

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA-MIEDZESZYN

BIULETYN

INFORMACYJNY

8(159)

1977

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIULETYN INFORMACYJNY

ROK 17

WARSZAWA 1977

NR 8/159/

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Biuletynu Informacyjnego

Redaktor Naczelny - prof. mgr inż. Lesław Kędzierski
Z-ca Redaktora Naczelnego - dr inż. Krystyn Plewko

Redaktorzy działów:

mgr inż. Władysław Cetner, doc. mgr inż. Adam Moniuszko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 680. Wpłynęło do
Działu Wydawniczego 14.03.1977 r.
Druk ukończono w maju 1977 r.

Witold Lewandowski

URZĄDZENIE KOMUNIKACYJNE TRANSMISJI DANYCH
/WYBRANE ZAGADNIENIA KONWERSJI SYGNAŁÓW/

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Specyfikacja transmisji danych w sieci telekomunikacyjnej	1
2. Przeznaczenie urządzenia DCE i jego funkcje w systemie transmisji danych	2
3. Urządzenia DCE przeznaczone do współpracy z kanałami telefonicznymi - modemy	3
3.1. Metody modulacji i demodulacji	3
3.1.1. Modulacja częstotliwości	4
3.1.2. Demodulacja częstotliwości	5
3.1.3. Modulacja fazy	6
3.1.4. Detekcja sygnałów o modulowanej skokowo fazie	7
3.1.5. Modulacja amplitudy, modulacja kombinowana amplitudy i kąta	8
3.2. Stopa błędów w systemie oraz porównanie różnych metod modulacji	9
3.3. Korekcja charakterystyk kanału	11
3.4. Synchronizacja i odtwarzanie koherentnej fali nośnej	14
4. Uwagi końcowe	18
Wykaz literatury	19

URZĄDZENIE KOMUNIKACYJNE TRANSMISJI DANYCH
/WYBRANE ZAGADNIENIA KONWERSJI SYGNAŁÓW/

1. SPECYFIKACJA TRANSMISJI DANYCH W SIECI TELEKOMUNIKACYJNEJ

Rozwój zastosowań elektronicznych maszyn cyfrowych /EMC/ osiągnął pewien szczególny etap ewolucyjny. Zaistniała konieczność włączenia maszyn /EMC/ w sieć telekomunikacyjną i stworzenia w tej sieci nowej usługi - transmisji danych.

Rozwój istniejącej sieci telekomunikacyjnej był dotychczas ukierunkowany na świadczenie usług dziś już uznawanych za "klasyczne" - głównie telefonicznych i telegraficznych i w związku z tym niektóre właściwości sieci /szczególnie telefonicznej/ są nie przystosowane dla potrzeb transmisji sygnałów dyskretnych generowanych przez maszyny cyfrowe i ich urządzenia peryferyjne.

Wynikła stąd konieczność stwarzania nowych środków technicznych umożliwiających kojarzenie potrzeb transmisji danych z możliwościami istniejącej sieci telekomunikacyjnej. Opracowano szereg urządzeń służących temu celowi, przeznaczonych do instalowania zarówno w określonych punktach węzłowych sieci, jak i u abonentów. Wśród wspomnianych wyżej urządzeń grupę najliczniejszą tworzą tzw. urządzenia komunikacyjne transmisji danych znane pod skrótem - DCE^{1/}. Ponieważ w licznych zastosowaniach systemowych transmisja danych ma już dziś zasięg między państwowy, a nawet światowy, nieodzowne jest ustalenie międzynarodowych standardów na urządzenia DCE. Standardy takie są opracowywane w różnych organizacjach międzynarodowych, głównie w CCITT. Duża grupa urządzeń DCE została już zunifikowana według konkretnych zaleceń CCITT^{2/}. Urządzenia DCE zunifikowane we wzmiankowanych zaleceniach noszą nazwę "modemy"^{3/}.

Ostatnio w wielu krajach przystępuje się do organizacji nowoczesnej sieci telekomunikacyjnej opartej na kodowo-impulsowych systemach transmisyjnych z zastosowaniem komutacji elektronicznej. Sieć taka stwarza szereg nowych atrakcyjnych możliwości dla wprowadzenia systemów transmisji danych i w związku z tym już w początkowym etapie jej rozwoju postuluje się wprowadzenie maksymalnej integracji

^{1/} DCE, wg PN-75/T-05050 oraz ang. data communication equipment.

^{2/} Zalecenia V21, V23, V26, V26 bis, V35, V36 CCITT i inne.

^{3/} Skrót słów modulator - demodulator.

technik i usług w zakresie telefonii i transmisji danych. Postulat ten wynika z przesłanek ekonomicznych i technicznych [7,9,15].

W takiej telekomunikacyjnej sieci zintegrowanej zastosowanie modemów w obecnej ich postaci będzie bardzo ograniczone.

2. PRZEZNACZENIE URZĄDZENIA DCE I JEGO FUNKCJE W SYSTEMIE TRANSMISJI DANYCH

Urządzenie DCE jest funkcyjnym zespołem stacji transmisji danych i ma ono za zadanie umożliwić współpracę między kanałem telekomunikacyjnym i urządzeniem końcowym transmisji danych - oznaczanych dalej skrótem DTE^{1/}. Z powyższego wynika, że DCE ma co najmniej dwa styki:

- a/ styk z urządzeniem końcowym transmisji danych, tzw. styk S2^{1/},
- b/ styk z kanałem telekomunikacyjnym, tzw. styk S1^{2/}.

Na styku S2 występują sygnały binarne /informacyjne i kontrolne/. Na styku S1 występują sygnały /transmisyjne i ew. sygnalizacyjne/ dostosowane do kanału telekomunikacyjnego. Podstawowa funkcja DCE sprowadza się zatem do dwukierunkowej /równoczesnej lub naprzemiennej/ konwersji wyżej wymienionych sygnałów.

Oprócz powyższych funkcji podstawowych, urządzenie DCE może również wypełniać szereg funkcji pomocniczych związanych z nawiązaniem, rozłączeniem, utrzymaniem i kontrolą połączenia telekomunikacyjnego. W wielu przypadkach konwersja sygnałów w DCE jest połączona z odtworzeniem sygnałów synchronizacyjnych niezbędnych dla funkcjonowania systemu transmisji danych. Są to zazwyczaj tylko sygnały elementowej podstawy czasu, choć w niektórych przypadkach DCE zapewnia również synchronizację na "poziomie" znaków, bloków lub wiadomości.

Liczba wykonywanych przez DCE funkcji i wynikająca stąd liczba jego stanów pracy zależą od rodzaju współpracującego urządzenia DTE i od rodzaju kanału telekomunikacyjnego. Podstawowymi stanami pracy DCE są: NADAWANIE DANYCH I ODBIÓR DANYCH. Sposób transmisji może być dwukierunkowy równoczesny /dupleks/ lub naprzemienny /półdupleks/.

Podstawowym parametrem użytkowym DCE jest przepływność binarna. Wykorzystywany kanał telekomunikacyjny może mieć zakończenie w postaci łączy jednorowego lub dwutorowego. W niektórych zastosowaniach systemowych DCE może współpracować od strony styku S2 z urządzeniami innymi niż DTE /np. z multiplekserem liniowym/.

^{1/} DTE - symbol wg PN-75/T-05052.

^{2/} S1 - symbol wg PN-75/T-05051.

3. URZĄDZENIA DCE PRZEZNACZONE DO WSPÓŁPRACY Z KANAŁAMI TELEFONICZNYMI - MODEMY

Transmisja danych rozwijała się na świecie bardzo dynamicznie we względnie krótkim okresie czasu - w ostatnim dwudziestolecu. W tym okresie bazowano przede wszystkim na istniejącej sieci telefonicznych kanałów analogowych.

Dla celów transmisji sygnałów dyskretnych w telefonicznych kanałach analogowych konieczne jest zastosowanie modulacji nośnego sygnału akustycznego w nadajniku i odpowiedniej demodulacji w odbiorniku, gdyż stojące do dyspozycji pasmo częstotliwości praktycznie zawiera się w przedziale w przybliżeniu 300-3000 Hz.

Liczbę typów modemów wyprodukowanych dotychczas na świecie można oszacować na kilkadziesiąt. Tylko w USA do 1972 r. było w eksploatacji 300 000 sztuk modemów około 400 typów, pochodzących od ponad 60 producentów. Spośród wszystkich modemów ponad połowę stanowiły modemy małych szybkości /do 300 bit/s/. Liczby modemów używanych na łączach dzierżawionych i w sieci komutacyjnej były w przybliżeniu jednakowe. W sieciach komutacyjnych dominowały przede wszystkim modemy małych szybkości.

Znakomita większość modemów jest przystosowana do szeregowego wprowadzania danych binarnych na styk S2. Modemy wyposażone w równoległe /wieloprzewodowe/ wejście danych na styku S2 /i przetwarzające w złączku z tym cały znak/ należą raczej do rzadkości; w modemach takich moduluje się równocześnie kilka częstotliwości nośnych w celu równoległej transmisji informacji w kanale akustycznym.

Styk S1 modemów jest zazwyczaj dołączony galwanicznie do zakończenia abonenta łączą telefonicznego. Tylko w niektórych przypadkach stosuje się dołączenie pośrednie poprzez sprzężenie akustyczne z mikrotelefonem aparatu telefonicznego /tzw. sprzęgacz akustyczny/.

Dysponentem /właścicielem/ modemów w sieci telekomunikacyjnej są zazwyczaj Administracje łączności.

3.1. Metody modulacji i demodulacji

Sygnał akustyczny transmitowany między dwoma modemami podlega modulacji w zadanych odstępach czasu. W tych odstępach czasu występuje odpowiednia zmiana amplitudy, fazy lub częstotliwości względnie równoczesna zmiana pewnych kombinacji tych parametrów. Wymienione zmiany odwzorowują informację binarną przeznaczoną do transmisji. Przy binarnej transmisji asynchronicznej wykorzystuje się dwa stany sygnału nośnego, a odstępy między zmianami tych stanów wyznaczone są przez przejścia zerowe binarnego sygnału danych doprowadzonych do styku S2. Przy trans-

msji synchronicznej^{1/} odstępów modulacji są jednakowej długości, natomiast liczba stanów sygnałów może być większa od dwóch. Następujące po sobie odstępów modulacji nazywa się elementami modulacji lub po prostu elementami.

3.1.1. Modulacja częstotliwości

Wybór metody modulacji zależy od charakterystyk transmisyjnych kanału telekomunikacyjnego. Binarną modulację częstotliwości stosuje się zazwyczaj wówczas, gdy prostota układu i względy ekonomiczne są ważniejsze niż względy efektywnego wykorzystania pasma częstotliwości /przepustowości/ kanału. Zazwyczaj dewiacja częstotliwości, wyrażona w mierze bezwzględnej /hercach/ pozostaje w stosunku liczbowym od 1/2 do 3/4 maksymalnej szybkości transmisji danych /wyrażonej w bitach na sekundę/, a szerokość wykorzystywanego pasma częstotliwości w hercach jest w przybliżeniu liczbowo równa podwojonej maksymalnej szybkości transmisji danych. W takich warunkach w odbiorniku jest zapewnione dość dokładne odtworzenie ciągu impulsów binarnych bez nadmiernych fluktuacji momentów charakterystycznych /momentów przejść przez zero/. Utworzone przy pomocy dwóch modemów tego typu łącze dyskretne umożliwia transmisję zarówno sygnałów izochronicznych, jak i asynchronicznych z wykorzystaniem kodów start-stopowych.

W trwałych /dzierżawionych/ kanałach telefonicznych normalnej jakości można przy zastosowaniu wyżej omówionego systemu modulacji zapewnić szybkość transmisji danych do 1800 bit/s.

Znane z literatury klasyczne układy modulatorów częstotliwości nie zawsze mogą znaleźć zastosowanie w modemach, głównie ze względu na specyficzne zależności ilościowe obowiązujące przy transmisji danych w pasmie kanału telefonicznego. Przykładowo, przy szybkości 1200 bit/s, na jeden element modulacji przypada w przybliżeniu tylko jeden okres sygnału modulowanego^{2/}.

Warunkiem transmisji nie zniekształcającej sygnał binarny jest zachowanie ciągłości fazy /lub ciągłości amplitudy/ w momentach charakterystycznych modulacji. Niespełnienie tego warunku prowadzi do bardzo dużych zniekształceń izochronicznych odebranego sygnału danych, dochodzących niekiedy do wartości ok. 1/4 E /gdzie E oznacza element jednostkowy modulacji/. Powyższe warunki transmisji o małych zniekształceniach realizuje się stosując modulację dwustopniową /modulacja w pasmie dużo wyższym od telefonicznego i następnie przemiana często-

^{1/} Pod tym pojęciem należy rozumieć synchroniczną współpracę urządzeń DTE i DCE zagwarantowaną przez wspólny obwód podstawy czasu na styku S2.

^{2/} Tzw. "częstotliwość charakterystyczna" dolna jest w tym przypadku równa 1300 Hz.

tliwości/ lub konstruuje się wyspecjalizowane układy modulatorów [13] dla pasma telefonicznego.

W pierwszym przypadku duże rozpowszechnienie znajdują tak zwane modulatory cyfrowe, w których manipulację częstotliwości uzyskuje się poprzez skokową zmianę stosunku podziału w "binarnym" dzielniku częstotliwości.

W drugim przypadku stosuje się układy generacyjne LC z parametrycznym sterowaniem /lub przełączaniem/ równocześnie dwóch elementów reaktancyjnych \downarrow LC lub układy z kluczowaną indukcyjnością L i indukcyjnością wzajemną M [13], a także układy generacyjne RC ze sterowaniem napięciowym lub parametrycznym.

Układy generacyjne RC wprowadzają zazwyczaj zniekształcenia włączeniowe różne od zera, lecz na tyle małe, że mogą być tolerowane w systemie. Natomiast ich zaletą jest prosty układ i konstrukcja.

3.1.2. Demodulacja częstotliwości

Przy detekcji sygnałów o skokowo modulowanej częstotliwości wykorzystuje się zazwyczaj jedynie informację zawartą w przejściach zerowych sygnału zmodulowanego, bowiem detektor częstotliwości jest z reguły poprzedzony ogranicznikiem amplitudy.

Jeden ze sposobów demodulacji bazuje bezpośrednio na określaniu częstotliwości przejść przez zero w sygnale zmodulowanym. Jest to tzw. detektor przejść zerowych^{1/}. Układ ten działa efektywnie wtedy, gdy na jeden element modulacji przypada względnie duża liczba okresów sygnału zmodulowanego. Na ogół warunek ten nie jest spełniony w sygnale transmisyjnym, jednakże trudności stąd wynikłe omija się stosując przed demodulatorem przemianę częstotliwości /liniowe przesunięcie widma sygnału transmisyjnego w pasmo częstotliwości wysokich/. Zaletą detektora przejść zerowych jest jego prostota. Występuje on powszechnie w modemach, których konstrukcja jest bazowana na zintegrowanych układach cyfrowych.

Drugi sposób demodulacji, zasługujący na szczególną uwagę, jest identyczny ze stosowanym przy demodulacji sygnałów z różnicową modulacją fazy. W celu demodulacji sygnał odebrany przesyła się przez czwórnik opóźniający i następnie porównuje się fazy^{2/} sygnałów z wejścia i z wyjścia czwórnika opóźniającego /lub wprost sumuje się te dwa sygnały/. Czwórnik opóźniający powinien mieć w pasmie roboczym liniową charakterystykę fazową i stałą charakterystykę amplitudową. W praktyce można dopuścić warunki łagodniejsze: charakterystyka amplitudowa musi być parzysta, a charakterystyka fazowa nieparzysta względem częstotliwości środ-

^{1/}Ang. "zero crossing detector".

^{2/}Często wykorzystuje się do tego celu modulator zrównoważony, np. modulator kółkowy.

kowej pasma. Optymalne właściwości demodulatora uzyskuje się wówczas, gdy w roboczym pasmie częstotliwości zakres zmian przesunięcia fazowego czwórnika opóźniającego jest w przybliżeniu równy π . Taki sposób demulacji zapewnia dużą odporność na zniekształcenia^{1/} sygnału i zakłócenia w kanale transmisyjnym.

W przypadku modulacji względnie wąskopasmowej stosowane są również "klasyczne" układy dyskryminatorów częstotliwości, na przykład dyskryminator z obwodami rezonansowymi /rozstrojonymi/.

Przy projektowaniu demodulatorów, oprócz zapewniania wymaganej odporności na zakłócenia i zniekształcenia, dąży się również do takich warunków pracy, w których na wyjściu demodulatora zapewniony jest maksymalny stosunek składowej użytecznej sygnału zdemodulowanego do składowej szybkozmiennej /"nośnej"/. W przeciwnym razie powstają trudności przy filtrowaniu składowej użytecznej z przebiegu wyjściowego demodulatora.

Binarna modulacja częstotliwości zapewnia względnie dużą odporność na zakłócenia przy słabej efektywności wykorzystania pasma przepustowego kanału transmisyjnego. Zwiększenie efektywności wykorzystania pasma kanału transmisyjnego uzyskuje się przez zastosowanie modulacji dyskretnej o liczbie stanów większej od dwóch, o czym wspomniano już na wstępie p. 3.1. W przypadku modulacji częstotliwości w modemach znalazła zastosowanie tzw. modulacji duobinarna [4]. Przy tej metodzie modulacji binarny sygnał modulujący jest przekształcony w sygnał trójwartościowy. Modemy z modulacją duobinarną częstotliwości nie osiągnęły większego rozpowszechnienia i nie zostały znormalizowane w ramach CCITT.

3.1.3. Modulacja fazy

Skokowa modulacja fazy bywa realizowana w dwóch wariantach jako tzw. modulacja bezwzględna i różnicowa. W obu wariantach może być stosowana modulacja binarna i wielostanowa^{2/}. W tym drugim przypadku przyjmuje się liczbę stanów równą 2^n , a w szczególności równą 4 /modulacja czterostanowa/ i 8 /modulacja ośmiostanowa/.

Pod pojęciem modulacji bezwzględnej należy rozumieć jednoznaczne przyporządkowanie określonej fazy sygnału nośnego określonej wartości logicznej bitów /lub kombinacji bitów/ występujących w sygnale danych. Na przykład przy modulacji binarnej, bitom danych o wartości logicznej "0" może być przypisana faza 0° sygnału nośnego, a bitom o wartości logicznej "1" - faza 180° . W przypadku modulacji czterostanowej czterem możliwym duobitom można przypisać cztery różne kąty fazowe sygnału nośnego /np. $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ /.

^{1/} W szczególności zniekształcenia różnicowe.

^{2/} Spotyka się również określenie "modulacja wielowartościowa".

W modemach znalazła zastosowanie przede wszystkim modulacja różnicowa^{1/}. Pojęcie "modulacja różnicowa" oznacza, że wartość logiczna bitu danych /lub kombinacji bitów/ jest związana z przyrostem fazy mierzonym względem stanu poprzedzającego, a nie z bezwzględną aktualną wartością fazy. Na przykład przy modulacji czterostanowej transmituje się duobity, a odpowiadające im przyrosty fazy przyjmuje się równe $+45^{\circ}$ i $+135^{\circ}$. Możliwe są do przyjęcia /i spotykane w praktyce/ również inne wartości przyrostów /0, $\pm 90^{\circ}$ i $\pm 180^{\circ}$ /. Zaletą pierwszego z wymienionych wyżej wariantów jest permanentne występowanie skoków fazy /niezależnie od ciągu danych/, co ułatwia znacznie odtworzenie synchronizacji duobitowej. Na rys. 1^{2/} zilustrowano oba wyżej omówione warianty modulacji różnicowej.

Przy czterostanowej modulacji fazy w kanałach telefonicznych o normalnej jakości uzyskuje się szybkość transmisji 2400 bit/s. Robocze pasmo częstotliwości jest w przybliżeniu liczbowo równe szybkości transmisji /faktycznie jest ono nieco węższe/.

Należy zauważyć, że przy modulacji czterostanowej w modemie 2400 bit/s szybkość modulacji jest równa 1200 bodów, ponieważ transmituje się znaki dwubitowe /duobity/, zamiast bitów.

Przy zwiększeniu liczby możliwych skoków fazy do ośmiu /modulacja ośmiostanowa/ transmituje się znaki trzybitowe. Uzyskuje się wówczas w pasmie kanału telefonicznego szybkość transmisji 4800 bit/s. Modemy 4800 bit/s pracują zadowalająco w większości kanałów telefonicznych.

3.1.4. Detekcja sygnałów o modulowanej skokowo fazie.

Jeden ze sposobów detekcji sygnałów z różnicową modulacją fazy /często stosowany/ polega na porównaniu fazy odebranego sygnału reprezentującego kolejne bity /lub znaki/ z fazą lokalnego sygnału odniesienia /sygnału "fall nośnej"/ odtworzonego w odbiorniku. Sygnał ten jest odtwarzany pośrednio z przebiegu odbieranego poprzez rozeznanie sekwencji kolejnych przyrostów fazy, tzn. poprzez rozeznanie kolejnych momentów charakterystycznych modulacji. Choć w nadajniku stosowana jest z reguły modulacja fazy koherentna, synchroniczna z przebiegiem nośnym, to jednak cecha ta nie nadaje się do wykorzystania i do bezpośredniego odtwarzania fall nośnej w odbiorniku ze względu na nieuniknione przesunięcie wzdłuż osi sygnałów wnoszone przez kanał telefoniczny utworzony w systemie telefonii nośnej. Zgodnie z obowiązującymi normami przesunięcie to może osiągać wartość ± 6 Hz. Sygnał odniesienia odtworzony w odbiorniku jest praktycznie wolny od zakłóceń; obserwuje się w nim co najwyżej nieznaczne fluktuacje przejść zerowych.

^{1/} Spotyka się również określenie "modulacja względna".

^{2/} Rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

W wyniku porównania sygnału odniesienia z sygnałem zmodulowanym określa się aktualną wartość fazy dla każdego elementu modulacji /bitu, duobitu lub znaku/, a następnie wyznacza się wielkość bezpośrednio interesującą, tzn. przyrost fazy dla kolejnych elementów modulacji. Omówiona metoda nosi nazwę detekcji koherentnej.

Przy innym sposobie detekcji, decyzję o fazie odbieranego sygnału podejmuje się na podstawie określenia amplitud składowej synfazowej i składowej ortogonalnej względem sygnału odniesienia.

W modemach o konstrukcji bazowanej na maksymalnym wykorzystaniu zintegrowanych układów cyfrowych decyzję o fazie sygnału odbieranego opiera się zazwyczaj na pomiarze czasu między przejściami zerowymi sygnału odniesienia i sygnału odbieranego. Decyzja oparta na takim sposobie jest bardziej wiarygodna, gdy dotyczy przejść zerowych usytuowanych w strefie środkowej elementu modulacji. Ponieważ warunki takie nie są, w ogólnym przypadku, zapewnione przy modulacji w pasmie kanału telefonicznego stosuje się wówczas w odbiorniku przemianę częstotliwości /liniowe przesunięcie widma sygnału w zakres częstotliwości wysokich/.

Druga metoda ogólna detekcji sygnałów z różnicową modulacją fazy polega na bezpośrednim porównaniu faz sygnału transmisyjnego dla kolejnych elementów modulacji. Jeden z wariantów tej metody został omówiony w p. 3.1.2 /demodulator z czwórnikiem opóźniającym/. W przypadku detekcji fazy stosuje się opóźnienie równe długości jednego elementu modulacji. Podobnie jak przy detekcji koherentnej porównuje się fazy dwóch sygnałów; rolę sygnału odniesienia pełni tu sygnał opóźniony, zatem rozoznaje się bezpośrednio przyrost /różnicę/ fazy dla kolejnych elementów modulacji. W zintegrowanych układach cyfrowych można wówczas przyrost fazy określać bezpośrednio przez pomiar czasu między przejściami zerowymi sygnałów w sąsiednich elementach modulacji. Taką metodę demodulacji nazywa się metodą porównywania faz lub detekcją różnicową^{1/}. Ponieważ w charakterze sygnału odniesienia stosuje się tu sygnał transmisyjny obarczony zakłóceniami, wobec tego różnicowa metoda detekcji ustępuje pod względem odporności na zakłócenia metodzie detekcji koherentnej. Na przykład przy modulacji czterostanowej pogorszenie odporności na zakłócenia szumem białym jest w przybliżeniu równe 2 dB. W praktyce rozpowszechniane są obie metody.

3.1.5. Modulacja amplitudy, modulacja kombinowana amplitudy i kąta

Modulacja amplitudy /przede wszystkim dwuwstępowa/ w modemach była pierwotnie rozwijana, a następnie zarzucona i zastąpiona modulacją częstotliwości. Obecnie w rozwiązaniach nietypowych /w sensie unifikacji w CCITT/ stosuje się

^{1/} Układ detektora działający wg opisanej zasady jest często nazywany "detektorem autokorelacyjnym".

wielostanową modulację amplitudy, w szczególności modulację jednowstęgową /SSB/ lub modulację dwuwstęgową z częściowo wytłumioną jedną wstęgą boczną /VSB/.

Szerokie zastosowanie znalazła modulacja amplitudy w znormalizowanych modemach szybkich, pracujących w pasmie grupy pierwotnej traktu telefonii wielokrotnej.

W modemach pracujących w pasmie kanału telefonicznego metoda modulacji amplitudy nie jest stosowana samodzielnie, lecz występuje w powiązaniu z modulacją kąta.

Szerokie zastosowanie znalazła tzw. kwadraturowa modulacja amplitudy. Jest to faktycznie system kombinowanej modulacji amplitudowo-fazowej, ale równie dobrze, przy innym podejściu metodologicznym, może być rozpatrywany jako system równoczesnej transmisji sygnałów ortogonalnych z widmem zawierającym dwie wstęgi boczne. Każdy z sygnałów ortogonalnych można zdemodulować niezależnie metodą detekcji koherentnej. Jest to możliwe dzięki nieobecności składowych ortogonalnych w sygnale modulacji dwuwstęgowej. Teoretycznie w przypadku transmisyjnego kanału niezależnie działającego wzajemne oddziaływanie obu kanałów ortogonalnych nie występuje.

Kompozycja dwóch jednakowych czterostanowych kanałów ortogonalnych o modulacji amplitudy /AM/ odwzorowuje kombinacje 16 stanów elementu modulacji /znaku/ z 12 wartościami fazy i 3 wartościami amplitudy sygnału transmisyjnego.

Podobnie dowolną kombinację faz i amplitud można rozpatrywać jako równoważną parę składowych ortogonalnych modulacji amplitudy.

Na rysunku 2 pokazano na wykresach wektorowych przykłady sygnałów ortogonalnych AM i z modulacją kombinowaną amplitudowo-fazową. Położenie każdego stanu elementu modulacji zaznaczono w postaci obszaru kołowego o średnicy równej minimalnemu odstępowi między stanami sąsiednimi. W ten sposób zilustrowano dopuszczalną amplitudę zakłócenia, które jeszcze nie powoduje błędów odbioru. Przy prawidłowym doborze sygnału transmisyjnego koła te powinny być rozłożone jak najgęściej w obszarze o granicy mającej kształt zbliżony możliwie najbardziej do okręgu ze środkiem w początku układu współrzędnych, uzyskuje się wówczas minimalną moc średnią sygnału przy zadanej odległości między stanami. Warianty pokazane na rys. 2b i 2c są pod tym względem bardziej efektywne od wariantu 2d.

• Należy w tym miejscu podkreślić, że zwiększanie liczby stanów modulacji poprawia efektywność wykorzystania pasma kanału teletransmisyjnego, ale równocześnie pogarsza odporność systemu na zakłócenia. Zagadnienie to zostało po raz pierwszy szczegółowo omawiane w pracy C.E. Shannona [17].

3.2. Stopa błędów w systemie oraz porównanie różnych metod modulacji

Dla oceny jakości systemu transmisji danych lub fragmentów takiego systemu używa się w praktyce kryteriów obiektywnych. Najczęściej używaną miarą jakości trans-

misji jest stopa błędów bitowa^{1/} lub blokowa, określana jako stosunek liczbowy błędnie odebranych bitów /bloków/ do wszystkich nadanych bitów /bloków/.

Stopa błędów może być używana jako kryterium uniwersalne dla porównania jakości transmisji, jeśli uprzednio zdefiniuje się określony model zakłóceń w kanale telekomunikacyjnym. W badaniach laboratoryjnych najczęściej przyjmuje się w tym celu standardowy model zakłóceń w postaci białego szumu gaussowskiego. Jest to model względnie prosty i wygodny przy rozważaniach teoretycznych, ale w praktyce nieadekwatny z modelem zakłóceń występujących w większości łączy rzeczywistych. W łączach tych, szczególnie w telefonicznej sieci komutacyjnej, dominuje typ zakłóceń o charakterze impulsowym. W związku z tym wszelkie porównania systemów, bazujące na uproszczonym modelu zakłóceń w postaci białego szumu gaussowskiego, nie mogą mieć charakteru uniwersalnego.

Dla porównania charakterystyk modemów z różnymi systemami modulacji stosuje się powszechnie dwa kryteria. Pierwsze kryterium - to stosunek średniej mocy sygnałów nadawanych do mocy szumu w pasmie Nyquista, niezbędny dla zapewnienia określonego prawdopodobieństwa występowania błędów, np. 10^{-4} . Drugie kryterium - to nominalna szybkość transmisji /w bitach na sekundę/, przypadająca na 1 Hz szerokości wykorzystywanego pasma. Na rys. 3 przedstawiono teoretyczne charakterystyki różnych metod modulacji. Dla lepszej poglądowości rysunku poszczególne punkty wykresów, dotyczących określonej metody modulacji, połączono liniami ciągłymi. Na osi odciętych odłożono stosunek sygnał/szum, przy którym stopa błędów jest równa 10^{-4} , a na osi rzędnych - szybkość transmisji w bitach na sekundę przypadającą na 1 Herc szerokości wykorzystywanego pasma częstotliwości. W punktach charakterystycznych wykresów zaznaczono liczbę stanów modulacji. Krzywa najwyższa na rys. 3 jest to tzw. granica teoretyczna Shannona dla kanału z szumem białym.

Z rysunku 3 wynika, że najbardziej efektywna jest jednowstęgowa kwadraturowa modulacja amplitudy z częściowo wytłumioną drugą wstęgą boczną; krzywa ilustrująca ten sposób modulacji ma to samo nachylenie co granica teoretyczna Shannona. Kombinowane metody modulacji amplitudy i fazy dają przy małej krotności stanów wyniki porównywalne z kwadraturową modulacją typu AM. Binarna jednowstęgowa modulacja amplitudy /SSB/, dwa kanały ortogonalne AM i czterostanowa modulacja fazy mają tę samą charakterystykę. Wielostanowa modulacja fazy o krotności większej od 4 ustępuje wyżej wymienionym metodom modulacji /nachylenie charakterystyki jest mniejsze niż dla granicy Shannona/. Metody modulacji częstotliwości oraz dwuwstęgowej modulacji amplitudy mają charakterystyki o tym samym nachyleniu co

^{1/} Często używa się określenia "stopa błędów elementowa", jednakże takie określenie może błędnie kojarzyć się z elementem modulacji, który przy modulacji wielostanowej nie jest równoważny bitowi.

modulacja fazy o dużej krotności i wymagają /dla zapewnienia tej samej stopy błędów/ większego stosunku sygnał/szum.

Należy w tym miejscu jeszcze raz podkreślić, że powyższa analiza ma w praktyce sens ograniczony, ponieważ przyjęto wyidealizowany model zakłóceń oraz przyjęto milczące założenie, że kanał transmisyjny ma idealne charakterystyki statyczne. W praktyce niedoskonałość charakterystyk statycznych kanału /zniekształcenia amplitudowe, opóźnieniowe/ stanowi bardzo istotną przeszkodę w dążeniu do osiągnięcia maksymalnej szybkości transmisji.

Niedoskonałość charakterystyk statycznych kanału można w pewnym stopniu kompensować za pomocą specjalnych korektorów amplitudowych i opóźnieniowych, jednakże w miarę zwiększenia wymagań na dokładność aproksymacji charakterystyk kanału dochodzi się do granicy opłacalności stosowania tego rodzaju zabiegów. Często, przy aproksymacji charakterystyk statycznych kanału rzeczywistego "składowe wyższego rzędu" mają charakter niestacjonarny; zachodzi wówczas konieczność stosowania skomplikowanych automatycznych korektorów samoadaptacyjnych.

3.3. Korekcja charakterystyk kanału

Jak już uprzednio wspomniano, amplitudowe i opóźnieniowe zniekształcenia kanału transmisyjnego stanowią przeszkodę w osiągnięciu maksymalnej przepustowości kanału. Z drugiej strony przy określonej szybkości transmisji zniekształcenia te zmniejszają odporność systemu na zakłócenia. W przypadku wystąpienia zniekształceń amplitudowo-fazowych pojawiają się w sygnale zdemodulowanym interferencje międzyznakowe /miedzy innymi fluktuacje momentów charakterystycznych/. Maleje obszar wiarogodnego próbkowania, a więc następuje zmniejszenie odporności sygnału na zakłócenia. Efektu tego nie należy utożsamiać bezpośrednio z pogorszeniem stosunku sygnał/szum na wejściu odbiornika, lecz interferencje międzyznakowe, spowodowane niedoskonałością kanału należy raczej traktować jako nowy rodzaj zakłóceń. W istocie, interferencje te są wynikiem superpozycji sygnału użytecznego i impulsów zakłócających pochodzących od "ech" sygnału użytecznego wywołanych stanami nieustalonymi.

Przy transmisji danych w kanale z dużymi zniekształceniami opóźnieniowymi interferencje międzyznakowe mogą całkowicie uniemożliwić transmisję mimo braku innych rodzajów zakłóceń. Uogólniając powyższy przykład można powiedzieć, że stopa błędów pogarsza się w wyniku wzrostu wartości zniekształceń amplitudowo-fazowych, mimo że stosunek sygnał/szum na wejściu odbiornika pozostaje prawie nie zmieniony.

Z przytoczonego powyżej rozumowania wynika bezpośrednio metoda eliminacji /lub minimalizacji/ efektów zniekształceń amplitudowych i opóźnieniowych kanału. W odbiorniku należy "dokomponować" do użytecznego sygnału zdemodulowanego

dotatkowe "echa" o takich amplitudach i fazach, aby jak najlepiej kompensowały one szkodliwe "echa" zawarte w odebranych sygnale. Według takiej właśnie zasady działają tzw. korektory transwersalne [10].

W nowoczesnych modemach o dużych szybkościach modulacji są to zazwyczaj automatyczne korektory samoadaptacyjne. Podstawowym elementem takiego korektora jest linia opóźniająca z odczepami. Do wejścia tej linii doprowadza się podlegający korekcji sygnał zdetektowany. Sygnały z poszczególnych odczepów linii opóźniającej są doprowadzone poprzez regulowane indywidualnie "przesuwniki" z odpowiednią wagą /amplitudą/ do wspólnego układu sumacyjnego. Z największą wagą jest wprowadzany sygnał z odczepu środkowego. W wyniku tej operacji na wyjściu układu sumacyjnego występuje sygnał skorygowany /prawidłowy/. Do wyjścia korektora dołączony jest selektor amplitudowy, za pośrednictwem którego porównuje się poziom sygnału skorygowanego z poziomem oczekiwanym najbardziej prawdopodobnym /porównanie wykonuje się pośrodku elementu modulacji/. W wyniku tej kolejnej operacji określa się znak uchybu /w stosunku do poziomu oczekiwanego/.

Kierunek regulacji dla każdego "przesuwnika" indywidualnego dla różnych odczepów linii opóźniającej ustala się przez porównanie dla każdego elementu modulacji znaku napięcia /polaryzacji/ sygnału nieskorygowanego ze znakiem uchybu wyznaczonym przez układ selektorowy. Porównanie ma sens operacji logicznej typu "alternatywa wykluczająca", a rezultaty porównania są uśrednione w licznikach rewersyjnych. Dzięki operacji uśredniania układ wykonuje kolejny krok korekcji tylko w wyniku stwierdzenia uchybów systematycznych, tzn. interferencji międzyznakowych o charakterze quasistacjonarnym.

Dla zbadania korelacji między znakiem napięcia wybranego elementu i znakiem uchybu, za który ten element jest odpowiedzialny, na pozycji wcześniejszej lub późniejszej na skali czasu, konieczne jest magazynowanie obu ww. informacji przez analizowany okres czasu /równy opóźnieniu linii opóźniającej/. Do tego celu służą pokazane na rys. 4 rejestry przesuwające.

Korektory transwersalne są skutecznym środkiem technicznym, umożliwiającym wykorzystanie maksymalnej przepustowości kanału, szczególnie wówczas, gdy są to układy samoadaptacyjne, zapewniające kompensację zmiennych w czasie zniekształceń kanału. Należy jednak zauważyć, że kryteria decyzyjne stosowane w procesie korekcji są bardzo subtelne w przypadku modulacji wielostanowej. Przy dużych zniekształceniach takiej modulacji korektor może nie osiągać w zadanym czasie stanu asymptotycznego, to jest takiego, w którym uchyb korekcji jest mniejszy od pewnej z góry zadanej wartości. Proces korekcji może mieć wtedy cechy błędzenia przypadkowego. Dla uniknięcia takiej sytuacji należy w praktyce stworzyć odpowiednie warunki początkowe procesu korekcji, przy których dalszy ten proces jest szybkozbieżny do stanu asymptotycznego. W tym celu na początku procesu korekcji w kanale transmituje się specjalny sygnał standardowy o z góry znanych

cechach /specjalna sekwencja korekcyjna/. Często jest to sygnał dwustanowy, a więc łatwy w interpretacji i mało podatny na zniekształcenia.

Opisany tu proces korekcji sygnału odbywa się w dziedzinie czasu, ma zatem charakter uniwersalny - usuwa skutki zniekształceń amplitudowych i opóźnień -owych /równoczesna korekcja w dziedzinie czasu obu składowych transmitancji kanału analogowego/.

Korektory automatyczne stosuje się w modemach na szybkości transmisji o wartościach większych od 4800 bit/s /niekiedy również w modemach 4800 bit/s/; w modemach o niższych szybkościach transmisji stosuje się korekcję charakterystyk w dziedzinie częstotliwości. W modemach 4800 bit/s stosuje się zazwyczaj nastawne /ręcznie/ korektory harmoniczne; w modemach 2400 bit/s stosuje się zazwyczaj korektory stałe, kompromisowe, tzn. zaprojektowane dla skompensowania najbardziej prawdopodobnych zniekształceń charakterystyk kanału telefonicznego.

W modemach o szybkości 1200 bit/s, a także przy niższych szybkościach zazwyczaj nie stosuje się korektorów. Korekcja charakterystyk kanału jest z reguły przeprowadzana po stronie odbiorczej, ponieważ można wówczas w łatwy sposób kontrolować na bieżąco postępy korekcji. Możliwe jest również korygowanie charakterystyk kanału po jego stronie nadawczej, lecz w przypadku zastosowania korektorów regulowanych konieczne jest zapewnienie dodatkowego sprzężenia zwrotnego informacji między nadajnikiem i odbiornikiem. Rozwiązanie takie stosuje się w specjalnych systemach transmisji danych, zwanych zestawami wielopunktowymi. W zestawach wielopunktowych do jednego łącza telekomunikacyjnego dołączonych jest wiele modemów, przy czym co najmniej jeden z nich pełni zazwyczaj funkcje nadzorcze /wchodzi w wyposażenie stacji centralnej zestawu/.

Ponieważ kanały transmisyjne między stacją centralną i poszczególnymi stacjami podporządkowanymi różnią się długością /a więc i charakterystykami/, każdy z tych kanałów powinien być korygowany indywidualnie. W tym celu wyposaża się każdy z modemów stacji podległych w korektor odbiorczy i ewentualnie nadawczy. Niekiedy w modemie stacji centralnej umieszczony jest stały korektor kompromisowy dla wstępnego, przynajmniej częściowego skorygowania charakterystyk wszystkich kanałów.

Korekcja charakterystyk kanałów po stronie nadawczej jest niekiedy nazywana "predystorsją". Predystorsja rozumiana bardziej ogólnie, jako proces wstępnego i zdeterminowanego zniekształcenia sygnału po stronie nadawczej, ma w transmisji danych znaczenie szersze od wyżej opisanego. Oprócz korekcji charakterystyk statycznych kanału może ona również zapewniać poprawę niektórych dynamicznych parametrów transmisji. Przez odpowiednią predystorsję sygnału można kształtować pożądany rozkład energii w widmie sygnału transmisyjnego; można również uzyskać zwiększenie odporności systemu na pewne rodzaje zakłóceń. Pierwsze z powyższych zastosowań spotyka się w modemach zawierających układ odtwarzania koherentnej

fali nośnej /dla potrzeb detekcji/. Wówczas celem predystorsji jest eliminacja lub częściowe wytłumienie w widmie sygnału, składowych wolnozmiennych, kłopotliwych przy odtwarzaniu koherentnej fali nośnej.

Drugie z wymienionych zastosowań predystorsji może być korzystne przy transmisji sygnałów dyskretnych w kanale z zakłóceniami impulsowymi. Przy tego rodzaju zakłóceniach stopa błędów zależy nie tylko od mocy średniej zakłóceń, lecz również, i to bardzo wyraźnie, od ich rozkładu amplitudowego. Jeśli w kanale zastosuje się predystorsję sygnału /można nawet zastosować w modemach nadawczym i odbiorczym specjalnie zaprojektowaną parę korektorów o charakterystykach komplementarnych/, wówczas skutek zniekształceń opóźnieniowych i amplitudowych wnoszonych przez kanał i przez korektor odbiorczy, rozkład amplitudowy zakłóceń zostanie "spłaszczony" /zmaleją amplitudy impulsów/, natomiast sygnał użyteczny pozostanie nie zniekształcony dzięki komplementarności charakterystyk korektorów i łączy.

3.4. Synchronizacja i odtwarzanie koherentnej fali nośnej

W rozdziałach dotyczących metod modulacji i metod korekcji wspomniano już, że po stronie odbiorczej łączy dyskretnego utworzonego przy pomocy dwóch modemów zachodzi konieczność odtworzenia skali czasu izochronicznej ze skalą czasu wytwarzaną przez nadajnik. Wyjątkiem od tej reguły jest transmisja anizochroniczna. Odtwarzanie skali czasu jest potrzebne przede wszystkim ze względu na współpracę modemu z urządzeniem końcowym transmisji danych DTE. Urządzenie DTE jest zazwyczaj automatem synchronicznym.

W większości modemów średniej i dużej szybkości modulacji /powyżej 1200 bit/s/ stosuje się modulację synchroniczną, zatem ma miejsce synchroniczna współpraca modemu z DTE. Odbiorcza skala czasu może być odtworzona w modemie lub w urządzeniu końcowym DTE.

W przypadku modulacji wielostanowej zachodzi zazwyczaj konieczność odtwarzania skali czasu również dla potrzeb demodulacji i korekcji /na "wewnętrzne" potrzeby modemu/. Odbiorczą skalę czasu odtwarza się bądź bezpośrednio z sygnału transmisyjnego na podstawie rozeznania cech szczególnych tego sygnału /obwódni, resztkowej nośnej, sygnałów pilotowych itp./, bądź na podstawie zdemodulowanego sygnału danych. W tym drugim przypadku układ odtwarzania skali czasu musi cechować się dużą "bezwładnością", ponieważ kryterium decyzyjne synchronizacji jest oparte na rozeznawaniu zmian stanu sygnału danych, a te występują w sposób przypadkowy. Na ogół maksymalny przedział czasu między kolejnymi zmianami stanu sygnału danych nie jest zdefiniowany i może być dowolnie długi. Gdy w odebranych sygnałach danych nie ma przejść zerowych, nie ma kryterium synchronizacji. Przeciwdziała się temu dwoma sposobami:

- 1/ stawia się wysokie wymagania na stałość częstotliwości generatorów skali czasu /w nadajniku i odbiorniku/; stałość ta nie powinna być gorsza niż 1×10^{-4} ,
- 2/ modyfikuje się cechy statystyczne sygnału nadawanego poprzez odpowiednie jego kodowanie.

Do kodowania sygnałów nadawczych /dla potrzeb synchronizacji/ stosuje się specjalne szyfratory - "scramblery" /nazwa angielska/. W scramblerze sygnał danych jest dzielony przez zadany z góry i znormalizowany wielomian generacyjny, odpowiednio wysokiego rzędu; w odbiorniku przeprowadza się po demodulacji operację odwrotną i odzyskuje się w ten sposób oryginalny ciąg danych. Sygnał zakodowany na wyjściu scramblera ma przejścia zerowe występujące względnie często; częstość ich występowania jest w pierwszym przybliżeniu niezależna od sekwencji kodowych w oryginalnym ciągu danych.

Dla deszyfrowania sygnału zakodowanego przez scrambler konieczne jest na początku transmisji odpowiednie synfazowanie scramblera i descramblera. W tym celu transmisja informacji jest zazwyczaj poprzedzana wymianą specjalnych sekwencji synchronizacyjnych.

Procedurę synfazowania można uprościć stosując tak zwane układy samosynchronizacyjne descramblerów, jednakże poważną wadą takich układów jest powielanie błędów pierwotnych. Operacja dzielenia sygnału danych przez wielomian generacyjny w scramblerze nie wnosi nadmiar kodowego, nie wymaga zatem zwiększenia przepustowości kanału.

W przypadku modulacji wielostanowej są możliwe inne, prostsze od opisanej, metody kodowania sygnału prowadzące do rezultatów podobnych lub lepszych, niż uzyskiwane za pomocą scramblera. W metodach tych gwarantuje się zmiany stanu sygnału w każdym nominalnym momencie charakterystycznym modulacji. Ogólnie można je określić wspólnym mianem jako metody "przyrostowe" lub "różnicowe". Podstawową stosowaną wówczas zasadą jest przyporządkowanie określonym sekwencjom sygnału danych określonych przyrostów parametru podlegającego modulacji w sygnale nośnym /np. przyrostów fazy/. Wychodząc z formalnego punktu widzenia można wówczas uważać, że stan sygnału transmisyjnego /lub modulującego/ nie jest jednoznacznie związany z wyróżnioną sekwencją danych^{1/}, a ponadto liczba możliwych stanów dyskretnych sygnału modulującego /lub transmisyjnego/ jest większa od liczby wyróżnionych sekwencji danych. Przykładem może być wspomniana już czterostanowa różnicowa modulacja fazy pokazana na rys. 1a/. Nie trudno zauważyć, że sygnał transmisyjny ma 8 możliwych stanów / $n \times 45^\circ$, gdzie $n = 0, 1, 2, 3, \dots, 7$ /, tym niemniej modulacja jest faktycznie czterostanowa, ponieważ czterem możliwym duo-

^{1/} Jednoznaczny związek można wyznaczyć dopiero po prześledzeniu całej poprzedzającej "historii" transmisji od momentu jej nawiązania.

bitom danych przyporządkowane są cztery różne wartości przyrostów fazy /a nie bezwzględna wartość fazy/.

Ponieważ wszystkie przyrosty zdeterminowane w powyższym systemie modulacji są różne od zera, w związku z tym w sygnale transmisyjnym można bezpośrednio wyróżnić wszystkie nominalne momenty charakterystyczne modulacji niezależne od przesyłanych sekwencji danych.

W procesie detekcji bezpośrednio odtwarza się skalę czasu duobitową; skalę bitową można odtworzyć na przykład przez podwojenie częstotliwości. Zazwyczaj obie skale czasu odtwarza się równocześnie w układzie synchronizacji krokowej. Ponieważ podstawa czasu musi być odtwarzana z "dokładnością co do fazy", tzn. musi mieć nie tylko identyczną częstotliwość, ale również i fazę ustaloną jednoznacznie względem izochronicznego ciągu momentów charakterystycznych modulacji, we wszystkich układach synchronizacji podstawowe kryterium decyzyjne jest oparte na pomiarze odstępów czasu^{1/} między momentami charakterystycznymi przebiegu odebranego i momentami najbliższych przejść przez zero w sygnale odtworzonej podstawy czasu. Układ synchronizacji utrzymuje stałą częstotliwość odtworzonej podstawy czasu i wprowadza na bieżąco tylko nieznaczne korekty fazy /koryguje położenie w czasie przejść zerowych odtwarzanego sygnału okresowego/. W układach synchronizacji krokowej /są to układy cyfrowe/ podstawę czasu odtwarza się za pomocą generatora zegarowego i sterowanego binarnego dzielnika częstotliwości.

Generator zegarowy jest zazwyczaj stabilizowany kwarcem. Krok synchronizacji zależy od stosunku częstotliwości generatora do częstotliwości odtwarzanej podstawy czasu. W praktyce spotyka się wartości liczbowe kroku synchronizacji od $1/8 E$ do $1/512E$, gdzie E - czas transmisji jednego bitu. Czas ustalania się synchronizacji będzie zależał od stanu początkowego układu i od sekwencji danych /jeśli synchronizacja jest odtwarzana z ciągu danych/. Aby skrócić czas dochodzenia układu synchronizacji do stanu nominalnego, na początku każdej transmisji przesyła się w łączy sekwencję synchronizacyjną, a sam układ synchronizacji wprowadza się skokowo w stan nominalny lub bliski nominalnemu.

Osobnym zagadnieniem, pokrewnym synchronizacji, jest odtwarzanie w odbiorniku koherentnej fali nośnej. Operacja ta jest nieodzowna w modemach zawierających detektor synchroniczny, a więc we wszystkich prawie modemach o średniej i dużej szybkości modulacji. Fala nośna odtworzona dla potrzeb detekcji musi mieć identyczną częstotliwość i jednoznacznie ustaloną fazę względem sygnału odebranego.

^{1/} Nie można tu ze względów formalnych zastąpić pojęcia "odstęp czasu" pojęciem "różnica faz", ponieważ spośród dwóch porównywanych przebiegów tylko jeden jest okresowy, a drugi w najlepszym razie cyklostacjonarny.

Przy transmisji sygnałów typu AM/VSB najprostszym rozwiązaniem jest wykorzystanie resztkowej fali nośnej /częściowo wytłumionej/. Resztkowa fala nośna może być wydzielona w odbiorniku za pomocą filtra wąskopasmowego albo za pomocą tak zwanego układu kontroli fazy w pętli sprzężenia^{1/} lub łącznie za pomocą obu powyższych sposobów [1]. Filtr wąskopasmowy ma z zasady duże nachylenie charakterystyki fazowej w pobliżu częstotliwości środkowej i w związku z tym niewielkie zmiany jego parametrów lub niewielkie zmiany częstotliwości odbieranej mogą powodować duże uchyby fazy odtwarzanej fali nośnej. Poszerzenie pasma tego filtra pozwala na zmniejszenie powyższych uchybów, ale z kolei prowadzi do pogorszenia odporności układu na zakłócenia.

Wywołana z sygnału fala nośna jest obciążona niestałością amplitudy i fazy w wyniku oddziaływania składowych widma, leżących blisko częstotliwości nośnej. Dla uniknięcia tych trudności stosuje się po stronie nadawczej opisane już wcześniej zabiegi w postaci randomizacji sygnału danych /scrambler/ lub odpowiedniego odfiltrowywania z sygnału modulującego składowych wolnozmiennych /w czwórniku górnoprzepustowym/.

Resztkowa fala nośna może w procesie detekcji synchronicznej typu AM szkodliwie oddziaływać na sygnał demodulowany i dlatego przed wejściem na detektor powinna być usunięta z sygnału transmisyjnego. Zjawisku temu można przeciwdziałać w prostszy sposób już po stronie nadawczej - wystarczy całkowicie usunąć nośną z widma i dodać ją w kwadraturze do sygnału transmisyjnego. W procesie detekcji synchronicznej składowe kwadraturowe nie oddziaływują na sygnał demodulowany.

Inny sposób przesyłania w kanale koherentnej fali nośnej polega na transmisji dwóch sygnałów pilotowych. Możliwe są tu dwa warianty. W wariancie pierwszym częstotliwości sygnałów pilotowych są tak dobrane, że różnica częstotliwości nośnej i częstotliwości jednego z pilotów pozostaje w stałym stosunku wymiernym do różnicy częstotliwości obu pilotów.

W drugim wariancie obie częstotliwości pilotowe umieszcza się w pobliżu częstotliwości nośnej i symetrycznie względem niej.

Po stronie odbiorczej wydzielą się łącznie obie składowe częstotliwości pilotowych za pomocą filtra wąskopasmowego, a następnie odtwarza się średnią arytmetyczną obu tych częstotliwości.

W przypadku transmisji z dyskretną modulacją fazy lub kwadraturową modulacją typu AM odtworzenie koherentnej nośnej w odbiorniku jest utrudnione, ponieważ w widmie sygnału transmisyjnego nie można, w ogólnym przypadku, wydzielić stacjonarnej składowej okresowej o częstotliwości i fazie ustalonej względem nośnej. Stosuje się wówczas układy odtwarzania częstotliwości z decyzyjnym sprzę-

^{1/}Ang. "phase locked loop circuit"

żeniem zwrotnym. Układy te odtwarzają sygnał nośny "z dokładnością co do fazy". Trudność polega na tym, że bezpośrednie porównanie faz nośnej odtworzonej w odbiorniku i nośnej odbieranej z kanału telekomunikacyjnego nie pozwala na jednoznaczne wyznaczenie uchybu synfazowości z powodu permanentnie występujących skoków fazy w sygnale odbieranym. Ponieważ jednak system modulacji jest ściśle zdefiniowany, skoki fazy sygnału odbieranego dają się ściśle wyznaczyć "a posteriori" na podstawie analizy sygnału demodulowanego oraz na podstawie znajomości ścisłego związku między stanem tego sygnału i stanem sygnału transmisyjnego.

W celu porównania obu sygnałów /nośnej odtwarzanej i sygnału odbieranego/ można je doprowadzić do postaci "koherentnej", np. modulując fazę odtworzonej nośnej w identyczny sposób jak to zrobiono uprzednio w nadajniku.

W układach odtwarzania koherentnej fali nośnej występują czwórniki selektywne. Pasma przepustowe tych filtrów musi być wybrane kompromisowo. Nie może ono być zbyt wąskie, bo wówczas odpowiedź filtru nie nadaża za subtelnymi wolnozmiennymi fluktuacjami fazy sygnału transmisyjnego co, w skrajnym przypadku, może doprowadzić do błędów w detekcji. Aczkolwiek przy poszerzeniu pasma filtru efekty szkodliwego oddziaływania wolnozmiennych fluktuacji fazy maleją, lecz równocześnie maleje odporność systemu na zakłócenia /w miarę poszerzania pasma maleje stosunek sygnał/szum/.

4. UWAGI KOŃCOWE

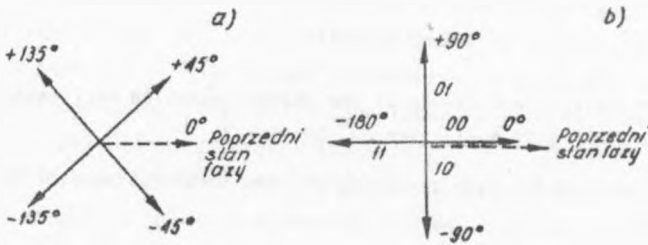
Zagadnienia konwersji sygnałów w urządzeniach komunikacyjnych transmisji danych - DCE zostały omówione w niniejszym artykule w formie skrótowej. Ze względu na ograniczone ramy artykułu możliwe było przedstawienie materiału jedynie w formie poglądowej. Przytoczone rozważania mają głównie charakter jakościowy i ograniczają się do podstawowej, lecz jednocześnie wąskiej grupy zagadnień konwersji sygnałów w urządzeniach DCE współpracujących z telefonicznymi kanałami analogowymi. Pominęto cały szereg zagadnień bardziej specjalistycznych, lecz coraz bardziej zyskujących na znaczeniu, takich jak: transmisja danych w sieciach cyfrowych, transmisja w łączach naturalnych /tzw. transmisja w pasmie podstawowym/, transmisja w szerokopasmowych kanałach analogowych /w pasmie grupy pierwotnej traktów telefonii wielokrotnej/. W związku z tym nie znalazły również miejsca w artykule specjalistyczne zagadnienia związane z wyżej wymienioną grupą zagadnień pominiętych, na przykład metody formowania sygnałów i kodowania sygnałów mające na celu optymalizację widma sygnału transmisyjnego /formowanie "partial response", formowanie duobinarne, modulacja delta, modulacja Millera itd./.

Wobec powyższego artykuł ten należy traktować jako ogólne wprowadzenie w podstawową grupę zagadnień dotyczących konwersji sygnałów w urządzeniach DCE współpracujących z kanałami telefonicznymi.

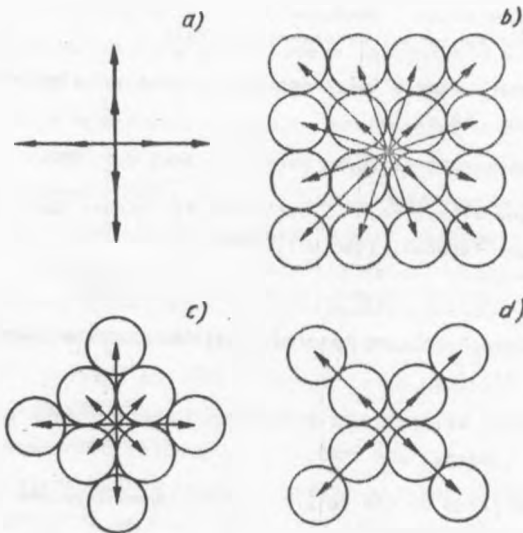
Podany wykaz literatury zawiera liczbę pozycji znacznie większą od liczby pozycji zacytowanych w artykule i został dobrany z myślą o tym, by ułatwić Czytelnikowi wniknięcie w tematykę przedmiotu, w tym również w tematykę wyżej wymienioną i całkowicie pominiętą w treści artykułu.

WYKAZ LITERATURY

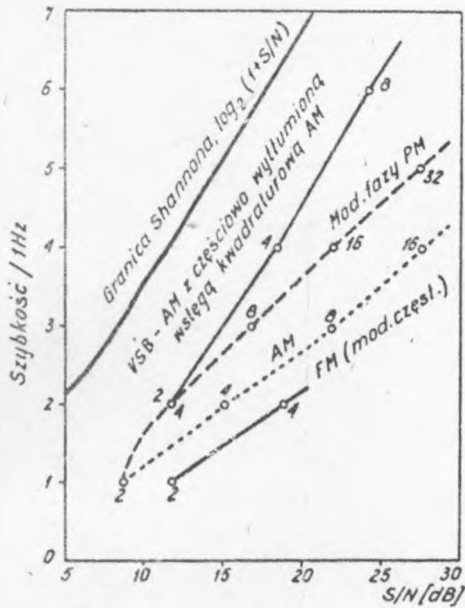
1. Byrne C.J.: Properties and design of the phase-controlled oscillator with a sawtooth comparator. Bell Syst. tech. J. 1962 nr 3.
2. Bennet W.R., Davey J.R.: Data transmission. New York: McGraw-Hill Book Company, USA 1965.
3. CCITT - VI-th Plenary Assembly - Document No 44, Special Study Group A - Contribution No 277.
4. CCITT - Księga Zielona, Tom VIII. Warszawa: WKiŁ 1976.
5. Devenport W.P.: Modern data communication. New York: Hayden INC, USA 1971.
6. Davey J.R.: Modems. Proc. IEEE 1972 Vol. 60 nr 11.
7. Fano R.M.: On the social role of computer communications. Proc. IEE 1972 Vol. 60 nr 11.
8. Franks L.E.: Teoria sygnałów. Warszawa: PWN 1975.
9. Jousset A.M.: Plans and principles for public data switched networks in France. Proc. IEEE 1972 Vol. 60 nr 11.
10. Kallman H.E.: Transversal filters. Proc. IRE 1940 Vol. 28.
11. Kretzmer E.R.: Generalization of a technique for binary data communication. IEEE Trans. Commun. Technol. 1966 Vol. COM-14.
12. Lathi B.P.: Communication systems. Wiley Inc., USA 1968.
13. Lewandowski W.: Asynchroniczne binarne modulatory częstotliwości. Wiad. Telekom. 1972 nr 10,11.
14. Lucky R.W., Salz J., Weldon E.J.: Principles of data communication. New York: McGraw-Hill Book Company, USA 1968.
15. Neu W.: Plans and ideas on the future of data communications in Switzerland. Proc. IEEE 1972 Vol. 60 nr 11.
16. Nyquist H.: Certain topics in telegraph transmission theory. A.I.E.E. Trans. 1928 Vol. 47 nr 4.
17. Shannon C.E.: Probability of error for optimal codes in a Gaussian channel. Bell Syst. tech. J. 1959 Vol. 38.
18. Tremp W.: Entwicklung eines PCM - Zwischenverstärkers. PTT Res. Labs., Bern, Switzerland, Rep. F 62.005.
19. Wheeler H.A.: The interpretation of amplitude and phase distortion in terms of paired echoes. Proc. IRE 1939.



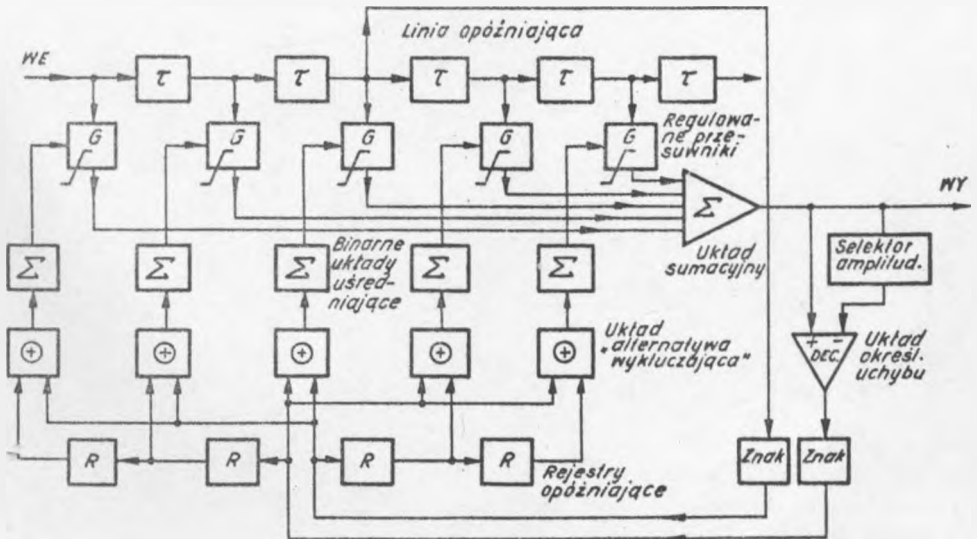
Rys. 1. Dwa warianty przyrostów fazy przy czterostanowej różnicowej modulacji fazy



Rys. 2. Sygnały z kombinowaną modulacją amplitudowo-fazową: a/ dwa czterostanowe sygnały ortogonalne AM; b/ odzworowanie 16 stanów elementu modulacji; c/, d/ analogiczne jak na rys. a/, b/ kombinacje dla sygnału 8-stanowego



Rys. 3. Charakterystyki teoretyczne różnych metod modulacji



Rys. 4. Schemat poglądowy automatycznego korektora samoadaptacyjnego

