doprowadzona po stronie odbiorczej pokrywa się ze składową zgodną w fazie. Składową prostopadłą nie daje wtedy reakcji na wyjściu detektora. Zniekształcenia przy detekcji obwiedni, wynikające z istnienia w sygnale składowej prostopadłej, mogą

być znacznie zmniejszone przez dodanie do przebiegu transmitowanego składowej nośnej zgodnej w fazie.

5.2.4. Optymalne filtry nadawcze i odbiorcze z punktu widzenia szumu

Poruszona w rozdz. 3.3 zależność między widmem pasma naturalnego a widmem przebiegu modulowanego dla detekcji synchronicznej pozwala zastosować wyniki rozważań dotyczące optymalnych filtrów w systemie naturalnym do filtrów używanych w systemie AM, o ile widmo szumu jest symetryczne względem częstotliwości nośnej. Zadanie kształtowania widma sygnału nadawanego jest funkcją filtru dolnoprzepustowego przed modulatorem i filtru pasmowego. Widmo szumu odbieranego jest określone przez łączną charakterystykę odbiorczego filtru pasmowego i filtru dolnoprzepustowego po detekcji. Optymalna charakterystyka filtru odbiorczego otrzymana dla systemu naturalnego może być wobec tego dowolną kombinacją charakterystyk filtru pasmowego i dolnoprzepustowego z tym, że ta część charakterystyki, która dotyczy filtru pasmowego powinna być powtórzona symetrycznie dla pasm górnej i dolnej wstęgi bocznej. Podobnie optymalna charakterystyka filtru nadawczego może być w sposób dowolny podzielona między filtr pasmowy i filtr dolnoprzepustowy.

W takich przypadkach, kiedy widmo szumu nie jest symetryczne względem częstotliwości nośnej lub dla transmisji z resztkową wstęgą boczną, problem wymaga oddzielnego potraktowania. Procesowi optymalizacji podlegają od-

dzielnie charakterystyki dotyczące górnej i dolnej wstęgi bocznej. Obydwie te charakterystyki są kombinacją odpowiedniej części charakterystyki filtra pasmowego i filtra dolnoprzepustowego. W przypadku transmisji z resztkową wstęgą boczną, przy zmiennej gęstości widmowej należy wybrać do transmisji tę wstęgę boczną, która zajmuje pasmo o mniejszej gęstości widmowej szumu przy minimalnym wkładzie drugiej wstęgi bocznej. Udział drugiej wstęgi bocznej jest uzależniony od możliwości realizacyjnych filtra.

Opisana wyżej metoda optymalizacji charakterystyk filtra nie może być w ogólności stosowana w przypadku detekcji obwiedni sygnału, ponieważ nieliniowość detektora powoduje zmianę widma szumu. Wyjątek stanowi przypadek, gdy na wejście detektora obwiedni jest doprowadzona duża składowa AM zgodna w fazie.

5.2.5. Optymalizacja filtrów z punktu widzenia wzajemnych interferencji

Wielokrotne wykorzystanie kanału telefonicznego do transmisji danych oparte na podziale częstotliwościowym wymaga rozpatrzenia roli filtrów nie tylko jako układów kształtujących widmo przekazywanych sygnałów i minimalizujących wpływ szumu na odbiór tych sygnałów. Rola filtrów w takich przypadkach obejmuje również ochronę przekazywanego sygnału AM przed interferencją pochodzącą od innych sąsiednich kanałów transmisji danych. Tak więc zadaniem nadawczych filtrów pasmowych jest usuwanie skła-

dowych widma sygnału, które pokrywają się z pasmem zajmowanym przez inne kanały. Filtr pasmowy odbiorczy natomiast wyklucza z odbioru sygnały sąsiednich kanałów. Jeśli założyć, tak jak poprzednio, że po detekcji mamy otrzymać widmo sygnału o kształcie "kosinusa w kwadracie", to pasmo zajmowane przez jeden dwuwstęgowy kanał AM wynosi $2f_s$, gdzie f_s jest częstotliwością nadawania elementów sygnału. Idealnym rozwiązaniem z punktu widzenia teoretycznego jest taka charakterystyka filtrów pasmowych, która nie przenosi składowych sygnału różniących się częstotliwością od nośnej więcej niż f_s , oraz ustalenie odległości między częstotliwościami nośnymi równej $2f_s$.

W sytuacjach praktycznych takie rozwiązanie może nie być rozwiązaniem optymalnym z punktu widzenia możliwości wykorzystania pasma. W systemach transmisji informacji cyfrowych przyjmuje się za dopuszczalną pewną wielkość interferencji między kanałami, która nie jest istotną przyczyną ewentualnego błędu w odbiorze. Takie założenie umożliwia zmniejszenie odległości między częstotliwościami nośnymi kanałów do wielkości $f_a < 2f_s$ (rys. 34). Dzięki temu można w określonym pasmie kanału telefonicznego rozmieścić większą liczbę kanałów transmisji danych. Szkodliwości wpływu interferencji między kanałami można określić rozpatrując stosunek sygnału pochodzącego z interferencji do sygnału użytecznego danego kanału jako funkcję odległości między kanałami. Wykres takiej zależności podany jest na rys. 35 dla optymalnych filtrów z punktu widzenia interferencji międzysymbolicznej.

5.2.6. Prawdopodobieństwo błędu na skutek szumu gaussowskiego

Rozpatrzmy przypadek transmisji binarnej zakłócaną białym szumem gaussowskim. Sygnały będą przesyłane przez filtry o optymalnych charakterystykach dających w efekcie widmo sygnału odbiorczego o kształcie "kosinusa w kwadracie".

Dla transmisji jednowstęgowej i detekcji synchronicznej istnieje liniowe przesunięcie składowych sygnału i szumu z powrotem do pasma naturalnego. Stosunek średniej mocy sygnału do średniej mocy szumu jest więc taki sam, jak dla sygnału naturalnego o zmiennej polaryzacji. Wykres podany na rys. 30, przedstawiający prawdopodobieństwo błędu dla sygnału naturalnego o zmiennej polaryzacji, może być wobec tego zastosowany również dla transmisji jednowstęgowej AM, jak również dla transmisji z resztkową wstęgą boczną.

Przy transmisji dwóch wstęg bocznych bez fali nośnej otrzymujemy dwukrotnie większą średnią moc sygnału, lecz wobec dwukrotnie większej szerokości pasma zajmowanej przez sygnał stosunek średniej mocy sygnału do średniej mocy szumu pozostaje taki, jak dla transmisji jednowstęgowej. Również i w tym przypadku można się posługiwać wykresem z rys. 30 dla sygnału naturalnego o zmiennej polaryzacji, pod warunkiem zastosowania detekcji synchronicznej.

Transmisja dwóch wstęg bocznych i fali nośnej przy detekcji synchronicznej daje taki sam stosunek sygnału do

szumu, jak transmisja sygnału naturalnego przy manipulacji wartością prądu. Różnica między poprzednio rozpatrzonym przypadkiem polega na zwiększeniu średniej mocy nadawanej o 3 dB.

Detekcja obwiedni sygnału AM z falą nośną i wstęgami bocznymi nie pozwala stosować zależności wyprowadzonych dla systemu naturalnego, nieliniowość bowiem procesu detekcji sygnału i szumu zmienia rozkład prawdopodobieństwa zarówno szumu, jak i szumu łącznie z sygnałem. Podamy tu wyniki rozważań w uproszczonej wersji, gdy odebrany sygnał AM nie zawiera składowej prostopadłej.

Obwiednia sygnału i szumu może być wyrażona przez

$$\varrho = \sqrt{(E_s + x)^2 + y^2} \quad (44)$$

gdzie E_s jest obwiednią sygnału, a x i y są składowymi szumu, z których każda posiada niezależny rozkład gaussowski o gęstościach $p(x)$ i $p(y)$

$$p(x) = \frac{e^{-x^2/(2\sigma^2)}}{\sqrt{2\pi}} \quad p(y) = \frac{e^{-y^2/(2\sigma^2)}}{\sigma\sqrt{2\pi}} \quad (45)$$

$$\sigma = 2 \int_0^{f_c} w(f + f_c) df$$

Jeśli przyjąć $E_s = 0$, to rozkład prawdopodobieństwa jest rozkładem Rayleigha o postaci

$$Q_s(\varrho) = 1 - e^{-\varrho^2/2\sigma^2} \quad (46)$$

Rozkład obwiedni sumy przebiegu sinusoidalnego i szumu gaussowskiego nosi nazwę rozkładu Rice'a i jest funkcją złożoną. Jest ona spotykana również i w innych zagadnieniach statystycznych. Jej wartości można znaleźć w odpowiednich tablicach.

Mając do dyspozycji powyższe rozkłady można obliczyć prawdopodobieństwo błędnej decyzji w układzie decyzji progowej. Przypuśćmy, że próg decyzji został ustawiony na wartość kE_s . Oznacza to, że układ stwierdza w sygnale stan prądowy, gdy obwiednia $\varphi > kE_s$, natomiast stan bezprądowy, gdy $\varphi < kE_s$. Gdy nadawany jest stan bezprądowy, wówczas występuje tylko obwiednia szumu. Sygnał jest błędnie odczytany jako stan prądowy, gdy φ przekracza wartość kE_s . Prawdopodobieństwo błędu w sygnale odpowiadającym stanowi bezprądowemu będzie więc równe

$$P(p|b) = 1 - Qg(kE_s) = e^{-k^2 E_s^2 / 2\sigma^2} \quad (47)$$

Sygnał odpowiadający stanowi prądowemu jest przyjęty jako stan bezprądowy, gdy wielkość obwiedni sygnału i szumu jest mniejsza od kE_s . Wobec tego

$$P(b|p) = Qgs(kE_s, E_s) \quad (48)$$

W przeciwieństwie do przypadku addytywnego szumu gaussowskiego prawdopodobieństwa 47, 48 nie są sobie równe, gdy $k = 0,5$. Można to zaobserwować na rys. 36, na którym przedstawiono wykresy tych prawdopodobieństw w zależności od wielkości współczynnika k , przyjmując jako

parametr stosunek sygnału do szumu

$$\frac{S}{N} = 10 \log_{10} (E_s^2 / 26^2)$$

Optymalna wartość współczynnika k , dla której otrzymuje się minimalną stopę błędów, jest zależna od stosunku sygnału do szumu i różni się od 0,5 tym bardziej, im ten stosunek jest mniejszy. Obrazuje to rys. 37.

5.3. Systemy o modulacji częstotliwości

5.3.1. Omówienie ogólne

Zasadnicze człony funkcjonalne systemu z modulacją częstotliwości pokazane są na rys. 38. Podobnie jak w innych omówionych wyżej systemach źródło danych generuje sygnał naturalny, który przyjmujemy za sygnał z manipulacją prądu lub napięcia. Sygnał ten jest następnie kształtowany za pomocą filtra dolnoprzepustowego. Częstotliwość oscylatora jest modulowana sygnałem z wyjścia filtra dolnoprzepustowego. Widmo sygnału modulowanego kształtowane jest następnie za pomocą nadawczego filtra pasmowego i wysyłane na kanał transmisyjny. Szумы i interferencje kanału leżące na zewnątrz interesującego nas pasma są usuwane przez odbiorczy filtr pasmowy. Występująca w odbieranym sygnale modulacja amplitudy jest usuwana przez ogranicznik. Sygnał z ogranicznika poddany jest demodulacji, a następnie filtrowaniu. Filtr dolnoprzepustowy odcina zbyteczne składowe oraz szумы znajdujące się

poza pasmem naturalnym. Odtworzony sygnał naturalny jest przykładany do układu decyzji progowej, działającego tak, jak w omówionym wyżej systemie naturalnym i w systemie AM.

5.3.2. Modulatory FM

Zadaniem modulatora jest wytworzenie sygnału o częstotliwości nośnej zmiennej liniowo z wielkością sygnału naturalnego $s(t)$. Sygnał taki można przedstawić w postaci

$$E(t) = A \cos \left[\omega_c t + \theta + \lambda \int_{t_0}^t s(t) dt \right] \quad (49)$$

gdzie A - amplituda sygnału,

ω_c - częstotliwość nośna przebiegu niemodulowanego,

θ - faza częstotliwości nośnej względem określonego momentu czasu,

λ - współczynnik proporcjonalności,

t_0 - dowolny moment odniesienia.

Chwilową częstotliwość sygnału można więc wyrazić

$$\omega_i = \omega_c + \lambda s(t) \quad (50)$$

Niewątpliwą korzyścią transmisji FM jest jak widzimy niezależność odzyskanego po detekcji sygnału naturalnego od amplitudy i fazy nadawanego sygnału nośnego.

Analiza widma sygnału $E(t)$ nie jest sprawą prostą ze

względu na nieliniową zależność od sygnału $s(t)$. Jedno z uproszczeń podaje metoda Sundego poruszona w rozdz. 3.3. Polega ona na syntezie sygnału o raptownie zmieniającej się częstotliwości z dwóch przebiegów AM o częstotliwościach nośnych reprezentujących binarne stany 0 i 1. Uproszczenie wprowadzane przez proponowaną metodę syntezy polega na tym, że otrzymany sygnał nie jest ściśle zgodny z równaniem (49). Wykazuje on zmiany amplitudy w czasie, a więc jest przebiegiem mieszanym AM-FM. Metoda ma tę zaletę, że umożliwia analizę wpływu liniowych charakterystyk częstotliwościowych filtrów i kanału transmisyjnego na sygnał. Ograniczenie amplitudy nie może być brane pod uwagę przy tej analizie, ponieważ wiąże się z przekształceniem widma, które trudno obliczyć. Powyższe stwierdzenie nie oznacza braku możliwości przeprowadzenia dokładnych obliczeń. Wymagają one jednakże zastosowania maszyn analogowych lub cyfrowych.

W praktyce modulatory realizuje się za pomocą układu określającego częstotliwość pojedynczego generatora pod wpływem sygnału naturalnego. Przełączanie elementu L lub C w zwykłym generatorze może być przyczyną poważnych zniekształceń szczególnie wtedy, gdy liczba cykli przebiegu przypadająca na element sygnału jest niewielka. W takich przypadkach korzystna jest realizacja modulacji częstotliwości przez zmianę okresu oscylacji multiwibratora, wpływając sygnałem modulującym na napięcia polaryzujące.

5.3.3. Ogranicznik

Funkcja ogranicznika polega na przekształceniu sygnału mieszanego AM - FM na sygnał o stałej amplitudzie i zmiennej częstotliwości. W wyniku odcięcia amplitudy sygnału w granicach $\pm G$, przy czym wielkość $|G|$ powinna być dostatecznie mała, aby odrzucić wszystkie możliwe wahania amplitudy, otrzymujemy przebieg prostokątny zawierający oprócz składowej podstawowej harmoniczne nieparzyste. Gdy ograniczenie nie jest symetryczne, występują również harmoniczne parzyste. Konieczność stłumienia składowych harmonicznych sygnału ogranicza dewiację częstotliwości. Przejścia przez zero sygnału otrzymanego z ogranicznika pozwalają określić jego częstotliwość chwilową.

5.3.4. Detektory częstotliwości

Detektor częstotliwościowy wykrywa szybkość zmiany fazy przebiegu. Oznacza to, że gdy przebieg przykładowy do detektora ma postać

$$E(t) = R(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad (51)$$

wówczas reakcja detektora jest proporcjonalna do chwilowej częstotliwości

$$\omega_i = \omega_c + \frac{d\phi(t)}{dt} = \omega_c + \phi' \quad (52)$$

Sygnał z detektora złożony jest z dwóch członów: ze

składowej stałej reprezentowanej przez pulsację ω_c oraz składowej zmiennej będącej nośnikiem przekazywanej informacji i reprezentowanej przez ϕ' . Jasne jest, że gdy sygnał $E(t)$ ma postać przedstawioną wzorem (49), wówczas sygnał z detektora jest wiernym odbiciem przekazywanego sygnału $s(t)$.

Sygnał odbierany można uważać za sumę dwóch przebiegów prostopadłych

$$E(t) = P(t) \cos \omega_c t - Q(t) \sin \omega_c t \quad (53)$$

Amplituda i faza wynikowego przebiegu jest równa

$$R^2(t) = P^2(t) + Q^2(t) \quad (54)$$

$$\operatorname{tg} \phi(t) = -\frac{Q(t)}{P(t)}$$

Reakcję detektora na przybliżony sygnał można wyrazić w postaci

$$\omega_i(t) = \omega_c + \phi'(t) = \omega_c + \frac{PQ' - GP'}{P^2 + Q^2} \quad (55)$$

Z punktu widzenia praktycznej realizacji istnieją dwa rodzaje układów detekcyjnych. Pierwszy z nich, zwany detektorem przejść przez zero wykrywa przesyłaną składową naturalną na podstawie częstości zmian przejść przez zero detekowanego sygnału. Zasada działania detektora przedstawiona jest na rys. 39. Sygnał prostokątny otrzymywany z ogranicznika jest poddany różniczkowaniu, a na-

stępnie prostowaniu dwupołówkowemu. Dzięki temu otrzymuje się ciąg wąskich impulsów oznaczających przejścia przez zero. Temu ciągowi impulsów zostaje przyporządkowany nowy ciąg impulsów. Każdy impuls tego ciągu ma określoną wysokość h i czas trwania τ . Zawarta w tym ciągu informacja cyfrowa jest odzyskiwana przez całkowanie w filtrze dolnoprzepustowym, który usuwa składowe ciągu o częstotliwościach zbliżonych do częstotliwości repetycji impulsów oraz jej harmonicznych. Wynik filtrowania jest zadowalający tylko wtedy, gdy pasmo zajmowane przez detekowany sygnał naturalny jest tak ograniczone, że jego maksymalna częstotliwość jest mniejsza od podwójnej minimalnej częstotliwości sygnału FM. Oznaczając kolejne momenty przejść przez zero symbolami t_n i t_{n+1} różnica faz między nimi będzie równa

$$\omega_c(t_{n+1} - t_n) + \phi(t_{n+1}) - \phi(t_n) = \pi \quad (56)$$

Jeśli funkcja fazy $\phi(t)$ może być uważana za funkcję liniową, to

$$\phi(t_{n+1}) = \phi(t_n) + \phi'(t_n)(t_{n+1} - t_n) \quad (57)$$

natomiast przedział między kolejnymi przejściami przez zero będzie równy

$$t_{n+1} - t_n \approx \frac{\pi}{\omega_c + \phi'(t_n)} \quad (58)$$

Średnia wielkość napięcia wyjściowego z filtra dolnoprzepustowego w przedziale zawartym między t_n i t_{n+1} jest

równa powierzchni impulsu τ_h podzielonej przez czas trwania przedziału

$$E_D = \frac{\tau_h}{T} \left[\omega_c + \phi'(t_n) \right] \quad (59)$$

Drugim praktycznym układem detekcyjnym stosowanym powszechnie w systemach FM przenoszących dane analogowe jest czwórnik, dający na wyjściu zmiany amplitudy proporcjonalne do chwilowej częstotliwości. Jednym z rozwiązań takiego układu może być układ różniczkujący, który poprzedza detektor obwiedni. Najczęściej stosowanym rozwiązaniem tego rodzaju detekcji jest dyskryminator zbudowany z dwóch obwodów rezonansowych działających w układzie przeciwsobnym. Spełnia on rolę układu różniczkującego. Amplituda napięcia wyjściowego z takiego dyskryminatora zmienia się w pewnym ograniczonym zakresie prawie liniowo z częstotliwością.

5.3.5. Problemy oceny prawdopodobieństwa błędu w binarnym systemie FM

Zagadnienie oceny prawdopodobieństwa błędu przy odbiorze binarnych sygnałów FM jest analitycznie złożone. Ze względu na wąskie ramy tego opracowania wskażemy tylko drogę wiodącą do otrzymania wyników. Ograniczymy się przy tym do kanału zakłócanego addytywnym szumem gaussowskim.

Sygnał FM zakłócany addytywnym szumem gaussowskim może być przedstawiony w postaci

$$E(t) = [P(t) + x(t)] \cos \omega_c t - [Q(t) + y(t)] \sin \omega_c t \quad (60)$$

gdzie $P(t)$ i $Q(t)$ są składowymi sygnału przesuniętymi względem siebie o 90° , zaś $x(t)$ i $y(t)$ są analogicznymi składowymi addytywnego szumu gaussowskiego. Załóżmy, że gęstości widmowe składowych szumu są sobie równe, tzn. $w_x(f) = w_y(f)$, i że zmienne x, y oraz x' i y' są wzajemnie niezależne.

Idealny detektor częstotliwościowy odtwarza przebieg

$$\phi' = \frac{d}{dt} \arctg \frac{Q+y}{P+x} = \frac{(P+x)(Q'+y') - (Q+y)(P'+x')}{(P+x)^2 + (Q+y)^2} \quad (61)$$

Ocena częstości występowania błędu polega na wyznaczeniu prawdopodobieństwa, że odebrana dewiacja częstości (znak ϕ') będzie ujemna przy dodatniej dewiacji sygnału nadawanego i odwrotnie. Jeśli sygnał wolny od szumu nie jest nadmiernie zniekształcany, to po stronie odbiorczej znak ϕ' będzie taki, jaki wynika z równania (61) przez usunięcie składowych x, y, x', y' . Zauważmy, że na znak ϕ' nie wpływa mianownik wyrażenia (61). Oznaczmy licznik przez z . Wtedy problem znalezienia prawdopodobieństwa błędu sprowadza się do wyznaczenia dwóch prawdopodobieństw

$$P_1 = \text{prawdop } (z < 0), \text{ gdy } PQ' > QP'$$

$$P_2 = \text{prawdop } (z > 0), \text{ gdy } PQ' < QP'.$$

Oznaczając przez m prawdopodobieństwo dodatniej dewiacji częstości, prawdopodobieństwo błędu będzie równe

$$P = m P_1 + (1-m) P_2.$$

Gdy stany 0 i 1 są jednakowo prawdopodobne, prawdopodobieństwo błędu będzie średnią arytmetyczną prawdopodobieństw P_1 i P_2 .

5.4. Systemy o modulacji fazy

5.4.1. Omówienie ogólne

Systemy modulacji fazy stosowane w transmisji danych są podobne do systemów AM. Wynika to z faktu, że sygnał o zmiennej fazie np. w granicach 180° może być wyrażony w postaci dwóch sygnałów AM, z których każdy posiada dwie wstęgi boczne, a fale nośne są przesunięte o 90° . Jak wiadomo, wynikiem modulacji amplitudy fali nośnej sygnałem binarnym o zmiennej polaryzacji jest przebieg o zmiennej fazie w granicach od 0 do 180° , którego widmo ma dwie wstęgi boczne i stłumioną falę nośną. Transmisję sygnałów binarnych z modulacją fazy można więc rozważać w sposób identyczny jak transmisję sygnału AM. W systemach realizowanych praktycznie stosuje się więcej niż dwa stany w przedziale czasu odpowiadającym elementowi informacji. Taki system nazywa się systemem wielofazowym. Sygnały wejścia i wyjścia systemu wielofazowego są przeważnie binarne, liczba więc dopuszczalnych stanów fazy powinna stanowić całkowitą potęgę liczby dwa. W takich przypadkach bowiem łatwo można dokonać translacji sygnału binarnego na sygnał wielofazowy. W systemie czterofazowym każdy element informacji zawiera dwa bity informacji, w ośmiofazowym trzy itd. Niezbędnej konwer-

sji sygnału szeregowego na sygnał równoległy i odwrotnie dokonuje się odpowiednio w nadajniku i odbiorniku.

5.4.2. Generacja i detekcja sygnałów z modulacją fazy

Sygnał czterofazowy może być generowany przez sumowanie dwóch przebiegów AM przesuniętych w fazie o 90° . Odpowiedni układ blokowy pokazano na rys. 40. Szeregowy sygnał binarny podawany jest na konwerter, który przekształca go na kolejne równoległe dwubitowe bloki. Zarówno pierwsza cyfra każdego kolejnego bloku jak i druga cyfra oznaczone odpowiednio literami A i B są sygnałami naturalnymi o zmiennej polaryzacji. Moduluje one amplitudy fal nośnych o jednakowych częstotliwościach, lecz fazach przesuniętych względem siebie o 90° . Sygnał naturalny odpowiadający cyfrze A moduluje falę nośną o fazie 0° , a sygnał cyfry B falę nośną o fazie 90° . Na wyjściu modulatorów otrzymujemy przebiegi, które można traktować jak sygnały AM ze stłumioną falą nośną lub jak sygnały o zmiennej fazie. Dla cyfry A faza zmienia się w granicach od 0 do 180° , a dla cyfry B w granicach od -90 do $+90^\circ$. Zsumowanie takich dwóch sygnałów daje w efekcie sygnał o dopuszczalnych czterech wartościach fazy $\pm 45^\circ$ i $\pm 135^\circ$. Obrazuje to wykres wektorowy przedstawiony na rys. 40.

Generacja sygnału ośmiofazowego jest oparta na podobnej zasadzie. Schemat funkcjonalny układu generacyjnego przedstawiono na rys. 41. Wejściowy konwerter przekształca sygnał binarny na kolejne równoległe trzybitowe bloki,

których kolejne trzy cyfry oznaczone są literami A, B, C i stanowią wyjścia z konwertera. Są one sygnałami naturalnymi o zmiennej polaryzacji. Sygnał C powoduje modulację wielkości sygnałów A i B w sposób różnicowy. Gdy C przedstawia stan 1, wtedy poziom sygnału z wyjścia modulatora A jest większy niż poziom z modulatora B. W ten sposób sygnały z modulatorów A i B są sygnałami o zmiennej polaryzacji i czterech poziomach; dwóch poziomach dodatnich i dwóch ujemnych. Sygnały o takiej postaci moduluja następnie w sposób analogiczny jak w omówionym przypadku modulacji czterofazowej dwie fale nośne, różniące się fazą o 90° . Zsumowane wyjścia modulatorów amplitudy dają w wyniku pożądaną sygnał modulacji fazy o ośmiu dopuszczalnych wartościach $+22,5^\circ$, $+67,5^\circ$, $+112,5^\circ$, $+157,5^\circ$. Odpowiedni wykres wektorowy pokazany jest na rys. 41.

Sygnały otrzymywane w opisanych wyżej układach nie są sygnałami o czystej modulacji fazy, ponieważ mają zmienną amplitudę. Nie ogranicza to ich przydatności, gdyż wszystkie sygnały o modulowanej fazie i ograniczonym paśmie są równocześnie modulowane amplitudowo.

Oprócz omówionych sposobów generacji sygnałów wielofazowych istnieją inne, oparte albo na zastosowaniu przesuwników fazowych, albo na podziale częstotliwości generatora oscylującego z częstotliwością będącą wielokrotnością częstotliwości fali nośnej.

Sygnały generowane w sposób opisany wyżej są poddawane procesowi detekcji po stronie odbiorczej. Zmiany fazy sygnału odbieranego mogą być wykrywane przez porówna-

nie z ustaloną uprzednio fazą odniesienia przebiegu sinusoidalnego. Nie będziemy tu rozpatrywać metod ustalania synchronizmu między fazą odniesienia i odbieranego sygnału. Jest to oddzielny problem, którego nie poruszamy. Zakładamy, że taki synchronizm istnieje. Detekcja fazy oparta na takim synchronizmie odbywa się analogicznie jak detekcja synchroniczna sygnału AM, opisana w rozdz. 5.2.3. Detektor synchroniczny daje, jak wiemy, przebieg wyjściowy proporcjonalny do tej składowej sygnału, która jest w fazie z przebiegiem odniesienia, a więc jest proporcjonalny do $\cos \varphi$ między przebiegiem wejściowym a nośną odniesienia. Dlatego może być użyty jako detektor fazy.

Na rysunku 42 jest przedstawiony schemat blokowy detektora sygnału czterofazowego, oparty na zasadzie porównania z ustalonym sygnałem odniesienia. Ponieważ sygnał czterofazowy o dopuszczalnych stanach fazy $+45^\circ$, $+135^\circ$ jest sumą dwóch przebiegów AM przesuniętych względem siebie o 90° i modulowanych sygnałem o zmiennej polaryzacji, każda więc składowa jest wykrywana w oddzielnym detektorze synchronicznym. Detektor górny zasilany przebiegiem odniesienia o fazie 0° wykrywa pierwszą cyfrę binarną A, a detektor dolny zasilany przebiegiem odniesienia o fazie 90° drugą cyfrę binarną B. Wyjścia z detektorów podawane są na konwerter przekształcający dwubitową informację równoległą na szeregową. W tabeli (rys. 43) podano kod binarny A,B, odpowiadający fazom sygnału wejściowego, oraz znaki kosinusa kąta φ na wyjściach detektorów.

Analogiczny układ detektora przeznaczony do sygnałów ośmiofazowych pokazany jest na rys. 44. Zastosowano tu cztery detektory synchroniczne. Faza odniesienia 0° wykrywa pierwszą cyfrę A, faza 90° - cyfrę B. Trzecia cyfra C jest wykrywana przez dwa detektory sterowane przebiegami odniesienia o fazach $+45^{\circ}$ i -45° . Jednakowe znaki $\cos \varphi$ na wyjściach tych detektorów są tłumaczone przez komparator jako cyfra binarna 1, a różne jako cyfra binarna 0. Cyfra C może być również wykrywana z porównania amplitud na wyjściach detektorów cyfr A i B. Taki sposób jest jednakże czuły na wahania amplitudy, które mogą być przyczyną błędnej decyzji.

Istnieją trudności w uzyskaniu i utrzymaniu w czasie transmisji dobrej synchronizacji między przebiegiem sinusoidalnym odniesienia a falą nośną generowaną w nadajniku. Aby je ominąć, stosuje się tzw. modulację fazowo-różnicową. Polega ona na przyporządkowaniu elementom informacji nie wielkości fazy jak poprzednio, lecz zmiany fazy. Dekodowanie odbywa się przez porównanie wielkości faz dwóch sąsiednich elementów. Dla systemu quaternarnego zmiany fazy mogą wynosić 0° , $+90^{\circ}$ i 180° . Generacji sygnału modulacji fazowo-różnicowej można dokonać w układzie przedstawionym na rys. 40, wyposażonym dodatkowo w odpowiedni układ logiczny sterujący modulatorem. Jeśli chcemy uniknąć zmiany fazy równej 0° , możemy zastosować przesunięcia fazy równe $+45^{\circ}$ i $+135^{\circ}$.

Detekcja sygnału modulacji fazowo-różnicowej dla zmian fazy 0° , $+90^{\circ}$, 180° odbywa się w układzie, którego schemat blokowy jest pokazany na rys. 45. Odbierany sygnał zo-

staje opóźniany o czas trwania jednego elementu informacji w szerokopasmowym układzie opóźniającym. Następnie sygnał jest przykładany do dwóch przesuwników fazy, z których jeden zmienia fazę opóźnionego sygnału o $+45^\circ$, a drugi o -45° . W górnym detektorze synchronicznym zostaje porównana faza odbieranego elementu sygnału z fazą elementu poprzedniego, przesuniętą dodatkowo o $+45^\circ$. W dolnym detektorze porównuje się analogiczne fazy sąsiednich dwóch elementów informacji, lecz faza wcześniejszego elementu jest przesunięta dodatkowo o -45° . W rezultacie na wyjściu detektorów otrzymujemy przebieg proporcjonalny do kosinusa kąta φ między porównywanymi przebiegami sinusoidalnymi. Interesuje nas nie wartość kosinusa kąta, lecz jego znak, podobnie jak w sygnale naturalnym o zmiennej polaryzacji. Górny detektor daje pierwszą cyfrę binarną A przekazywanego elementu informacji, a dolny detektor drugą cyfrę B. Działanie detektora modulacji fazowo-różnicowej można zobrazować na wykresie wektorowym przedstawionym na rys. 45. Detekcja polega na rzutowaniu wektorów odbieranego sygnału sinusoidalnego na osie współrzędnych prostokątnych przesunięte w stosunku do fazy wektora poprzedniego elementu sygnału o $+45^\circ$. Na tym samym rysunku podana jest również tablica obrazująca odpowiedniość zmian fazy z kodem binarnym oraz znakami kosinusa kąta φ na wyjściu detektorów.

Tę samą metodę generacji i detekcji sygnału można zastosować do sygnałów oktonarnych.

5.4.3. Filtry nadawcze i odbiorcze

Opisane metody generacji i detekcji stosowane w systemach modulacji fazy wykorzystują układy stosowane w systemach modulacji amplitudy. Na wejściu do układów modulujących, przedstawionych na rys. 40 i 41, może być użyty filtr dolnoprzepustowy kształtujący widmo nadawanego sygnału. W pewnych przypadkach może być użyty nadawczy filtr pasmowy, chociaż filtr dolnoprzepustowy może w pełni ukształtować widmo obydwóch symetrycznych wstęg bocznych. Po stronie odbiorczej stosuje się filtr pasmowy przed detektorem i filtr dolnoprzepustowy po detekcji w celu stłumienia składowych szumu występujących poza pasmem transmisyjnym oraz ukształtowania widna odbieranych impulsów.

W systemach z synchroniczną detekcją fazy charakterystyką transmisyjną odbiornika może być złożona zgodnie z życzeniem z charakterystyki filtru pasmowego i dolnoprzepustowego. Przy detekcji fazowo-różnicowej charakterystyka transmisyjna odbiornika powinna być określona przez filtr pasmowy. Optymalne kształty filtrów ustalone dla sygnałów AM i bazujące na widmie kształtu "kosi-nusa w kwadracie" mogą być również stosowane w systemach fazowych.

W rozważaniach dotyczących systemów AM wykazano, że dla umożliwienia odseparowania sygnału naturalnego od składowych o wyższych częstotliwościach będących produktami detekcji częstotliwość fali nośnej musi być większa od maksymalnej częstotliwości modulującej. Ten waru-

nek jest słuszny dla synchronicznej detekcji fazy. Nie może on być jednak stosowany do detekcji fazowo-różnicowej. W tym przypadku bowiem wyjście detektora zawiera zarówno sumę jak i różnicę składowych wejściowych, które są przebiegami zmodulowanymi. Można wykazać, że dla detekcji fazowo-różnicowej fala nośna powinna mieć częstotliwość dwukrotnie większą od maksymalnej częstotliwości modulującej.

5.4.4. Odporność na szumy

Problem szumów na wyjściu systemu transmisyjnego jest dla modulacji fazy analogiczny jak dla opisanej detekcji synchronicznej sygnałów AM. Poziom sygnału po detekcji, w środku elementu sygnału, może być określany przez zależność fazową między odbieranym sygnałem a nośną odniesienia. I tak np. dla modulacji czterofazowej różnica fazy między sygnałem odbieranym a nośną odniesienia w środku elementu sygnału wynosi 45° . Sygnał po detekcji posiada amplitudę proporcjonalną do kosinusa tego kąta, a więc równą 0,707 amplitudy odbieranego sygnału dla przypadku dwufazowego lub binarnego sygnału AM ze stłumioną nośną. System czterofazowy posiada o 3 dB mniejszą odporność na szum niż system dwufazowy, wykorzystujący to samo pasmo i tę samą prędkość transmisji w elementach/sek. Jednakże prędkość wyrażona w bit/sek jest dla systemu czterofazowego dwukrotnie większa. Prawdopodobieństwo błędu w funkcji stosunku sygnału do szumu dla tych dwóch przypadków podaje krzywa 1 na rys. 46.

Dla systemu ośmiofazowego, kąt fazowy między sygnałem a przebiegiem odniesienia wynosi albo $-22,5^{\circ}$, albo $67,5^{\circ}$. Najmniejszy sygnał po detekcji jest równy 0,385 amplitudy występującej po detekcji dla przypadku dwufazowego. Odpowiada to zmniejszeniu odporności na szum o 8,3 dB w porównaniu z systemem dwufazowym i 5,3 dB w porównaniu z systemem czterofazowym.

W metodach detekcji fazowo-różnicowej tolerancja na szum jest jeszcze mniejsza ze względu na szum występujący w przebiegu odniesienia. Zmniejszenie odporności na szum na skutek użycia czwórnika opóźniającego wynosi ok. 1 dB dla modulacji binarnej i staje się pomijalnie małe dla bardzo dużych stosunków sygnału do szumu. Dla systemów ośmio i więcej fazowych strata wynosi ok. 3 dB. Pomimo wymienionej wady system modulacji fazowo-różnicowej ma dużą zaletę - prosty sposób uzyskiwania przebiegu odniesienia, którym jest sygnał występujący w poprzedzającym elemencie informacji. Na rys. 46 jest podane również prawdopodobieństwo błędu dla modulacji fazowo-różnicowej.

6. ZABEZPIECZENIE TRANSMISJI PRZED BŁĘDAMI

Problem błędów powstających przy transmisji sygnałów cyfrowych jest jednym z ważniejszych w transmisji danych. Przyjętą miarą częstości występowania błędów jest tzw. stopa błędów określona prawdopodobieństwem przekłamania elementu sygnału. Istnieje wiele przyczyn powstawania błędów na drodze sygnału reprezentującego informację cy-

frową. Większość z nich została krótko omówiona w poprzednich rozdziałach.

Walka o obniżenie prawdopodobieństwa występowania błędów polega przede wszystkim na takim zaprojektowaniu kanału transmisji danych, aby wyeliminować do minimum przyczyny przekłamań. W obecnie rozwijającej się transmisji danych, której podstawową drogą transmisyjną jest kanał telefoniczny wydzielony z systemu nośnego opartego o podział częstotliwościowy, eliminacja przyczyn polega głównie na odpowiednim ukształtowaniu impulsów sygnału oraz korekcji charakterystyk transmisyjnych, w szczególności charakterystyk fazowych. Walka z szumem jest możliwa przez ustalenie odpowiedniego stosunku mocy sygnału do mocy szumu.

Należy tu zwrócić uwagę, że uzyskiwana stopa błędów jest na ogół przeciwna szybkości przekazywania elementów sygnału. Zwiększenie bowiem prędkości powoduje przeważnie zwiększenie prawdopodobieństwa błędu. Dla ustalonej prędkości transmisji można minimalizować prawdopodobieństwo błędu wymienionymi środkami, lecz wiąże się to z komplikacją urządzeń transmisyjnych i możliwe jest tylko do pewnej granicy uwarunkowanej opłacalnością, i możliwościami technicznymi. Wszystkie jednak dostępne środki zaradcze są często niewystarczające i mimo ich zastosowania wynikowa stopa błędów jest nie do przyjęcia dla pewnych zastosowań transmisji danych, wymagających wyjątkowo wiernego odbioru informacji. W takich przypadkach jesteśmy zmuszeni stosować dodatkowe urządzenia polepszające wierność transmisji w stopniu odpo-

wiadającym stawianym wymaganiom. Urządzenia te noszą nazwę urządzeń protekcji.

Rodzaj zastosowanych urządzeń protekcji bywa często brany pod uwagę jako kryterium podziału systemów transmisji danych. W zależności od tego, czy urządzenia protekcji umożliwiają korekcję czy tylko detekcję błędów, rozróżniamy systemy korekcyjne lub detekcyjne. Systemy detekcyjne mają zastosowanie w przypadkach, gdy odrzucenie względnie niewielkiej liczby informacji składowych przekłamanych w procesie transmisji nie dyskwalifikuje informacji jako całości pod względem jej przydatności.

Korekcję błędów można przeprowadzać dwoma metodami. Pierwsza z nich polega na dodawaniu do przesyłanych elementów sygnału elementów nadmiarowych w takiej liczbie i w taki sposób, że możliwe jest wykrycie i skorygowanie błędów po stronie odbiorczej. Sposób przyporządkowania elementom informacyjnym elementów nadmiaru nazywa się kodem korekcyjnym. Drugą metodą korekcji błędów jest powtarzanie informacji uznanej za błędną. Proces detekcji błędu może być przy tym dokonywany albo po stronie nadawczej, albo po stronie odbiorczej. Wykrycie błędu po stronie nadawczej wymaga zwrotnego doprowadzenia informacji z odbiornika do nadajnika w postaci umożliwiającej porównanie jej z informacją - wzorcem, zarejestrowaną po stronie nadawczej. Powrót informacji następuje kanałem zwrotnym utworzonym specjalnie w tym celu. Szerokość pasma zajmowana przez kanał zwrotny jest zbliżona lub równa szerokości pasma zajmowanej przez kanał zasadniczy. System oparty na tej zasadzie korekcji nazywany jest syste-

mem ze sprzężeniem zwrotnym informacji. Jeśli detekcja błędów odbywa się po stronie odbiorczej, wówczas niezbędnym jest również kanał zwrotny w celu przekazania do nadajnika decyzji żądającej powtórzenia porcji informacji obciążonej błędem. Szerokość pasma zajmowana przez kanał zwrotny może być w tym przypadku znacznie mniejsza od tej, którą zajmuje kanał zasadniczy. Rozróżnia się dwie metody detekcji błędów po stronie odbiorczej stosowane w systemach korekcyjnych z powtarzaniem błędnie odebranej informacji. Jedną z nich jest metoda kodowa polegająca na przyporządkowaniu pewnej grupie elementów informacji uznanej za blok transmisyjny, który w przypadku wykrycia błędu należy powtórzyć, elementów nadmiarowych w takiej liczbie i w taki sposób, że pozwalają one wykryć błąd.

Drugą metodą detekcji jest tzw. metoda analogowa. U podstaw tej metody leży fakt, że błędy są wynikiem niestabilności parametrów kanału. Zastosowanie tzw. detektora zakłóceń umożliwia wykrycie błędu z pewnym prawdopodobieństwem, przy czym możliwe są przypadki, że wykryte zakłócenie mimo że zostało zarejestrowane nie spowodowało błędu. Takie przypadki przyczyniają się do nadmiernej ilości powtórzeń. Analiza analogowej metody detekcji wykazała, że daje ona zadowalające wyniki przy detekcji serii błędnych elementów sygnału, natomiast jest zawodna przy wykrywaniu pojedynczych błędnych elementów. Z tych powodów metoda analogowa nie jest stosowana samodzielnie, lecz w połączeniu z metodą kodową. Omówione metody wykrywania błędów po stronie odbiorczej wraz z wy-

magany kanałem zwrotnym do przesyłania decyzji powtórzenia dają możliwości tworzenia systemów, zwanych systemami ze sprzężeniem zwrotnym decyzji.

Spośród wymienionych systemów protekcji najpowszechniej stosowane są systemy korekcyjne. Systemy detekcyjne znajdują zastosowanie w specjalnych przypadkach, np. w telemetrii. Najważniejszą pozycję wśród systemów korekcyjnych mają systemy ze sprzężeniem zwrotnym decyzji, z tzw. kodem detekcyjnym, to znaczy kodem, którego właściwości wykrywania błędów znajdują zastosowanie. Systemy wykorzystujące właściwości korekcyjne kodu nie znalazły dotychczas szerszego zastosowania ze względu na złożoność urządzeń wymaganych do dekodowania sygnałów.

Właściwości detekcyjne i korekcyjne stosowanych kodów są ściśle ze sobą związane, dlatego nie istnieją oddzielne klasy kodów korekcyjnych czy detekcyjnych. Rozważane są jednakże właściwości detekcyjne i korekcyjne kodów. Dziedzina wiedzy dotycząca kodów rozwinęła się bardzo poważnie w ostatnim dziesięcioleciu. Jest ona złożona, obszerna i trudna do rozpatrzenia w szczupłych ramach niniejszego opracowania. Zainteresowanych odsyłamy do bogatej literatury istniejącej w tej dziedzinie. W urządzeniach transmisji danych powszechnego użytku wykorzystuje się głównie kody blokowe, tzn. takie, w których informacja wysyłana jest w postaci kolejnych bloków o stałej długości, stanowiących ciągi elementów informacji. Spośród tych kodów spotykane są kody systematyczne, kody cykliczne oraz kody iteracyjne. Ocena skuteczności wymienionych kodów nie jest sprawą prostą i wymaga zna-

jomości statystycznego rozkładu błędów w kanale transmisyjnym. Nawet w przypadku znajomości rozkładu statystycznego analityczna ocena prawdopodobieństwa niewykrycia i nieskorygowania błędu w bloku jest zadaniem bardzo złożonym. Niezwykle użyteczna jest w tym przypadku symulacja na maszynie matematycznej. Najbardziej jednak realne wnioski można wyprowadzić drogą bezpośrednich prób na kanałach rzeczywistych.

Wszystkie wymienione wyżej systemy protekcji zwiększają wierność przekazywanych informacji cyfrowych kosztem zwiększenia czasu wymaganego do przesłania określonej porcji informacji. W systemach korekcyjnych, wykorzystujących właściwości korekcyjne kodu, zwiększenie czasu przekazywania następuje w stosunku b/n , gdzie b jest ilością elementów w bloku transmisyjnym, a n ilością elementów w bloku, będących nośnikami informacji. Ponieważ korekcja kodowa wymaga dużej ilości elementów nadmiarowych, zmniejszenie więc czasu transmisji będzie znaczne. Systemy protekcji oparte na sprzężeniu zwrotnym decyzji używane są obecnie powszechnie. Zwiększenie czasu transmisji wprowadzane przez tego rodzaju protekcję wynika nie tylko z konieczności stosowania elementów nadmiarowych w blokach informacyjnych, lecz również z konieczności powtarzania transmisji błędnie odebranych bloków. Zwiększenie czasu transmisji spowodowane tym czynnikiem zależy od prawdopodobnej ilości powtórzeń, a ta z kolei jest trudna do określenia, ponieważ wynika z rozkładu statystycznego błędów. Dla pewnych zastosowań wydaje się korzystna analogowa metoda wykrywania błędów

powiązana z metodą kodową, ponieważ wymaga niewielkiej ilości elementów nadmiarowych.

7. PERSPEKTYWY ROZWOJU TRANSMISJI DANYCH

7.1. Prognozy rozwojowe

Podkreślony we wstępie do niniejszego opracowania бурлиwy rozwój zastosowań urządzeń i systemów przetwarzania i magazynowania danych, obserwowany w ostatnim dziesięcioleciu, pozwala przewidywać ciągły wzrost ilości przekazywanych informacji. W związku z tym, istnieje konieczność dostarczenia odpowiednich środków technicznych, które sprostałyby narastającym zadaniom. W przodujących w dziedzinie telekomunikacji krajach świata stawia się prognozę, że do roku 1975 ruch danych, głównie cyfrowych stanie się ilościowo równy ruchowi telefonicznemu. Jeśli przy tym uwzględnić fakt, że ruch telefoniczny w tych krajach jest już obecnie olbrzymi i wykazuje ciągłe tendencje wzrostu, to taka prognoza musi zdumiewać i nasuwać pytanie, skąd będą pochodzić te informacje i czy będą istnieć możliwości technicznej realizacji wymiany takiej ilości informacji. Spróbujmy odpowiedzieć na pierwsze pytanie.

W okresie rozwoju maszyn parowych dla zobrazowania mocy maszyny wprowadzono jednostkę "koń mechaniczny" tylko po to, aby dać skalę porównawczą między używaną przedtem zwierzęcą siłą pociągową a maszyną. W wieku rewolucji cybernetycznej, aby zdać sobie sprawę z ilości informacji przekazywanej po sieci telekomunikacyjnej z

pewną prędkością wyrażoną w bit/sek, wygodnie jest znaleźć współzależność między ilością informacji przekazywaną przez człowieka po sieci telefonicznej w jednostce czasu a ilością danych przekazywaną automatycznie przez urządzenie. Zdolność człowieka do generowania i absorpcji informacji o niewielkim nadmiarze wynosi ok. 50 słów/min, co w przybliżeniu odpowiada szybkości nadawania informacji z dalekopisu, który jak wiemy zdolny jest nadawać informację z prędkością 50 bit/sek. Możemy więc przyjąć prędkość 50 bit/sek jako szybkość odpowiednią dla nadawania i odbioru informacji bezpośrednio przez człowieka. Wobec tego informacja cyfrowa nadawana łączem transmisji danych z prędkością 2400 bit/sek w ciągu 1 godz. daje ok. 150000 słów. Taką informację człowiek czytałby ok. 50 godz. Ponadto informacja nadana w ciągu 3 min. z prędkością 2400 bit/sek odpowiada ok. 50 rozmowom telefonicznym przeprowadzonym w tym samym czasie.

Jednakże w okresie automatyzacji procesów przetwarzania i przekazywania informacji nie można ograniczać się do rozpatrywania wymiany informacji tylko między ludźmi. W przewidywanym świecie wymiany informacji człowiek będzie uczestniczył nie bezpośrednio, lecz pośrednio. Świat informacji, w którym człowiek współczesny pracuje, odbiega znacznie od tego, który istniał jeszcze kilkadziesiąt lat temu. Dotyczy to każdej dziedziny. I tak np. w medycynie ilość informacji potrzebna lekarzowi do postawienia diagnozy jest obecnie bardzo duża i praktyka medyczna wymaga efektywnego i szybkiego dostępu do źródła informacji, których ilość rośnie codziennie w mia-

rę napływu nowych wyników badań. Również każdy inżynier zdaje sobie sprawę z tego, że zapoznanie się z bieżącą literaturą techniczną w jego własnej wąskiej dziedzinie jest praktycznie nieosiągalne. W meteorologii np. satelita meteorologiczny przekazujący dane z prędkością 40 kbit/sek nadaje w ciągu doby taką ilość danych, jaką generowałyby 3000 istot ludzkich w ciągu 8 godzin.

Wytworzona została sytuacja paradoksalna, w której świat informacji stworzony przez ludzi jest prawie niedostępny dla tych, którzy się nim interesują. W konsekwencji takiej sytuacji w wielu dziedzinach obserwuje się wielokrotne badanie zjawisk wyjaśnionych już przedtem, co nie jest oczywiście motorem postępu, a jego hamulcem. Wśród wielu dziedzin, w których nie jesteśmy zdolni działać racjonalnie ze względu na brak możliwości wykorzystania olbrzymiej ilości potrzebnych informacji znajdują się handel, zarządzanie, ekonomia. W przodujących krajach świata dokonano już co prawda znacznego postępu w wykorzystaniu automatycznego przetwarzania i odzysku informacji, lecz dotyczy to jedynie kilku wąskich izolowanych dziedzin, takich jak księgowość, bankowość, rezerwacja miejsc lotniczych itp.

Rozwiązanie olbrzymiego, narastającego problemu wymiany informacji wymagać będzie operatywnego współdziałania użytkownika, sieci telekomunikacyjnej oraz różnego rodzaju maszyn cyfrowych. Jest do pomyślenia w przyszłości instalowanie specjalistycznych komputerów w pobliżu laboratoriów badawczych czy instytutów naukowych, będących źródłami informacji gromadzonych w tych kompu-

terach, jak również wyposażenie abonenta sieci telekomunikacyjnej, który chce korzystać z informacji gromadzonych we wspomnianych ośrodkach, w urządzenie względnie tanie, zdolne komunikować się z tymi ośrodkami i odtwarzać informacje przez nie nadsyłane. Koszt usługi powinien być taryfikowany w sposób analogiczny jak obecne usługi telefoniczne. Każdy ośrodek informacyjny może być zdolny komunikować się automatycznie z innymi ośrodkami, jeśli uzna, że nie jest dostatecznie kompetentny w sprawie, w której zwraca się abonent.

Taka wizja przyszłości w dziedzinie wymiany informacji pozwala sądzić, że sieć telekomunikacyjna zyska nowy rodzaj abonentów w postaci komputerów generujących informacje cyfrowe i przyjmujących informacje oraz użytkowników tych informacji. Ruch informacji cyfrowych przesyłany w przyszłości po sieci telekomunikacyjnej może więc zrównać się, a nawet przekroczyć dominujący obecnie ruch telefoniczny.

7.2. Transmisja danych na istniejącej sieci telekomunikacyjnej

Na tle przedstawionych wyżej prognoz rozwojowych należy poddać analizie dotychczasowy stan techniki transmisji danych i jej osiągnięcia. Jak już wspomniano, obecna transmisja danych powszechnego użytku wykorzystuje istniejącą sieć telefoniczną ewentualnie telegraficzną, które są w głównej mierze sieciami przewodowymi. Problemom związanym z adaptacją tej sieci do potrzeb sygna-

łów cyfrowych została poświęcona zasadnicza część tego opracowania. Obecnie zastanowimy się, czy dotychczasowe osiągnięcia są zadowalające i czy pozwalają rokować szybki rozwój, jakiego należy wymagać w najbliższych latach.

Zagadnienie wprowadzania transmisji danych na istniejącą sieć telekomunikacyjną jest w głównej mierze zagadnieniem optymalnej transmisji sygnałów cyfrowych w ośrodku transmisyjnym o ograniczonym pasmie. Współczesna teoria informacji opracowana przez Shannona podaje sformułowanie pojemności informacyjnej kanału o ograniczonym pasmie przy danej średniej mocy sygnału i średniej mocy białego szumu gaussowskiego

$$C = W \log_2 [1 + S/N] \quad (62)$$

Pojemność ta wyraża maksymalną ilość bit/sek odbieraną przy dowolnie małym prawdopodobieństwie błędu. Zależność dotyczy systemu transmisyjnego o jednostkowym wzmacnieniu i liniowej charakterystyce fazowej w pasmie W , a zerowej transmitancji poza pasmem. Średnia moc sygnału w pasmie transmisyjnym wynosi S , a średnia moc szumu N .

Bezskrytyczne zastosowanie wymienionego wzoru do wykorzystywanego kanału telefonicznego o szerokości 3 kHz i stosunku sygnału do szumu np. 30 dB daje wynik 30 kbit/sek. Wartość ta przekracza znacznie najlepsze osiągnięcia uzyskiwane w praktycznie realizowanych systemach transmisji danych. Przyczyną rozbieżności jest przede wszystkim nierównomierność charakterystyk amplitudowej i fazowej w rozważanym pasmie oraz brak możliwości prak-

tycznej realizacji idealnego odcięcia składowych, leżących poza pasmem o szerokości W . Ponadto, nawet spełnienie tych wyidealizowanych warunków pozostawiłoby rozbieżności, osiągnięcie bowiem ideału wyrażonego wzorem (7.1) wymaga stosowania wyszukanych urządzeń kodowania i dekodowania, dotychczas nieopłacalnych praktycznie. Wynik otrzymany przez Shannona stanowi wielkość porównawczą dla wszystkich systemów transmisji danych. Im mniejsza jest różnica między prędkością idealną a otrzymaną praktycznie, tym lepiej świadczy o systemie transmisyjnym.

Kanał telefoniczny dostępny w obecnej sieci telekomunikacyjnej został zaprojektowany dla transmisji sygnałów analogowych, jakimi są prądy foniczne. Nie uwzględnia on wymagań stawianych transmisji sygnałów cyfrowych i wprowadza zniekształcenia, które nieistotne dla telefonii, stanowią poważne ograniczenie dla szybkiego przekazywania sygnałów cyfrowych. Do takich zniekształceń zalicza się przede wszystkim zniekształcenia opóźnieniowe wprowadzane głównie przez filtry kanałowe telefonii nośnej, opartej na podziale częstotliwościowym. Zwiększenie prędkości przekazywania sygnałów cyfrowych przy nie zwiększonej stopie błędów wymaga stosowania specjalnych środków zaradczych w postaci kosztownych korektorów fazowych. Dalsze zmniejszenie stopy błędów można uzyskać drogą zastosowania odpowiedniego systemu protekcji. Proces protekcji związany jest z reguły ze zmniejszeniem efektywnej prędkości transmisji.

Adaptacja kanału telefonicznego dla transmisji danych pociąga za sobą stosowanie kosztownych środków technicz-

nych w postaci tzw. urządzeń modemowych, zawierających układy modulacji i demodulacji oraz ewentualne korektory fazowe i filtry kształtujące, a ponadto skomplikowanego układu protekcji. Można stwierdzić, że zwiększanie prędkości komplikuje zarówno układy modemowe, jak i układy protekcji. Maksymalna prędkość transmisji uzyskana dotychczas w kanale telefonicznym wynosi zaledwie 2400 bit/sek, a w wyjątkowych przypadkach 4800 bit/sek przy znacznych kosztach adaptacyjnych. Otrzymane wyniki praktycznie dają negatywną ocenę wysiłków zmierzających do optymalnego i ekonomicznego wykorzystania istniejących kanałów telefonicznych, uzyskanie bowiem kanału transmisji danych pochłania znaczny koszt rosnący w miarę zwiększania pojemności informacyjnej kanału. Ten fakt wykazuje sprzeczność z ogólnymi tendencjami rozwojowymi panującymi w teletransmisji, polegającymi na zwiększaniu pojemności systemu przy jednoczesnym zmniejszaniu kosztów przypadających na 1 km łącza.

Mimo niepomysłnej oceny transmisja danych oparta na analogowych kanałach telefonicznych rozwija się. Wynika to z braku innych możliwości technicznych i narastającego zapotrzebowania na kanały danych. W przodujących krajach obserwujemy już stosowanie systemów przekazujących dane z prędkością większą od 4800 bit/sek. Jest to niezbędne w przypadkach zdalnego dostępu do maszyn cyfrowych o dużej prędkości działania. Do tych celów przewiduje się w istniejącej telefonicznej sieci transmisyjnej grupę pierwotną dwunastokanałową wielokrotnego systemu telefonicznego. Specjalne urządzenia końcowe umożliwia-

jące transmisję sygnałów cyfrowych w tym pasmie oparte są na modulacji fazowej. Uzyskiwana prędkość transmisji wynosi ok. 50 kbit/sek. Przewidziane są również systemy wykorzystujące pasmo zajmowane przez grupę wtórną o szerokości 240 kHz. Takie pasmo umożliwia praktyczną realizację przekazywania danych z prędkością ponad 200 kbit/sek. Prędkości rzędu kilku milionów bitów są możliwe do uzyskania drogą wykorzystania np. kanałów telewizyjnych. Usługi świadczone przez sieć telekomunikacyjną, polegające na udostępnieniu szerszych pasm niż pasmo kanału telefonicznego, nazywane są usługami szerokopasmowymi. Rozwijają się one obecnie w niektórych krajach.

Mimo niewątpliwego rozwoju transmisja danych stanowi nadal ogniwo hamujące intensywny rozwój sieci wymiany informacji. Główną przyczyną takiego stanu rzeczy jest chyba wspomniany wyżej nieekonomiczny sposób tworzenia kanałów transmisyjnych.

Optymalnego i ekonomicznego rozwiązania problemu transmisji danych należy szukać w nowych rozwiązaniach systemów teletransmisyjnych i komutacyjnych, będących obecnie w stadium prób i projektów.

7.3. Transmisja danych na tle rozwoju teletransmisji

W czasie ostatniego dziesięciolecia, które charakteryzuje transmisję danych intensywnym szukaniem możliwości optymalnego wykorzystania kanału telefonicznego, obserwujemy w teletransmisji nieustanny proces postępu technicznego. Proces ten, oprócz wprowadzania nowych

zdobyczy technologicznych, cechuje ciągle zwiększanie pojemności systemów transmisyjnych zarówno średniego jak i dalekiego zasięgu, przy równoczesnym zmniejszaniu kosztów przypadających na 1 km łącza. Nie jest więc trudno dostrzec braku harmonii między rozwojem transmisji danych a tendencjami panującymi ogólnie w teletransmisji.

Obok rozwijających się intensywnie systemów teletransmisyjnych o podziale częstotliwościowym zwrócono uwagę na wielokrotny system oparty na zasadzie podziału czasowego z modulacją kodowo-impulsową. Okazał się on opłacalny jako system małego zasięgu. W wielu krajach jest już wprowadzany do eksploatacji 24-krotny system PCM. Prowadzone są również prace nad zwiększeniem krotności tych systemów do rzędu kilkuset, a nawet kilku tysięcy. Dla systemów o wyższych krotnościach konieczne jest układanie torów współosiowych. Spotyka się również wzmianki o zastosowaniu światłowodów dla systemów o dużej krotności.

Systemy PCM są szczególnie interesujące z punktu widzenia transmisji danych ze względu na dyskretny charakter transmitowanych sygnałów. Bezpośrednie wykorzystanie tych systemów bez potrzeby adaptacji jest bezsprzeczne. Pojemność informacyjna kanału telefonicznego wykorzystywanego po stronie cyfrowej wynosi dla systemu z częstotliwością próbkowania wynoszącą 8 kHz i ośmioma bitami dla celów kodowania 64 kbit/sek. Ten sam kanał po stronie analogowej może dopuścić sensowną prędkość transmisji wynoszącą zaledwie 2400 bit/sek, co stanowi

ok. 4% pojemności. Dochodzi tu dodatkowo konieczność kosztownej adaptacji kanału analogowego do potrzeb transmisji cyfrowej. Systemy PCM dają więc możliwości bezpośredniego tworzenia dróg transmisyjnych przydatnych zarówno dla transmisji sygnałów analogowych, jak i cyfrowych. Ta niezmiernie ważna cecha systemów PCM umożliwia budowę nowej sieci telekomunikacyjnej dopasowanej do rosnących potrzeb wymiany informacji.

Oprócz wymienionych zalet system PCM jest wysoce przydatny do realizacji procesów komutacyjnych w nowoczesnych centralach elektronicznych. Umożliwia on komutację sygnałów bez potrzeby ich demodulacji. Na takiej bazie powstała idea integracji technik, teletransmisyjnej z komutacyjną. Jest ona rozwijana i doprowadzi w przyszłości do budowy nowoczesnych telekomunikacyjnych sieci zintegrowanych (ZST), ekonomicznych eksploatacyjnie i umożliwiających bezpośrednio korzystanie z nich wielu użytkowników. Użytkownicy ci mogą reprezentować różne dziedziny techniki, tj. telefonię, transmisję danych, teleografię, telemetrię itd.

Przyszłościowe sieci zintegrowane będą więc spełniać dwa warunki integracji. Pierwszy z nich to integracja technik transmisyjnej i komutacyjnej, a drugi integracja usług. Integracja usług będzie podstawą rozwoju przyszłościowej sieci wymiany informacji i być może rozwiąże narastający problem szerokiego dostępu i wykorzystania istniejących i wciąż gromadzonych informacji. Ułatwią one podejmowanie decyzji w wielu ważnych dziedzinach życia.

7.4. Transmisja danych w Polsce

Zagadnienie realizacji sieci wymiany informacji cyfrowych staje się na terenie naszego kraju sprawą coraz bardziej istotną. Obserwujemy bowiem ciągle wzrost ilości ośrodków wyposażonych w nowoczesne maszyny matematyczne i przeznaczonych do rozwiązywania różnorodnych problemów związanych z nowoczesnymi metodami zarządzania oraz problemów technicznych i naukowych. Sprawą dużej wagi jest stworzenie możliwości zdalnego korzystania z usług tych ośrodków, co nie tylko zwiększy zasięg ich działania, lecz pozwoli na bardziej efektywne wykorzystanie maszyn matematycznych.

Transmisja danych ma również olbrzymie znaczenie w powiązaniu z takimi dziedzinami techniki, jak telemetria lub telemechanika, które odgrywają coraz większą rolę w Polsce w związku z intensywnym rozwojem automatyki.

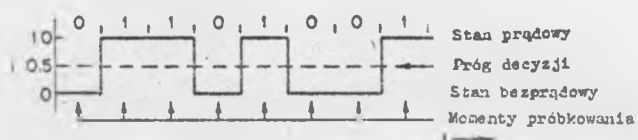
Telekomunikacja polska stoi więc przed olbrzymim i wciąż narastającym problemem stworzenia możliwości technicznej realizacji dróg połączeniowych dla wspomnianych wyżej użytkowników. Zadania te są bardzo złożone, obejmują zarówno problemy wykorzystania istniejącej sieci telekomunikacyjnej, jak też problemy perspektywiczne zintegrowanych sieci telekomunikacyjnych. Obydwa problemy powinny znaleźć się na czołowych miejscach w planach rozwoju postępu technicznego w dziedzinie łączności i ich realizację należy otoczyć szczególną opieką.

WYKAZ LITERATURY

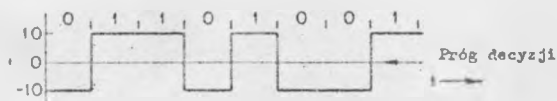
1. Alexander A.A., Gryb R.M., Nast D.W.: Capabilities of the telephone network for data transmission. *Bell System Tech. J.* 1960 t. 39 nr 3, s. 431-439.
2. Bennet W.R.: *Electrical Noise*. New York 1960, Mc Graw-Hill Book Company.
3. Bennet W.R., Salz J.: Binary data transmission by FM over a real channel. *Bell System Tech. J.* 1963 t.42 nr 5, s. 2387-2426.
4. Bennet W.R., Davey J.R.: *Data Transmission*. New York, San Francisco, London, Sydney 1965, Mc Graw-Hill Book Company.
5. Cahn, Charles R.: Performance of digital phase-modulation communication systems. *IRE Trans. Commun. Syst.* 1959 t. 7 nr 2, s. 98-103.
6. Cahn, Charles R.: Combined digital and amplitude modulation communication systems. *IRE Trans. Commun. Syst.* 1960 t. 8 nr 3, s. 150-155.
7. Fracassi, Frochlich F.E.: A wideband data station. *IEEE Trans. Commun. Techn.* 1966 t. 1 nr 5, s. 648.
8. Gilbert E.N., Moore E.F.: Variable-length binary encodings. *Bell System Tech. J.* 1959 t. 38 nr 4, s. 933-967.
9. Horton A.W.Jr, Vaughan H.E.: Transmission of digital information over telephone circuits. *Bell System Tech. J.* 1955 t. 34 nr 3, s. 511-528.

10. Halina I.W.: Data transmission current trends and future prospects. *Electr. Commun.* 1966 t. 41 nr 2, s. 177-190.
11. Hartley G.C., Dejan I.H.: Potentialities of integrated digital network. *Electr. Commun* 1967 t. 42 nr 3, s. 392.
12. Huffman D.A.: A method for the construction of minimum-redundancy codes. *Proc. IRE* 1952 t. 40 nr 9, s. 1098-1108.
13. James R.T.: The evolution of wideband services in the United States. *IEEE Commun. Tech.* 1966 t. 14, nr 5, s. 636-642.
14. Kretzmer E.R.: Generalization of a technique for binary data communication. *Trans. on Commun. Technology* 1966 t. 14 nr 1, s. 67-68.
15. Mertz P., Mitchell D.: Transmission aspects of data transmission service using private line voice telephone channels. *Bell System Tech. J.* 1957 t. 36 nr 6, s. 1451-1486.
16. Mahoney I.I.Jr: Transmission plan for general purpose wideband services. *IEEE Trans. Commun. Technology* 1966 t. 14 nr 5, s. 641.
17. Rice S.O.: Properties of a sine wave plus random noise. *Bell System Tech. J.* 1948 t. 27 nr 1, s. 109-157.
18. Salz I., Stein S.: Distribution of instantaneous

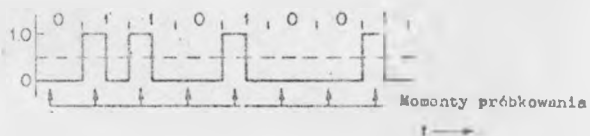
- frequency for signal plus noise. IEEE Trans. Inform. Theory 1964 t. 10 nr 4, s. 272-274.
19. Stein S.: Unified analysis of certain and noncoherent binary communication system. IEEE Trans. Inform. Theory 1964 t. 10 nr 1, s. 43-51.
 20. Sunde E.D.: Theoretical fundamentals of pulse transmission. Bell System Tech. J. 1954 t. 33 nr 3, s. 721-798
 21. Sunde E.D.: Ideal binary pulse transmission by AM and FM. Bell System Tech. J. 1959 t. 38 nr 6, s. 1357-1371.
 22. Sunde E.D.: Pulse transmission by AM FM and PM in presence of phase distortion. Bell System Tech. J. 1961 t. 40 nr 2, s. 353-422.



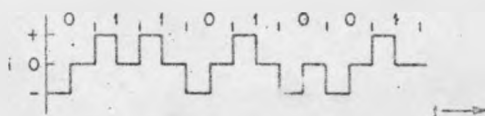
Rys. 1. Synchroniczny sygnał binarny (manipulacja wartością prądu)



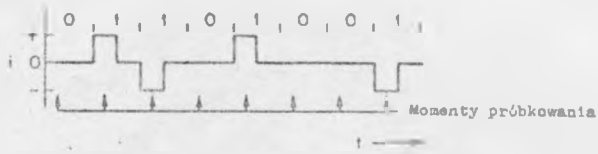
Rys. 2. Synchroniczny sygnał binarny o zmiennym kierunku prądu



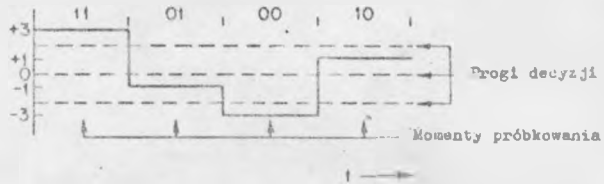
Rys. 3. Sygnał "z powrotem do zera"



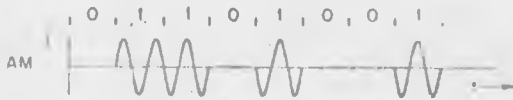
Rys. 4. Sygnał z powrotem do zera o zmiennej polaryzacji



Rys. 5. Sygnał bipolarny



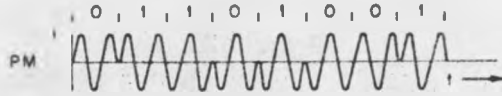
Rys. 6. Sygnał synchroniczny czteropoziomowy



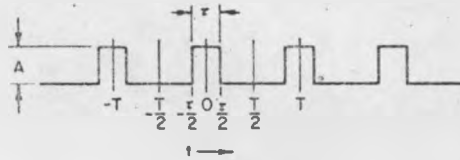
Rys. 7. Sygnał AM - amplituda równa 0 lub A



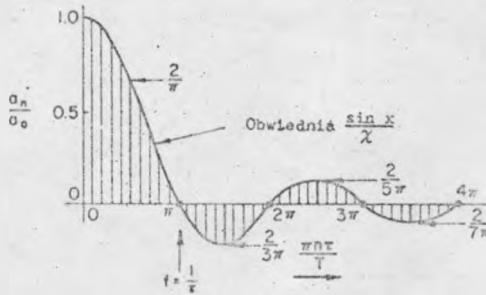
Rys. 8. Sygnał FM



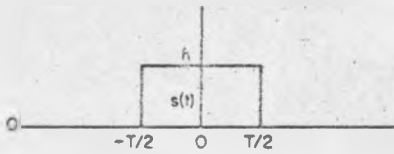
Rys. 9. Binarny sygnał modulacji fazy



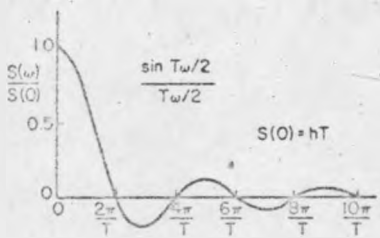
Rys. 10. Periodyczny ciąg impulsów



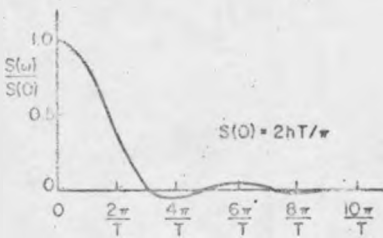
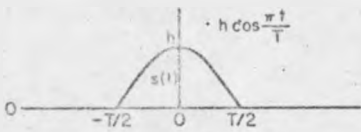
Rys. 11. Amplituda harmoniczných szeregu Fouriera dla ciągu impulsów prostokątnych o $\frac{\tau}{T} = 10$



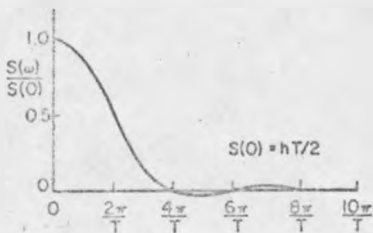
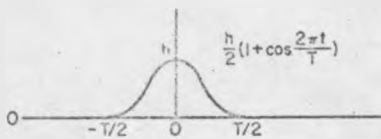
Rys. 12. Pojedynczy impuls prostokątny



Rys. 13. Wykres amplitudy funkcji widmowej impulsu prostokątnego



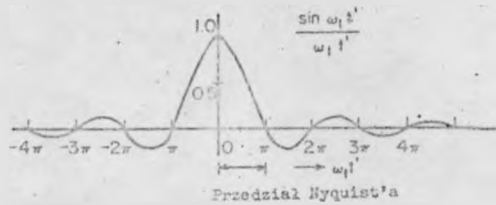
Rys. 14. Pojedynczy impuls kosinusoidalny i amplituda jego funkcji widmowej



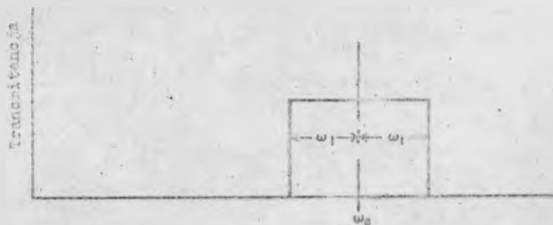
Rys. 15. Impuls o kształcie "kosinusa w kwadracie" i amplituda jego funkcji widmowej



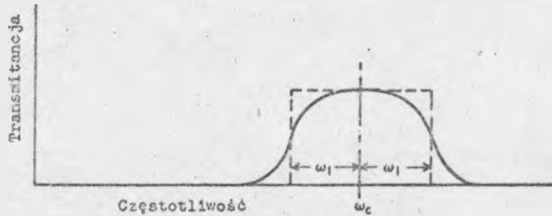
Rys. 16. Charakterystyka amplitudy i fazy idealnego filtra dolnoprzepustowego



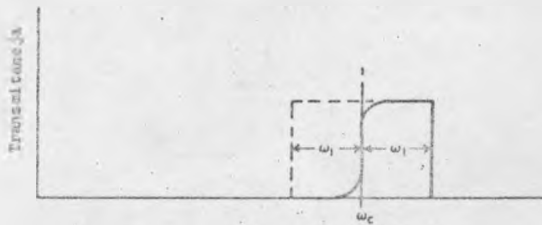
Rys. 17. Odpowiedź impulsowa idealnego filtra dolnoprzepustowego



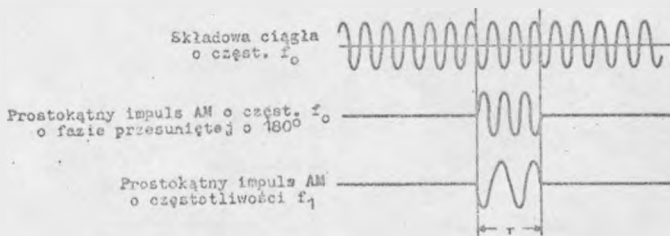
Rys. 18. Prostokątne pasmo AM dające równomiernie rozłożone przejścia przez zero na osi czasu za wyjątkiem punktu środkowego o maksymalnej amplitudzie



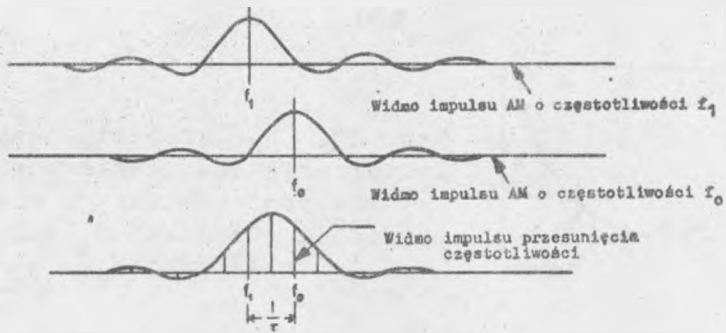
Rys. 19. Zmodyfikowane pasmo AM dające po detekcji synchronicznej rozkład przejść przez zero analogiczny jak pasmo prostokątne



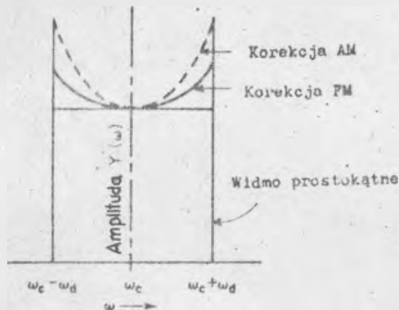
Rys. 20. Pasmo przy transmisji z resztkową wstęgą boczną dające w odpowiedzi po detekcji synchronicznej taki sam rozkład przejść przez zero jak prostokątne pasmo AM



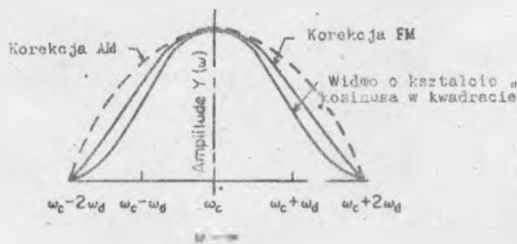
Rys. 21. Analiza binarnego sygnału FM o pojedynczym elemencie reprezentującym stan "1". Przed tym elementem i po nim występują długie ciągi elementów reprezentujących stan "0"



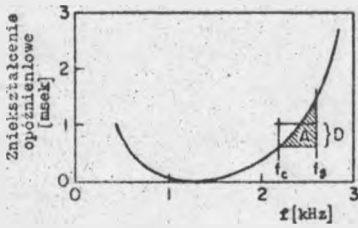
Rys. 22. Widma impulsów składowych z rys. 21 oraz widmo impulsu przesunięcia częstotliwości



Rys. 23. Transmitancja czwórnika kształtującego wymagana do uzyskania prostokątnego widma AM i FM dla impulsu prostokątnego o 100%-wym wypełnieniu



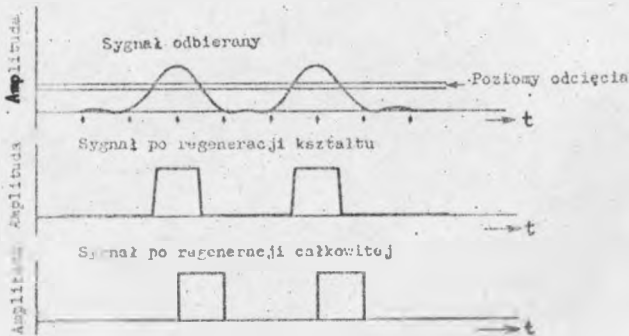
Rys. 24. Transmitancja czwórnika kształtującego wymagana do uzyskania widma AM i FM o kształcie „kosinusa w kwadracie” dla impulsu prostokątnego o 100%-wym wypełnieniu



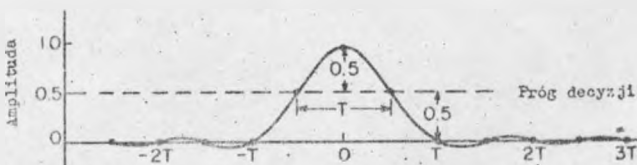
Rys. 25. Charakterystyka zniekształcenia opóźnieniowego oraz przesunięcie fazy i czas opóźnienia składowej f_s względem składowej f_c



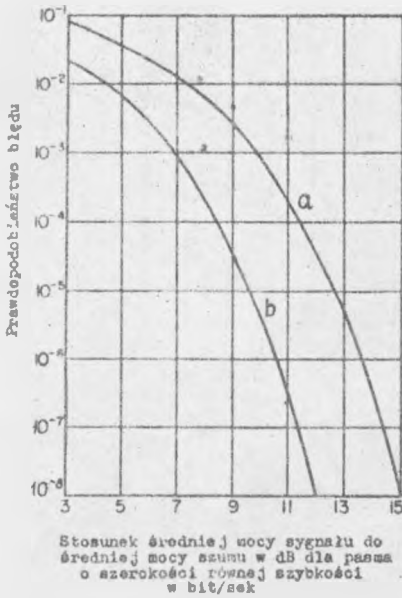
Rys. 26. System naturalny



Rys. 27. Regeneracja kształtu i regeneracja całkowita sygnału binarnego



Rys. 28. Kształt impulsu o widmie "kosinusa w kwadracie"



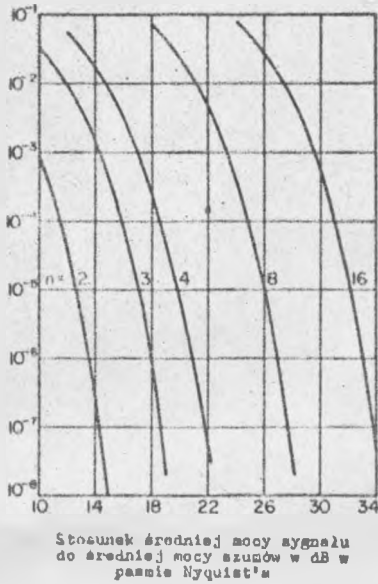
Rys. 30. Prawdopodobieństwo błędu na skutek addytywnego białego szumu gaussowskiego

a - dla sygnału z manipulacją wartością prądu, b - dla sygnału o zmiennej polaryzacji

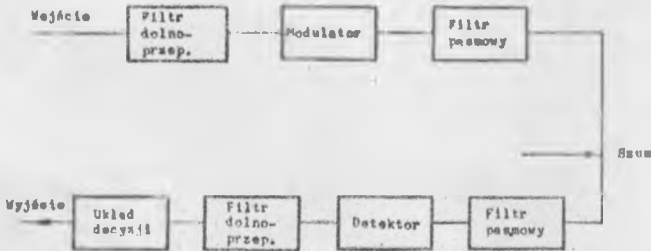
Widmo odbieranego sygnału o kształcie "kosinusa w kwadracie"



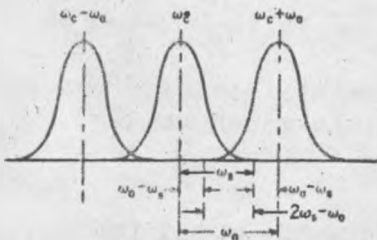
Rys. 31. Sygnał quaternarny.



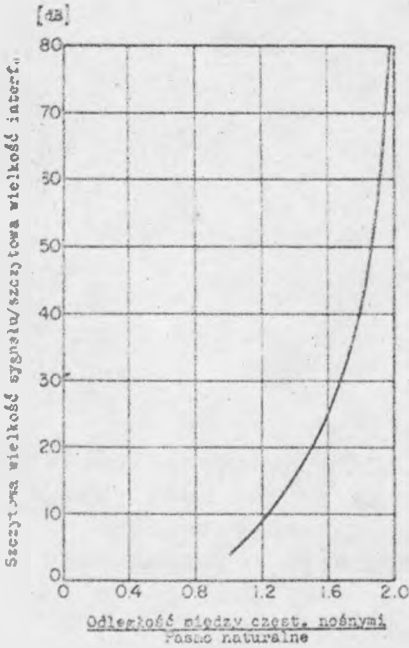
Rys. 32. Prawdopodobieństwo błędu na skutek addytywnego białego szumu gaussowskiego dla sygnału n -poziomowego



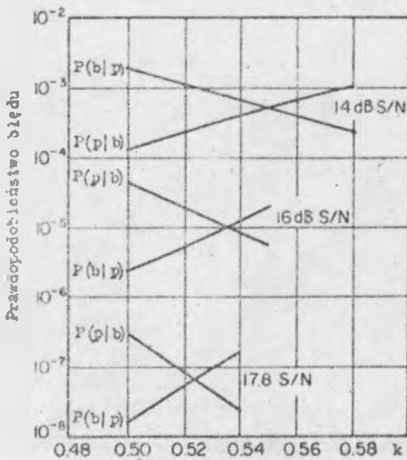
Rys. 33. System AM



Rys. 34. Pokrywające się widma kanałów AM przy wielokrotnym wykorzystaniu pasma opartego na podziale częstotliwościowym



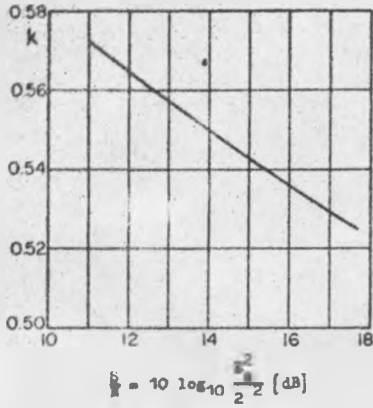
Rys. 35. Maksymalna interferencja pochodząca od sąsiednich kanałów nośnych AM, przy optymalnych filtrach



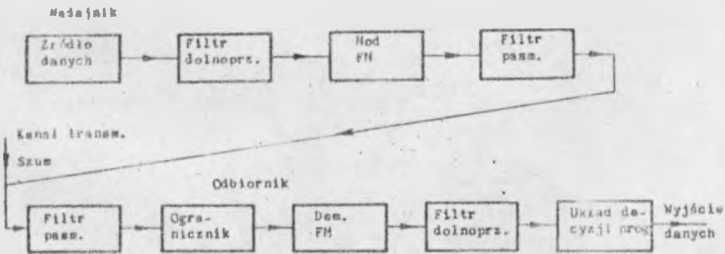
Rys. 36. Prawdopodobieństwo błędu dla detekcji obwiedni w funkcji stosunku poziomu progu decyzji do szczytowej wielkości sygnału dla różnych wielkości

$$\frac{S}{N} = 10 \log_{10} \frac{E^2}{2\sigma^2}$$

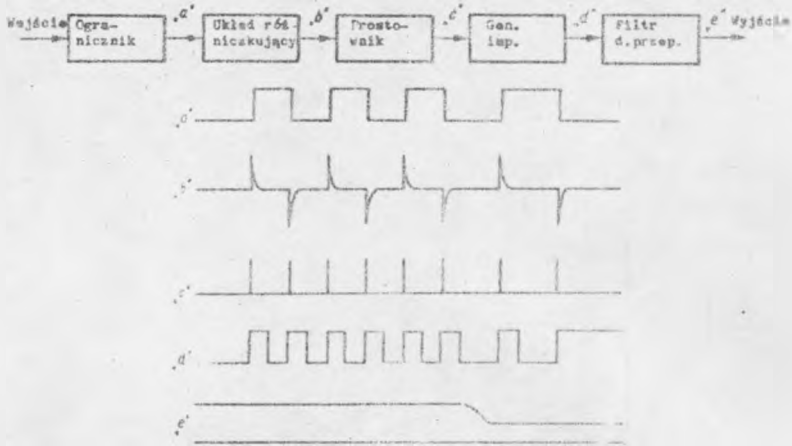
N - średnia moc addytywnego szumu gaussowskiego



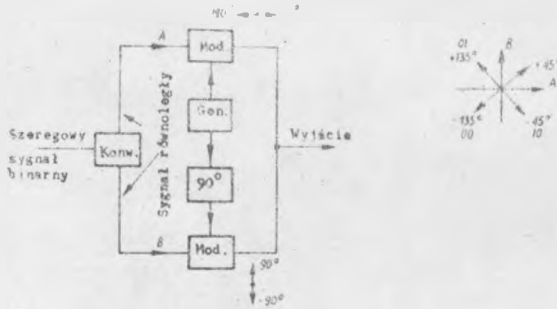
Rys. 37. Poziomy prog decyzyj dla detekcji obwiedni w funkcji stosunku sygnału do szumu przy minimalnym prawdopodobieństwie błędu



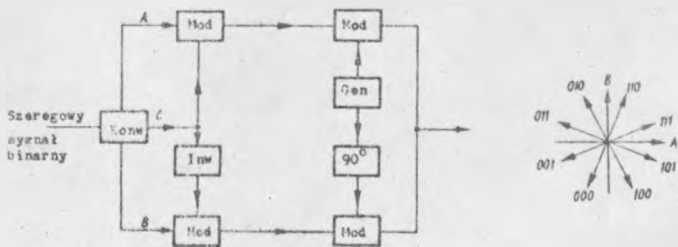
Rys. 38. System FM



Rys. 39. Detektor przejść przez zero



Rys. 40. Generacja sygnału czterofazowego



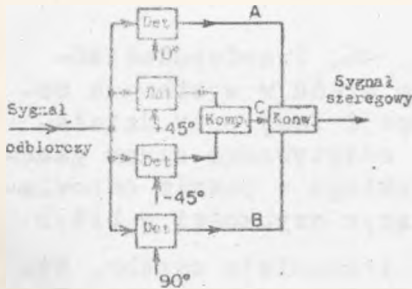
Rys. 41. Generacja sygnału ośmifazowego



Rys. 42. Detektor sygnału czterofazowego z sygnałem odniesienia

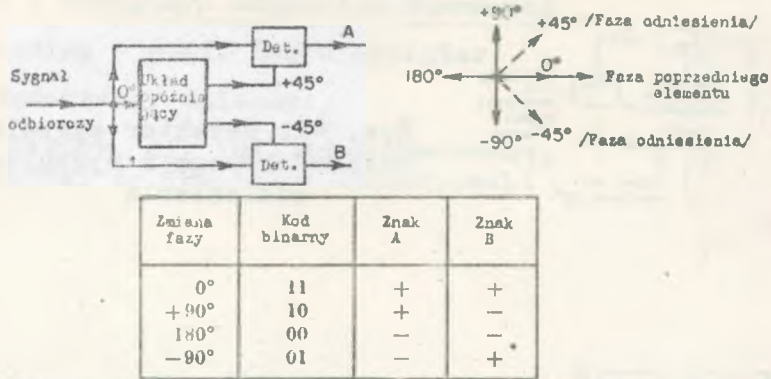
Faza syg. wzięt.	Kod binarny AB	Wyjście A	Wyjście B
+45°	11	+	+
-45°	10	+	-
+135°	01	-	+
-135°	00	-	-

Rys. 43. Kod binarny odpowiadający fazom sygnału odbiorczego oraz znaki sygnału na wyjściach AB

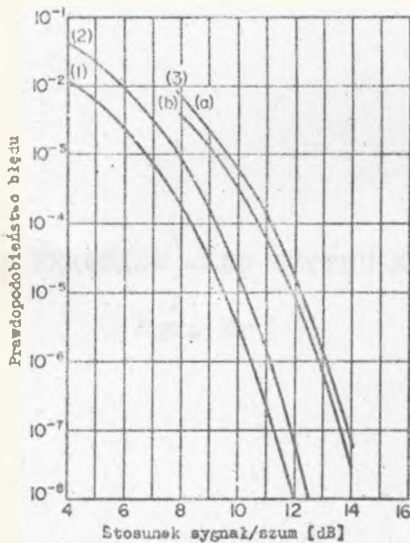


Input phase	Binary code	A 0°	B 90°	C	
				+45°	-45°
+22.5°	111	+	+		+
+67.5°	110	+	-	+	-
+112.5°	010	-	+	+	-
+157.5°	011	-	+	-	-
-157.5°	001	-	-	-	-
-112.5°	000	-	-	-	+
-67.5°	100	+	-	-	+
-22.5°	101	+	-	+	+

Rys. 44. Detektor sygnału ośmifazowego z sygnałem odniesienia



Rys. 45. Detektor modulacji różnicowej czterofazowej o zmianach fazy 0° , $\pm 90^\circ$ i 180°



Rys. 46. Prawdopodobieństwo błędów w systemach modulacji fazy przy działaniu addytywnego szumu gausowskiego w pasmie odpowiadającym szybkości w bit/s

1 - transmisja synchr. binarna lub quaternarna, 2 - różnicowa binarna, 3 - różnicowa quaternarna, a/ stopa błędów elementowa, b/ stopa błędów bitowa dla informacji binarnej i kodu Gray'a

