



S/3684

# AKADEMIA OBRONY NARODOWEJ

AON wewn. 5035/98

Kpt. mgr inż. Piotr DANILUK  
Mjr mgr inż. Zbigniew FIOŁNA

## MODULACJE CYFROWE STOSOWANE W WOJSKOWYM SPRZĘCIE ŁĄCZNOŚCI



WARSZAWA

1998

# **AKADEMIA OBRONY NARODOWEJ**

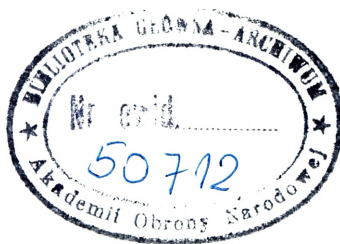
---

**WYDZIAŁ WOJSK LĄDOWYCH**  
**KATEDRA DOWODZENIA I ŁĄCZNOŚCI**

AON wewn. 5035/98

Kpt. mgr inż. Piotr DANILUK  
Mjr mgr inż. Zbigniew FIOŁNA

## **MODULACJE CYFROWE STOSOWANE W WOJSKOWYM SPRZĘCIE ŁĄCZNOŚCI**



*Zbigniew Fiołna - rozdziały 1 - 4.3*  
*Piotr Daniluk - rozdział 4.4*

## SPIS TREŚCI

|                                                                       |    |
|-----------------------------------------------------------------------|----|
| Wprowadzenie .....                                                    | 5  |
| 1. Pojęcie sygnału cyfrowego. Charakterystyka sygnałów cyfrowych..... | 9  |
| 2. Przetwarzanie analogowo - cyfrowe.....                             | 16 |
| 2.1. Modulacja impulsowo - kodowa (PCM).....                          | 17 |
| 2.2. Modulacja delta.....                                             | 26 |
| 3. Zwiększenie prędkości sygnałów cyfrowych. ....                     | 38 |
| 4. Transmisja sygnałów cyfrowych.....                                 | 49 |
| 4.1. Kody liniowe w systemach przewodowych.....                       | 49 |
| 4.2. Kody liniowe w systemach światłowodowych.....                    | 54 |
| 4.3. Modulacje stosowane w systemach linii radiowych.....             | 57 |
| 4.4. Modulacje stosowane w radiokomunikacji ruchomej.....             | 61 |
| Podsumowanie.....                                                     | 86 |
| Literatura.....                                                       | 87 |
| Załącznik - Oznaczenia emisji radiowych.....                          | 88 |

## WPROWADZENIE

Sieć telekomunikacyjna stanowi współcześnie nieodzowny element infrastruktury każdego systemu, w którym przesyłanie informacji odgrywa istotną rolę. Takimi systemami (można je nazwać nawet makrosystemami) są całe państwa i społeczeństwa. Od momentu wynalezienia telegrafu a następnie telefonu (patrz tab.1.1) wykorzystanie technicznych środków łączności staje się szybko zjawiskiem powszechnym i wręcz koniecznym w szybko rozwijających się państwach.

Pojawiają się publiczne sieci telekomunikacyjne, świadczące powszechne usługi dla dowolnego abonenta. Abonenci sieci publicznych stają się coraz bardziej różnicowani pod względem wyposażenia technicznego i możliwości usługowych. Powszechność świadczenia usług telekomunikacyjnych, zapotrzebowanie na nie i ich duża różnorodność doprowadziły w krótkim czasie do powstania wielu wyspecjalizowanych sieci obejmujących swym obszarem całe kontynenty.

Zwiększenie odległości, na które zestawiane były połączenia pomiędzy abonentami, prowadziło do powstawania niekorzystnych zjawisk, takich jak: zanik sygnału, zniekształcenia czy też zakłócenia uniemożliwiające jego poprawny odbiór. Jednocześnie rosły wymagania abonentów na jakość świadczonych usług. Wzrastająca stale liczba usług prowadziła do coraz większego komplikowania istniejących lub tworzenia nowych sieci telekomunikacyjnych.

Wszystkie te czynniki doprowadziły do wprowadzenia transmisji i komutacji sygnałów cyfrowych, pozwoliło to na wyeliminowanie wpływu na jakość sygnału większości niekorzystnych zjawisk oraz (co zostało wprowadzone w następnej kolejności) na integrację technik i usług, umożliwiając tym samym stosowanie jednej wielofunkcyjnej sieci telekomunikacyjnej.

Długoletnie opóźnienia w masowym stosowaniu w Polsce najnowszych technologii, widoczne szczególnie w telekomunikacji, są w szybkim tempie nadrabiane. Od początku lat 90. następuje błyskawiczny wzrost liczby abonentów, wymiana przestarzałego technicznie i moralnie sprzętu, rozszerzenie wachlarza świadczonych usług telekomunikacyjnych i podniesienie ich jakości. Powoduje to zwiększenie wykorzystania sieci telekomunikacyjnych, co przynosi ich operatorom wzrost zysków, co z kolei, przy nie zaspokojonych jeszcze potrzebach społeczeństwa, prowadzi do dalszego wzrostu inwestycji. Dlatego też możemy obecnie mówić, że telekomunikacja

**Tabela 1.1. WYBRANE ETAPY ROZWOJU TELEKOMUNIKACJI**

|            |                                                                                         |
|------------|-----------------------------------------------------------------------------------------|
| 17.02.1753 | Pierwszy projekt telegrafu elektrycznego. - Ch. Morrison.                               |
| 1809       | Pierwszy telegraf elektryczny. - T. von Sömmering.                                      |
| 1832       | Telegraf igielkowy. - P. Szyling.                                                       |
| 1835       | Prototyp telegrafu - S. Morse. (1837 - patent)                                          |
| 1836       | Linia telegraficzna: Pałac Zimowy - Ministerstwo Komunikacji (Petersburg) - P. Szyling. |
| 1845-1847  | Szybki rozwój telegrafii na świecie. Francja, Austria, Belgia.                          |
| 26.10.1861 | Pierwsza publiczna demonstracja telefonu. - J.P. Reis.                                  |
| 1867-1870  | Linia telegraficzna: Londyn - Kalkuta.                                                  |
| 14.02.1876 | Patent aparatu telefonicznego. - A.G. Bell.                                             |
| 1877       | Linia telefoniczna: Boston - Nowy Jork.                                                 |
| 1878       | Pierwsza ręczna centrala telefoniczna. - E.T. Holmes.                                   |
| 1892       | Pierwsza automatyczna centrala telefoniczna. - A.B. Strowger.                           |
| 1905       | Pierwsza ręczna centrala telegraficzna.                                                 |
| 1924       | Pierwsza linia telegrafii wielokrotnej: Berlin - Frankfurt/M.                           |
| 1925       | Pierwsza linia telefonii nośnej: Sydney - Melbourne.                                    |
| 1930       | Pierwsze telegraficzne sieci abonenckie.                                                |
| 1933       | Pierwsza automatyczna centrala telegraficzna.                                           |
| 1935-1936  | Telefonia nośna o krotności 480 - 600. USA, Niemcy.                                     |
| 1938       | Pierwszy przetwornik a/c z modulacją PCM. - A.H. Reeves.                                |
| ok.1945    | Pierwszy przetwornik a/c z modulacją $\Delta$ .                                         |
| 1953       | Pierwsze radiotelefony.                                                                 |
| 1962       | Pierwszy system telefonii wielokrotnej PCM - 24. USA.                                   |
| 1965       | Pierwszy system telefonii wielokrotnej PCM - 30/32. Francja.                            |
| 1965       | Pierwszy satelita telekomunikacyjny INTELSAT-1.                                         |
| 1969-1974  | Systemy PCM o krotnościach 480 - 1920.                                                  |
| 1975       | Prace nad cyfrowymi radiostacjami z modulacją FH.                                       |
| 1979       | Wprowadzenie do eksploatacji światłowodów.                                              |
| 1984       | CCITT publikuje pierwsze zalecenia dotyczące ISDN.                                      |
| 1990-1994  | Uruchomienie i eksploatacja sieci zintegrowanych.                                       |

powszechna („cywilna”) dysponuje w pełni zautomatyzowaną (90-100%), cyfrową (50-100%)\* zintegrowaną technicznie i usługowo siecią teleinformatyczną (wprowadzenie integracji usług i abonenckich urządzeń telematycznych uzasadnia często wprowadzane pojęcie sieci teleinformatycznej, charakteryzując tym samym jej możliwości, mimo że sieć telekomunikacyjna jest szerszym pojęciem).

Rozwój sieci telekomunikacyjnych możemy zaobserwować nie tylko w łączności cywilnej. W coraz większym stopniu cyfrowe sieci telekomunikacyjne stosowane są w wojskowych systemach łączności. Zastosowanie techniki cyfrowej na potrzeby armii stwarza o wiele dogodniejsze warunki do dowodzenia wojskami i sterowania techniką wojskową, aniżeli w przypadku systemów analogowych. Systemy cyfrowe charakteryzują się bowiem większą przepustowością, mobilnością, skrytością oraz bezpieczeństwem łączności.

Systemy i urządzenia cyfrowe wprowadzane na potrzeby telekomunikacji cywilnej różnią się jednak od urządzeń wprowadzanych do telekomunikacji wojskowej. Różnice te dotyczą nie tylko zwiększenia odporności urządzeń na warunki otoczenia, lecz także konfiguracji sieci, sposobu zarządzania (administrowania) siecią, sposobu przetwarzania sygnałów analogowych na cyfrowe. Dla projektującego i zarządzającego siecią telekomunikacyjną znajomość tych problemów jest istotna. Umożliwia ona określenie możliwości wykorzystania i włączenia do sieci telekomunikacyjnej związku operacyjnego lub związku taktycznego elementów stacjonarnych sieci telekomunikacyjnych, dostępnych dla operatora na zajmowanym w trakcie działań obszarze.

Konieczność współpracy polowej i stacjonarnej sieci telekomunikacyjnej niesie więc za sobą pewne komplikacje. Warunkiem współpracy jest przynajmniej częściowa kompatybilność dwóch różnych systemów. Dostosowanie organizacyjne w postaci zarządzeń i porozumień międzyresortowych przewiduje *Ustawa o łączności*. Kompatybilność techniczną zapewnić z kolei należy dla urządzeń współpracujących na „styku” dwóch różnych systemów.

Wprowadzenie w polowej sieci telekomunikacyjnej (i częściowo stacjonarnej sieci łączności MON), innego niż w sieci stacjonarnej TP S.A. sposobu przetwarzania sygnałów, powoduje konieczność stosowania urządzeń i procedur umożliwiających

---

\* Zależnie od województwa.

wykorzystanie potencjału sieci użytku publicznego w systemie łączności organizowanym dla potrzeb dowodzenia wojskami.

Dostępna literatura zawiera opisy technik przetwarzania stosowanych w cywilnych systemach telekomunikacyjnych. Niewiele jest publikacji o technikach stosowanych w sprzęcie wojskowym. Przedstawienie i porównanie ich z pewnością ułatwi zrozumienie zasad działania i współdziałania tych urządzeń i systemów.

W skrypcie tym przedstawiam zasady przetwarzania sygnałów stosowane w wojskowym cyfrowym sprzęcie telekomunikacyjnym oraz, dla porównania, zasady przetwarzania sygnałów stosowane w sprzęcie cywilnym lub wojskowym, zapewniającym współpracę między systemami łączności.

Skrypt przeznaczony jest przede wszystkim dla studentów - oficerów wojsk łączności i informatyki, jako literatura uzupełniająca.

## 1. POJĘCIE SYGNAŁU CYFROWEGO.

### CHARAKTERYSTYKA SYGNAŁÓW CYFROWYCH

Zdefiniowanie pojęcia sygnału należy poprzedzić określeniem pojęcia informacji. Pojęcie to jest szczególnie trudno definiowalne. *Encyklopedia powszechna PWN* oraz *Słownik języka polskiego* podają, że informacja, to: *każdy czynnik, dzięki któremu ludzie lub urządzenia automatyczne mogą bardziej sprawnie, celowo działać*. Informacja jest więc związana z działalnością człowieka lub automatu, który musi ją odebrać i dzięki temu sprawniej działać. Inna, podobna definicja informacji, to: *ślad, mniej lub więcej trwały, pozostawiony w umyśle człowieka, lub w pamięci maszyny przez każdy, mniej lub więcej nieoczekiwany, bodziec energetyczny odbierany przez człowieka lub maszynę z otoczenia\** Zbiór wszystkich takich informacji wykorzystywany jest w procesie myślenia (przetwarzania informacji). Należy w tym miejscu podkreślić konieczność „nieoczekiwania” bodźca (bodziec pojawiający się z prawdopodobieństwem równym 1 nie niesie żadnej informacji) i jego energetyczny charakter. Obiekty, które wytwarzają i wysyłają bodźce energetyczne możemy nazwać źródłami informacji (poprawniej - źródłami bodźców informacyjnych). Obiekty odbierające bodźce energetyczne wytwarzające w nich informacje - odbiornikami informacji.

W przypadku przekazywania informacji następuje wysłanie i odebranie bodźca lub ciągu bodźców energetycznych. Taki ciąg możemy nazwać sygnałem. A więc sygnał, to inaczej nośnik informacji. Charakter sygnału powinien być dostosowany do możliwości odbioru go przez odbiornik. W przypadku przekazywania informacji w relacji człowiek - człowiek będzie to sygnał akustyczny, w relacji maszyna - maszyna może to być np. sygnał elektryczny. Telekomunikacja, jako dział nauki i techniki zajmujący się przekazywaniem sygnałów na odległość, zajmuje się w zasadzie transmisją sygnałów elektrycznych a ściślej elektromagnetycznych.

Przekazanie sygnału na odległość wiąże się z utworzeniem dla niego drogi transmisji pomiędzy źródłem a odbiornikiem sygnału. Droga ta może składać się z odcinków, będących łączami\*\* lub wydzielonymi elementami łączy oraz elementów urzą-

---

\* W. Nowicki, *Podstawy teletransmisji*, WKiŁ, Warszawa 1971, s. 26.

\*\* Łącze - zespół środków teletransmisyjnych, w zasadzie nierozdzielny, umożliwiający transmisję sygnałów pomiędzy dwoma odległymi punktami.

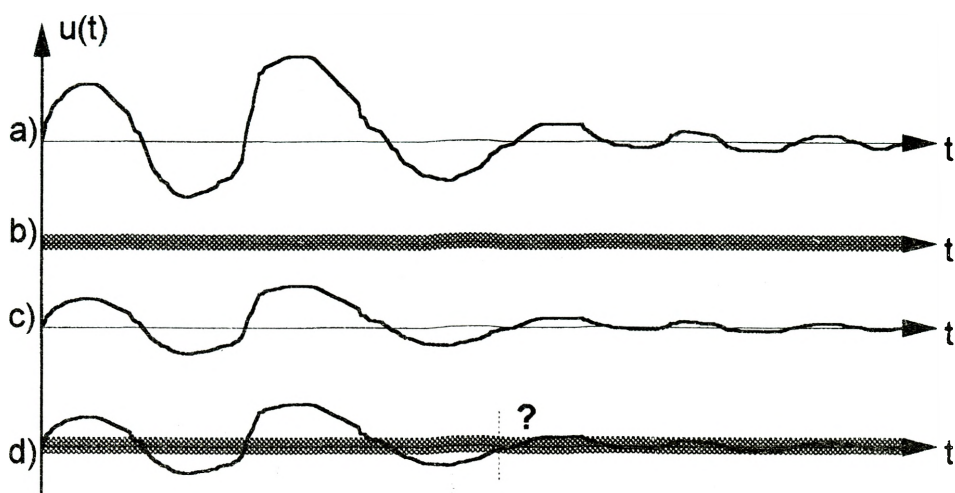
dzeń komutacyjnych. Urządzenia komutacyjne, do których dołączone są łącza, umożliwiają zestawianie żądanej drogi połączeniowej na czas transmisji sygnału. Źródło sygnału, droga transmisji i odbiornik sygnału tworzą całość zwaną łańcuchem telekomunikacyjnym.

W zależności od rodzaju łącza a niekiedy rodzaju urządzenia komutacyjnego sygnał nadawany przez źródło przyjmuje określoną postać i parametry. Wiąże się to z koniecznością możliwie optymalnego dostosowania sygnału do przesyłania go danym łączem. Uwzględnia się przy tym możliwości transmisyjne łącza, efektywność (np. bilans energetyczny) oraz wpływ otoczenia na transmitowany sygnał. Docierający do odbiornika sygnał powinien być także dostosowany do możliwości odtworzenia przez odbiornik jego pierwotnej postaci w sposób bezbłędny (lub z zadaniem nieprzekraczalnym poziomem błędu). Ważne są więc także parametry odbiornika.

W najpowszechniej spotykanej usłudze telekomunikacyjnej - telefonii sygnały pochodzące ze źródeł (aparatów telefonicznych) najczęściej są sygnałami analogowymi. W sygnałach analogowych wielkość niosąca informację zmienia swoją wartość w sposób ciągły i w dozwolonym przedziale zmian (np.  $U_{min}$  -  $U_{max}$ ) liczba wartości jest nieograniczona. Droga transmisyjna i urządzenie końcowe muszą być więc dostosowane do transmisji i odbioru sygnałów o określonych parametrach (czas, zakres częstotliwości, poziom mocy itp.), mieszczących się w zadanych granicach, ale o nieprzewidywalnej wartości. Wartości wielkości niosącej informację powinny być zatem odtworzone w odbiorniku możliwie idealnie. Powodowane przez kanał telekomunikacyjny \* zniekształcenia sygnału, jak i pochodzące z otoczenia zakłócenia zmieniają przebieg sygnału tak, że do odbiornika dochodzi on zawsze obciążony błędem (rys.1.1). W szczególnie niekorzystnych warunkach może to uniemożliwić poprawne odtworzenie informacji na podstawie odebranego sygnału.

---

\* Kanał telekomunikacyjny - ograniczona w sensie fizycznym (w czasie, częstotliwości, mocy i wymiarach geometrycznych) przestrzeń, w której zachodzi transmisja sygnału pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem.

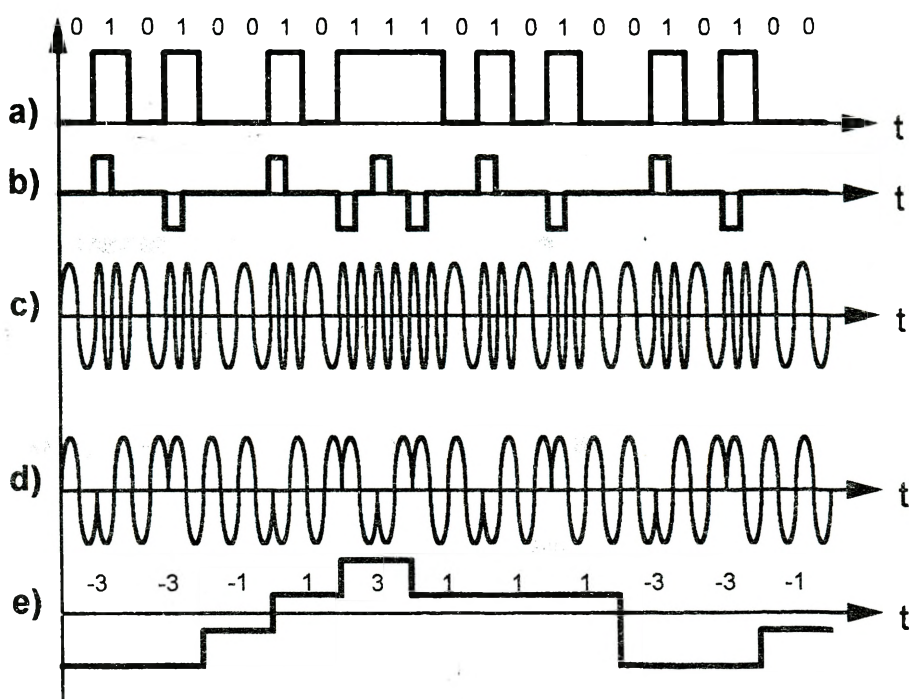


Rys.1.1. Wpływ zakłóceń na sygnał analogowy: a) przebieg sygnału nadawanego; b) przebieg zakłóceń wnoszonych przez otoczenie; c) przebieg sygnału odbieranego bez zakłóceń (wyłącznie słumionego); d) przebieg sygnału odbieranego z zakłóceniami

Powoduje to np. ograniczenie zasięgu stosowanego systemu łączności, pogorszenie jakości świadczonych usług lub konieczność stosowania lepszej jakości (a więc droższych lub dostępnych po opanowaniu określonego etapu rozwoju technologii) łączny i urządzeń komutacyjnych. Innym rozwiązaniem jest zamiana sygnałów analogowych na cyfrowe czyli przetwarzanie analogowo - cyfrowe, zwane także (nieprecyzyjnie) modulacjami cyfrowymi.

Zastosowanie w telekomunikacji sygnałów cyfrowych przynosi korzyści wynikające wprost z definicji i własności sygnałów cyfrowych.

Sygnałem cyfrowym nazywamy sygnał, którego wielkość (lub wielkości) niosąca informację może przyjmować ściśle określoną liczbę wartości. Wartości te są również zdeterminowane jako parametry danego sygnału. Liczba wartości wielkości niosącej informację w krańcowym przypadku (i najprostszym) może być ograniczona do dwóch. Taki sygnał nazywamy sygnałem binarnym. Przykłady przebiegów sygnałów cyfrowych przedstawia rys.1.2.

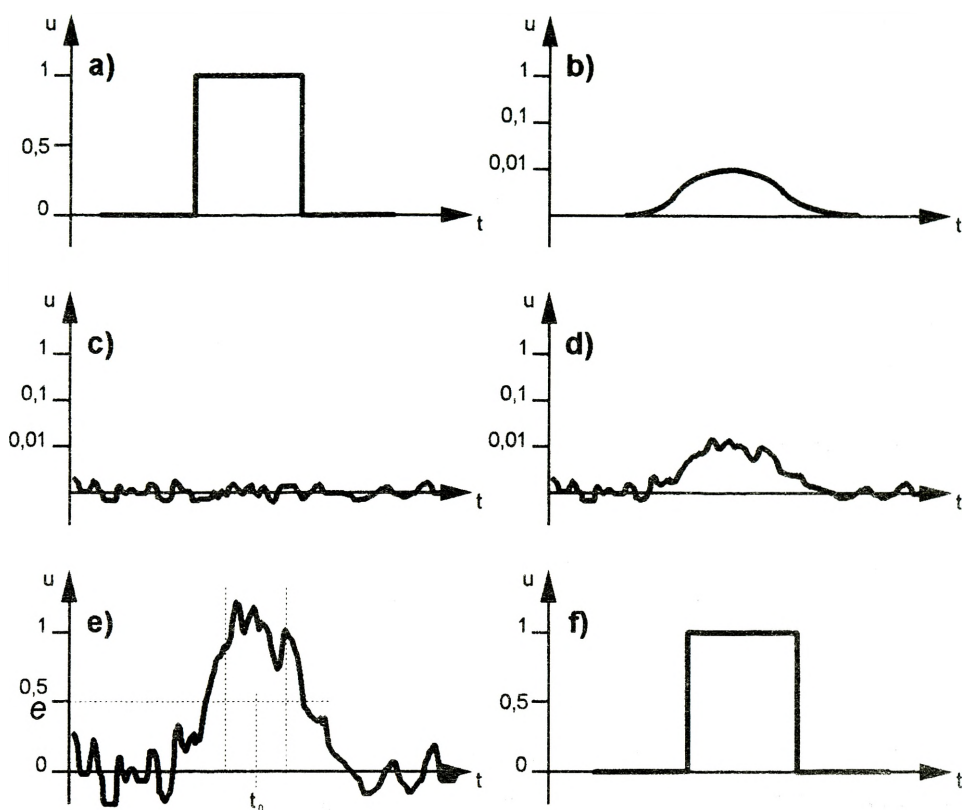


Rys.1.2. Przykłady sygnałów cyfrowych: a) sygnał binarny z manipulacją amplitudy; b) sygnał binarny o naprzemiennie kodowanej wartości „1” (tzw. kod AMI); c) sygnał binarny z manipulacją częstotliwości; d) sygnał binarny z manipulacją fazy (zmiana fazy oznaczona „1”); e) sygnał ternarny (czterowartościowy) z manipulacją amplitudy

Ścisłe określona liczba wartości wielkości będącej nośnikiem informacji ułatwia poprawną transmisję i odbiór sygnału cyfrowego.

W odróżnieniu od odbiornika sygnału analogowego, który musiał z zadaną dokładnością odtworzyć wszystkie wartości sygnału w zadanym zakresie (np. wartości napięcia czy częstotliwości), odbiornik sygnału cyfrowego powinien być przystosowany do rozróżniania tylko tylu wartości odbieranego sygnału, ile jest możliwych w danym sygnale cyfrowym. Wszelkie odchyłki wartości odbieranego sygnału od wartości przewidywanej traktowane są jako niepożądane zakłócenie lub zniekształcenie i są eliminowane.

Przykład na rys. 1.3 przedstawia przebieg zmian sygnału cyfrowego transmitowanego przez łącze. Dla uproszczenia pokazano jeden impuls elektrycznego sygnału



Rys. 1.3. Przebieg zmian sygnału cyfrowego w łączu

binarnego z manipulacją amplitudy napięcia, jak również ograniczono rozpatrywanie przebiegu impulsu do jednego odcinka regeneratorskiego.\*

Sygnał podawany na wejście łącza (a) dostosowany jest do parametrów toru transmisyjnego (czas trwania kanału, zakres dopuszczalnych poziomów, pasmo) i możliwości regeneracji w odbiorniku (lub regeneratorsze). Tłumienność toru transmisyjnego i wnoszone przez niego zniekształcenia powodują zmniejszenie poziomu i „rozmycie” (dyspersję) odbieranego sygnału (b). Zakłócenia pochodzące od zewnętrznych źródeł energii (c), zawarte w pasmie transmitowanego sygnału, nakła-

\* Zadaniem regeneratora, jako elementu wchodzącego w skład łącza, jest odtworzenie przebiegu sygnału cyfrowego do postaci wprowadzanej w łącze przez nadajnik z praktycznie dowolnie dużą dokładnością.

dają się na sygnał, który tak zdeformowany (**d**) dociera do odbiornika (regeneratora). W przypadku sygnału analogowego poprawne odtworzenie go w odbiorniku byłoby niemożliwe. Wzmocnienie go prowadzi do jednoczesnego wzmocnienia wprowadzonych niepożądanych składowych (**e**). Sygnał cyfrowy po wzmocnieniu poddawany jest procesowi detekcji. W czasie  $t_0$ , na środku odbieranego impulsu przeprowadzane jest porównanie wartości odbieranego sygnału z wartością zwaną progiem decyzji. W przypadku sygnału binarnego jest to średnia wartość pomiędzy wartościami przyporządkowanymi dla „0” i „1”. Jeżeli wartość odbieranego sygnału jest większa od progu decyzji, przyjmuje się, że został nadany impuls „1”, w przeciwnym przypadku - „0”. Na podstawie uzyskanego wyniku detekcji formowany jest w odbiorniku (regeneratorze) impuls (**f**) o parametrach identycznych jak na wejściu łącza. Jak widać, jeżeli wnoszone do sygnału przez łącze i otoczenie zniekształcenia i zakłócenia nie powodują przekroczenia progu detekcji, odbiór sygnału przebiega bezbłędnie. Możliwe jest zatem eliminowanie deformacji sygnału o wartościach:

$$\delta_{\max} = A - \varepsilon$$

gdzie  $\delta_{\max}$  jest maksymalną dopuszczalną sumą wartości wnoszonych zniekształceń i zakłóceń,  $A$  - chwilową wartością odbieranego przebiegu w chwili  $t_0$ , a  $\varepsilon$  - wartością progu decyzji. Dla sygnału binarnego, jak łatwo stwierdzić,  $\delta_{\max}$  może wynosić prawie 50% wartości odpowiadającej amplitudzie odbieranych impulsów. Możliwość korekcji tak dużych zmian występuje wyłącznie dla sygnałów cyfrowych i jest ich podstawową zaletą. Pozwala ona na stosowanie dowolnie wielu\* odcinków regeneracyjnych, a więc na praktycznie nieograniczony zasięg łączności o doskonałej jakości.

Dodatkową zaletą stosowania sygnałów cyfrowych jest możliwość ujednolicenia postaci sygnałów dla różnych usług i sygnalizacji, czyli możliwość stworzenia zintegrowanej usługowo i technicznie sieci telekomunikacyjnej. W zastosowaniach specjalnych sygnały cyfrowe umożliwiają z kolei stosowanie skutecznego utajniania.

---

\* Liczba regeneratorów w rzeczywistości ograniczona jest zniekształceniami fazowymi (fluktuacjami fazy) sygnału, co dla przedstawionego podstawowego opisu nie ma istotnego znaczenia.

Celowe zatem jest stosowanie w telekomunikacji sygnałów cyfrowych, a wszędzie tam, gdzie występują źródła sygnałów analogowych (np. w najpowszechniej wykorzystywanej telefonii), przekształcenie sygnałów analogowych na cyfrowe.

Przekształcenie takie nazywane jest przetwarzaniem analogowo - cyfrowym lub modulacją analogowo - cyfrową lub krócej modulacją cyfrową. Najczęściej obecnie stosowane w telekomunikacji modulacje cyfrowe to modulacja PCM i modulacja „delta” ( $\Delta$ ). Ich charakterystykę przedstawia następny rozdział.

## 2. PRZETWARZANIE ANALOGOWO - CYFROWE

Przetwarzanie analogowo - cyfrowe powinno spełniać następujące warunki:

- proces przetwarzania musi wprowadzać jak najmniejszą utratę informacji;
- przetwarzanie powinno być funkcją wzajemnie jednoznaczną, tzn. odbiornik po przetworzeniu cyfrowo - analogowym (demodulacji) powinien odtworzyć sygnał oryginalny;

- parametry impulsów sygnału cyfrowego (zwanego także kodowym) powinny być niezależne od charakteru przetwarzanego sygnału.

Rozważania teoretyczne tych zagadnień doprowadziły do wniosku, że konieczny jest wybór sposobu cyfrowego przetwarzania sygnałów.

Oczywiście np. przy pomocy sygnału binarnego można przedstawić wyłącznie dwa stany: „0” lub „1”. Błędy wprowadzone przy takim sposobie kodowania sygnału analogowego (jest sygnał / nie ma sygnału) byłyby niedopuszczalnie duże. Dlatego też, przy pomocy sygnału cyfrowego koduje się nie dwa stany sygnału analogowego, lecz informację o sygnale analogowym - liczbę binarną, która może określać:

a) czy nastąpiła zmiana chwilowej wartości sygnału analogowego o zadany tzw. skok kwantyzacji w górę lub w dół. Tym zmianom odpowiada wygenerowanie impulsu odpowiadającego umownej wartości sygnału cyfrowego „1” lub „0”. Taki sposób przetwarzania nosi nazwę modulacji delta;

b) w którym przedziale wartości zwanym poziomem kwantowania znajduje się chwilowa wartość sygnału analogowego. Numerowi przedziału kwantowania odpowiada n-bitowa liczba binarna, reprezentowana przez ciąg n impulsów o umownych wartościach „0” lub „1”. Ten sposób przetwarzania nosi nazwę modulacji PCM (Pulse Code Modulation).

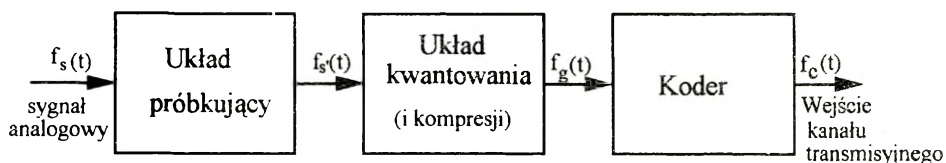
Te dwie modulacje cyfrowe są praktycznie jedynymi modulacjami stosowanymi powszechnie do zamiany sygnałów analogowych na cyfrowe i odwrotnie.

## 2.1. Modulacja impulsowo - kodowa (PCM)

Najczęściej stosowanym w telekomunikacji sposobem cyfrowego przetwarzania sygnałów jest modulacja PCM. Stosowana jest we wszystkich publicznych i prawie wszystkich resortowych cyfrowych sieciach telekomunikacyjnych na świecie. W polskich siłach zbrojnych wykorzystywana jest praktycznie w całej cyfrowej sieci stacjonarnej. Jej powszechność związana jest z wiernością przetwarzania i odtwarzania sygnału analogowego oraz parametrami sygnału cyfrowego.

### *Proces przetwarzania sygnału*

Modulacja PCM jest wieloetapowym procesem, na który składają się trzy operacje: próbkowanie, kwantowanie i kodowanie. (W obecnie wykorzystywanych urządzeniach stosowane jest jednocześnie komparatorowanie. Nie jest to czynność składowa modulacji PCM, lecz zabieg dodatkowy, poprawiający znacznie jakość przetwarzania sygnału. Ponieważ występuje ono pomiędzy kolejnymi etapami modulacji i jego wpływ jest istotny, zostanie również przedstawione.) Najprostszy schemat blokowy modulatora PCM przedstawia rys.2.1.



Rys.2.1. Schemat blokowy modulatora PCM

**1. Próbkowanie.** Próbkowanie polega na zamianie ciągłego sygnału analogowego  $f_s(t)$  na ciąg impulsów  $f_s'(t)$  o amplitudzie równej chwilowej wartości sygnału w momencie próbkowania i ustalonej częstotliwości powtarzania zwanej częstotliwością próbkowania. Częstotliwość ta zależna jest od częstotliwości maksymalnej sygnału próbkowanego,

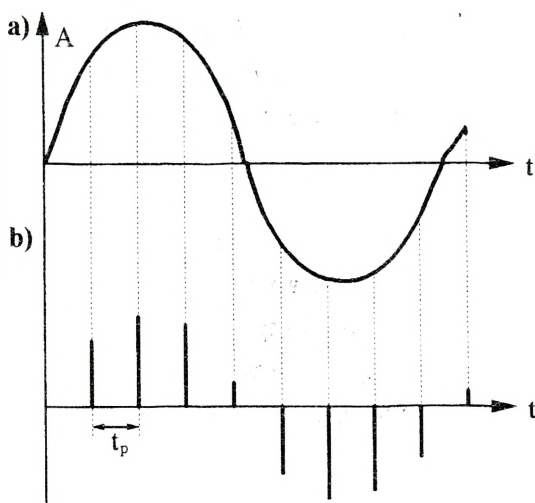
$$f_p \geq 2f_{\max}^*$$

---

\* Zależność ta znana jest jako twierdzenie Shannona lub Kotelnikowa.

czyli dla telefonii wykorzystującej sygnały zawarte w pasmie  $0,3 \div 3,4\text{kHz}$   $f_p \geq 6,8\text{kHz}$ . Przyjęto więc dla telefonii  $f_p = 8\text{kHz}$ .

Proces próbkowania przedstawia rys.2.2. Należy pamiętać, że sygnał po próbkowaniu jest nadal sygnałem analogowym tylko nieciągłym w dziedzinie czasu.



Rys.2.2. Proces próbkowania - przebiegi sygnałów: a) analogowy sygnał wejściowy; b) ciąg próbek (analogowych) sygnału.

**2. Kwantowanie.** Otrzymany po procesie próbkowania ciąg impulsów poddawany jest kwantowaniu. Kwantowanie jest właściwym procesem cyfryzacji sygnału. W tej operacji następuje zamiana analogowej wartości próbki sygnału na liczbę, jedną spośród ograniczonego zbioru. Kwantowanie przebiega przy następujących założeniach:

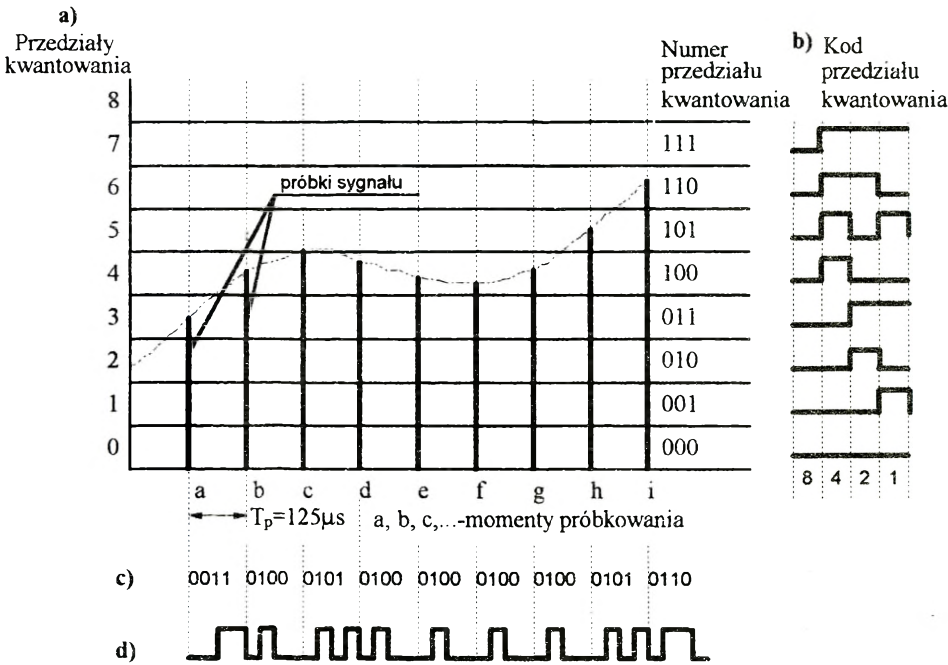
a) określony zostaje zakres zmian sygnału wejściowego poprzez wyznaczenie wartości minimalnej i maksymalnej. W ten sposób ograniczony zostaje zakres przetwarzania;

b) zakres przetwarzania zostaje podzielony na  $N$  części zwanych przedziałami kwantowania. Przedziałom tym przyporządkowane są liczby (binarne) - numery przedziałów kwantowania.

Kwantowanie polega na sprawdzeniu, w którym przedziale kwantowania znajduje się próbka sygnału. Efektem kwantowania jest numer owego przedziału kwantowania, który poddawany jest następnemu procesowi - kodowaniu.

**3. Kodowanie.** Kodowanie polega na przyporządkowaniu numerowi przedziału kwantowania czyli liczbie, ciągu impulsów o ustalonych parametrach (liczba impulsów, czas trwania i amplituda impulsu), przy czym określony jest sposób tego przyporządkowania, np. „0” odpowiada impulsowi o wartości 0V, „1” - impulsowi o wartości 3V.

Proces kwantowania i kodowania przedstawia rys.2.3.

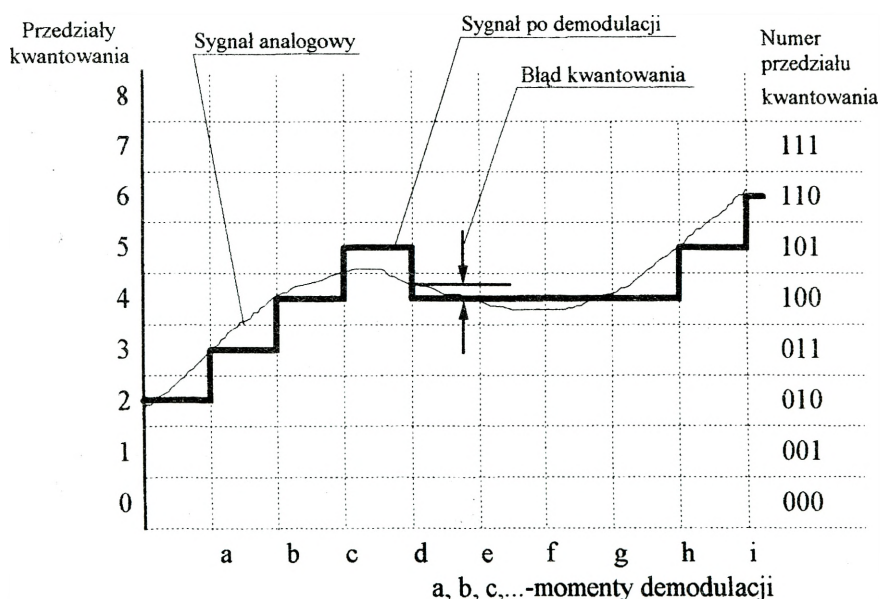


Rys.2.3. Kwantowanie i kodowanie sygnału: a) kwantowanie próbek (linią przerywaną zaznaczono analogowy sygnał wejściowy); b) ciąg impulsów (kod) odpowiadający danemu przedziałowi kwantowania; c) wynik kwantowania - numery przedziałów kwantowania; d) wynik kodowania - sygnał cyfrowy PCM

Analogowy sygnał pierwotny po próbkowaniu w momentach a, b, ... w procesie kwantowania ma przyporządkowaną liczbę binarną określającą numer przedziału kwantowania, w którym znajduje się próbka. Ponieważ liczba przedziałów kwantowania jest ograniczona a jednocześnie kwantowanie ma zapewnić przetwarzanie sygnałów w określonym zakresie np.  $u_{\min} \div u_{\max}$ , więc „grubość” przedziału kwantowania (dla kwantowania równomiernego) wynosi:

$$\xi = \frac{u_{\max} - u_{\min}}{N}$$

Wartość  $\xi$  określa dokładność przetwarzania analogowo - cyfrowego w modulacji PCM. Podczas odtwarzania (demodulacji) sygnału, z ciągów impulsów można odebrać informację, w którym przedziale znajdowała się zakodowana wartość próbki. Najmniejszy średni błąd przy demodulacji występuje, gdy sygnał jest odtwarzany w połowie grubości przedziału kwantowania. Błąd ten wprowadza do sygnału odtwarzanego zniekształcenia zwane zniekształceniami kwantowania lub (nieprecyzyjnie, ale zgodnie z odczuciem słuchowym) „szumem kwantowania” (rys.2.4).



Rys.2.4. Odtwarzanie (demodulacja) sygnału. (Dla celów poglądowych pominięto na rysunku opóźnienie sygnału odtwarzanego w stosunku do źródłowego.)

Zniekształcenia te są cechą charakterystyczną wszystkich modulacji cyfrowych. Podczas przetwarzania analogowo - cyfrowego następuje więc utrata części informacji niesionej przez sygnał. Jakość odtworzenia sygnału analogowego określa się poprzez stosunek sygnał/zniekształcenia (lub poprzez odstęp sygnał - zniekształcenia). Np. dla sygnału odtwarzanego w punkcie „c” na rys.2.4 stosunek sygnał/zniekształcenia wynosi:

$$\frac{U_s}{U_N} = \frac{5}{1/2} = 10 \quad \text{czyli:} \quad a_q = p_s - p_N = 10 \log \frac{P_s}{P_N} = 10 \text{dB}$$

Porównując tę wartość z zachowywanymi w systemach analogowych odstępami sygnał/szum rzędu 25÷35dB dla całego toru transmisyjnego z uwzględnieniem wszystkich zakłóceń i zniekształceń widzimy, że w podanym przykładzie jakość przetwarzania jest niedopuszczalna. Z rys.2.3 i 2.4 widać, że dokładność odtwarzania zdekodowanego sygnału można poprawić przez zmniejszenie „grubości” przedziałów kwantowania. Podział zakresu przetwarzania sygnałów na „n” przedziałów kwantowania powoduje zapis numeru przedziału kwantowania w systemie binarnym na „ $k = \log_2 n$ ” pozycjach, czyli wytworzenie po każdym próbkowaniu k-bitowego ciągu sygnału cyfrowego. Dla 8 przedziałów kwantowania (rys.2.4) mamy więc 3-bitowe ciągi odpowiadające każdej próbce sygnału analogowego. Przy częstotliwości próbkowania 8kHz sygnał cyfrowy ma przepływność  $v = 3 \times 8000 = 24 \text{ kbit/s}$ . Wymagane dla transmisji takiego sygnału pasmo to ok. 12kHz (trzykrotnie szersze niż dla sygnału analogowego).

Uzyskanie odstępu sygnału od zniekształceń rzędu 35dB dla średniego poziomu wysterowania przetwornika wymagało zwiększenia liczby przedziałów do 256. Spowodowało to zwiększenie długości ciągów do 8 impulsów i w konsekwencji zwiększenie przepływności sygnału cyfrowego do  $v = 8 \times 8000 = 64 \text{ kbit/s}$ . Odpowiadająca tej przepływności sygnału cyfrowego szerokość pasma, to ok. 32kHz.

Oczywiście długości ciągów impulsowych nie można dowolnie zwiększać (ze względu na zajmowane przez sygnał cyfrowy pasmo oraz przyjęte krotności systemów transmisyjnych), stąd też w systemach PCM przyjęto ośmiobitowe słowo kodowe, i przepływność sygnału odpowiadającą jednemu kanałowi telefonicznemu - 64 kbit/s.

**4. Kompandowanie.** Dla kodu o 8 cyfrach mamy do czynienia z  $2^8=256$  poziomami. Stąd szczytowa wartość błędu kwantowania wyniesie:

$$U_N = \Delta U_s \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2^n - 1} = \Delta U_s \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2^8 - 1}$$

Wartość skuteczną błędu można wyliczyć z zależności:

$$U_{N_{sk}} = \Delta U_s \left[ \frac{1}{\tau} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \left( \frac{1}{2^n - 1} \cdot \frac{1}{\tau} t \right)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} = \Delta U_s \frac{1}{\sqrt{12}} \cdot \frac{1}{2^n - 1}$$

gdzie  $\Delta U_s$  - przewidywana maksymalna wartość szczytowa sygnału poddanego procesowi przekształcenia w sygnał cyfrowy. Na podstawie rys.2.4 możemy także stwierdzić, że składowa błędu na brzegach każdego z przedziałów kwantowania zbliżona jest do 0,5 jego wysokości. Oznacza to, że dla słabych sygnałów (np. przy cichej rozmowie), które nie wykorzystują całego zakresu przewidzianego do przetwarzania, będzie występował gorszy stosunek sygnału do zniekształceń. Np. dla drugiego przedziału kwantowania (kod 8-elementowy 00000010) maksymalny stosunek sygnał/zniekształcenia wyniesie:

$$\left( \frac{U_s}{U_N} \right)_{\max} = \frac{2}{\frac{1}{2}} = 4$$

Dla wartości skutecznych otrzymamy wynik mnożąc tę wartość przez  $\sqrt{12}^{-1}$ . Dla całego przedziału kwantowania odstęp zniekształceń kwantowania wyraża się wzorem:

$$a_q = 10 \log \frac{P_S}{P_N} = 6n + p_s = 1,8[\text{dB}]$$

gdzie:

$P_S$  - moc średnia sygnału

$P_N$  - moc średnia zniekształceń kwantowania

$n$  - liczba bitów kodu

$p_s = 20 \log \frac{U}{U_{\max}}$  - względny poziom wysterowania

Dla sygnału mowy oznacza to niedopuszczalne pogorszenie się jakości odtwarzanego w demodulatorze sygnału. Rozwiązanie tego problemu można osiągnąć przez zastosowanie techniki noszącej nazwę kompandorowania. (Kompandorowanie nie jest etapem modulacji impulsowo - kodowej.)

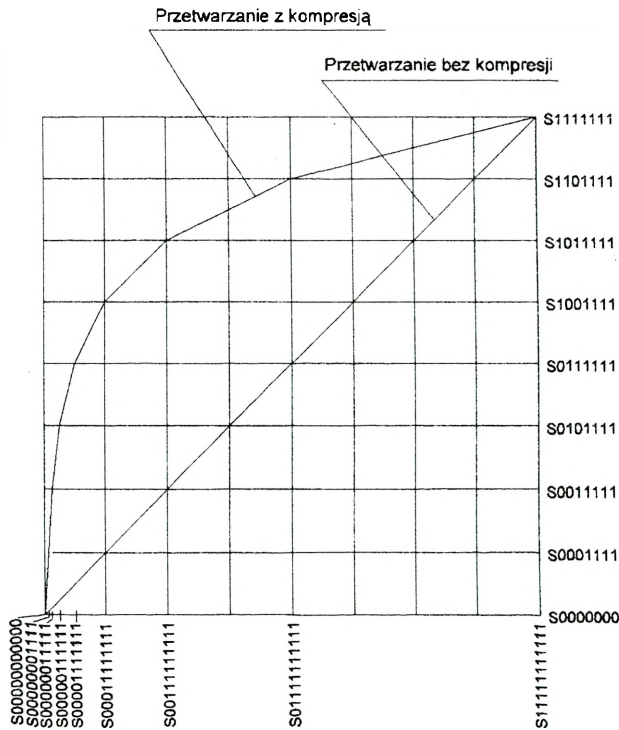
Kompandorowanie składa się z dwóch procesów: kompresji sygnału następującej w nadajniku i ekspansji sygnału do jego pierwotnej postaci następującej w odbiorniku.

W celu przeprowadzenia kompresji sygnału, w etapie kwantowania przyporządkowuje się próbkom sygnału nie ośmio- lecz dwunastobitowe numery przedziałów kwantowania, gdyż zakres wartości sygnału wejściowego:  $u_{\min} \div u_{\max}$  dzieli się nie na 256 lecz na 4096 poziomów kwantowania. Efektem tego jest zmniejszenie „grubości” przedziałów kwantowania i zwiększenie odstępów sygnał/zniekształcenia kwantowania. Kompresja sygnału polega na skróceniu z 12-bitowych na 8-bitowe ciągi kodowe. Proces kompresji przedstawia tabela 2.1.

Po przeprowadzeniu kompresji sygnału zachowana jest 8-bitowa długość słowa kodowego odpowiadającego każdej próbce, więc zachowana jest także standardowa przepływność dla sygnału telefonicznego równa 64kbit/s. Jak widać z tabeli, dla próbek o najmniejszych wartościach nie następuje utrata informacji - wszystkie najbardziej znaczące niezerowe bity (WXYZ dla sekcji „0” lub 1WXYZ dla sekcji „1”) są po kompresji zachowane. Dla próbek o większych wartościach tracona jest informacja o wartości próbki zawarta w bitach na pozycjach a,b,c,...f. Związane z tą utratą informacji zniekształcenie kwantowania rośnie ze wzrostem wartości próbki, lecz odstęp sygnał/ zniekształcenie jest wystarczający i przekracza 35dB. Charakterystykę kompresji przedstawia rys.2.5.

**Tabela 2.1. KOMPRESJA SYGNAŁU CYFROWEGO DLA MODULACJI PCM  
W STANDARDZIE EUROPEJSKIM**

| Nr sekcji<br>(grupy przedziałów<br>kwantowania) | Liczba przedziałów<br>w sekcji | Kod przed kompresją | Kod po kompresji |
|-------------------------------------------------|--------------------------------|---------------------|------------------|
| 7                                               | 1024                           | S1WXYZabcdef        | S111WXYZ         |
| 6                                               | 512                            | S01WXYZabcde        | S110WXYZ         |
| 5                                               | 256                            | S001WXYZabcd        | S101WXYZ         |
| 4                                               | 128                            | S0001WXYZabc        | S100WXYZ         |
| 3                                               | 64                             | S00001WXYZab        | S011WXYZ         |
| 2                                               | 32                             | S000001WXYZa        | S010WXYZ         |
| 1                                               | 16                             | S0000001WXYZ        | S001WXYZ         |
| 0                                               | 16                             | S0000000WXYZ        | S000WXYZ         |



*Rys. 2.5. Charakterystyka kompresji A-87,6*

Poddawanie sygnału telefonicznego kompresji jest stosowane we wszystkich urządzeniach przetwórczych PCM. W zasadzie obowiązują dwa standardy kompresji. W sieci towarzystw Bella w Stanach Zjednoczonych i w Japonii stosuje się kompresję sygnałów według formuły  $\mu=225$ , w pozostałej zaś części świata według formuły  $A=87,6$ . Nazwy sposobów kompresji pochodzą od parametru krzywej aproksymującej charakterystykę kompresji. Dla stosowanej w Europie kompresji, jej charakterystyka opisywana jest krzywą:

$$y(x) = \operatorname{sgn}(x) \frac{1 + \log A|x|}{1 + \log A} \quad \text{dla } |x| > \frac{1}{A} \quad y = u_{wyj}/u_{wyjmax}, \quad x = u_{wej}/u_{wejmax}$$

$$y(x) = \operatorname{sgn}(x) \frac{A|x|}{1 + \log A} \quad \text{dla } |x| \leq \frac{1}{A} \quad \text{oraz } A=87,6$$

W odbiorniku i demodulatorze sygnału cyfrowego przebiega proces odwrotny do kompresji - ekspansja sygnału. Ekspansja przebiega z zastosowaniem charakterystyki odwrotnej do charakterystyki kompresji, a sygnał po ekspansji ma postać 13-elementową. Proces ekspansji przedstawia tabela 2.2.

**Tabela 2.2. EKSPANSJA SYGNAŁU CYFROWEGO DLA MODULACJI PCM W STANDARDZIE EUROPEJSKIM**

| Nr sekcji<br>(grupy przedziałów<br>kwantowania) | Kod przed ekspansją | Kod po ekspansji |
|-------------------------------------------------|---------------------|------------------|
| 7                                               | S111WXYZ            | S1WXYZ1000000    |
| 6                                               | S110WXYZ            | S01WXYZ100000    |
| 5                                               | S101WXYZ            | S001WXYZ10000    |
| 4                                               | S100WXYZ            | S0001WXYZ1000    |
| 3                                               | S011WXYZ            | S00001WXYZ100    |
| 2                                               | S010WXYZ            | S000001WXYZ10    |
| 1                                               | S001WXYZ            | S0000001WXYZ1    |
| 0                                               | S000WXYZ            | S0000000WXYZ1    |

Odtworzenie sygnału po procesie komandorowania obarczone jest błędem wzrastającym ze wzrostem wartości zakodowanej próbki, co nie ma wpływu na wzrost zniekształceń kwantowania.

Podsumowując: modulacja impulsowo-kodowa PCM przekształca każdy sygnał w 8-bitowe ciągi impulsów tworzące strumień impulsów binarnych (na wyjściu przewornika). Strumień ten zachowuje oryginalną informację. W rezultacie wszystkie sygnały są podobne i są jednakowo traktowane przez tor transmisyjny. Przy wykorzystaniu zwielokrotnienia w dziedzinie czasu [TDM - Time Division Multiplexing], z  $n$  ciągów impulsów można utworzyć strumień „zbiorczy”, który może zawierać sygnały telefoniczne, wizyjne, telemetryczne i inne. Podlegają one tym samym zjawiskom w torze transmisyjnym, mogą być komutowane w tych samych łącznicach i dlatego możliwa jest, po zastosowaniu modulacji cyfrowej, integracja technik i usług. Są to właśnie, wraz z możliwością prawie doskonałej regeneracji sygnału, główne zalety modulacji impulsowo-kodowej.

## 2.2. Modulacja delta

Modulacja delta (w literaturze używa się często oznaczenia „ $\Delta$ ”) jest metodą przekształcania analogowo-cyfrowego, którego podstawą jest określenie zmian sygnału modulowanego (wejściowego), w stosunku do sygnału skwantowanego, odtwarzanego w pętli sprzężenia zwrotnego. Zmiany te określa się, podobnie jak w modulacji PCM, w chwilach zwanych momentami próbkowania. Zmianie dodatniej (przyrostowi sygnału) odpowiada impuls „1”, ujemnej - impuls „0”. Przy pomocy modulacji delta sygnały analogowe przekształcane są w ciąg impulsów, których wartości zmieniają się odpowiednio do zmian przetwarzanego sygnału analogowego.

Idea modulacji delta wywodzi się właściwie z prób uproszczenia sygnału modulacji PCM. Tak jak ta ostatnia, posiada ona dużą odporność na zakłócenia, pozwala na uniknięcie nakładania się zniekształceń przy wielokrotnych retranslacjach i posiada możliwości przetwarzania i ochrony informacji w formie cyfrowej. Modulacja delta okazała się w początkowej fazie rozwoju systemów cyfrowych bardziej wygodną do przekazywania mowy ludzkiej. Sygnał delta zajmował mniejsze pasmo, nie wymagał rozdzielania po stronie odbiorczej ciągu impulsów na słowa kodowe, rozwiązania układowe były o wiele prostsze.

W kolejnych latach stwierdzono, że dla jednakowych wymagań co do jakości łączności, modulacja delta w porównaniu z PCM wymaga szerszego (ok. 1,5 raza) pasma częstotliwości. Taka różnica spowodowana została wielkością wnoszonych przez klasyczną modulację delta zniekształceń kwantowania. Dlatego zainteresowanie modulacją delta osłabło, mimo starań skierowanych na zmniejszenie pasma częstotliwości, koniecznego do przekazywania przy jej pomocy mowy ludzkiej. Mimo szybkiego pojawienia się lepszej jakości odmian modulacji delta, takich jak modulacja delta z podwójnym całkowaniem, wielopoziomowa modulacja delta, modulacja delta z komparatorowaniem i inne, w porównaniu z szybko rozwijającą się PCM, zastosowanie modulacji delta okazało się ograniczone.

Zaczynając od końca lat pięćdziesiątych, zainteresowanie modulacją delta wzrosło. Intensywny rozwój komputerów, systemów telemetry, łączności radiowej wymagał istnienia metod przekształceń analogowo - cyfrowych uwzględniających specyfikę przekazywanych sygnałów, ich parametrów jakościowych i częstotliwościowych.

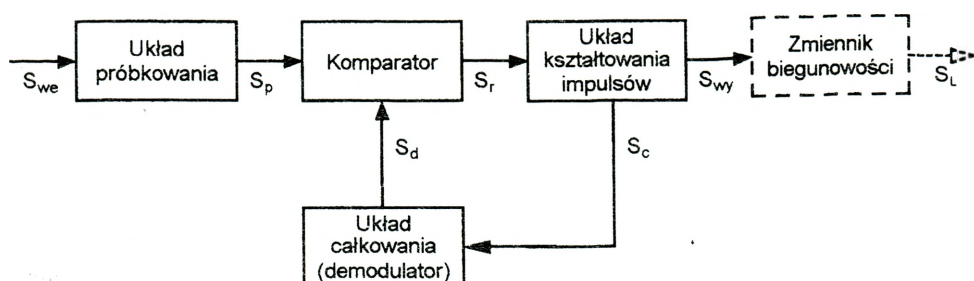
Pojawienie się następnie nowych technik łączności, jak satelitarne systemy łączności z dostępem wielokrotnym, sprzyjało powstaniu zainteresowania modulacją delta. Perspektywicznym wydawało się wykorzystanie rodzajów modulacji delta z komparatorowaniem w zintegrowanych systemach łączności telefonicznej, a odpornych na zakłócenia rodzajów modulacji delta w satelitarnych systemach łączności.

Obecnie stosuje się systemy z modulacją delta w niektórych zastosowaniach w telemetry, zdalnym sterowaniu, systemach satelitarnych, radiowych liniach troposferycznych. W powszechnym zastosowaniu - w polowych wojskowych systemach łączności cyfrowej.

### *Zasady modulacji delta*

Modulacja delta składa się z czterech etapów: próbkowania, komparacji, kodowania i demodulowania w pętli sprzężenia zwrotnego. Schemat modulatora delta przedstawia rys.2.6.

Do opisu zasady działania modulatora delta należy wykorzystać wnioski płynące ze stosowania modulacji PCM. Przy rozpatrywaniu modulacji PCM, składającej się z trzech etapów: próbkowania, kwantowania i kodowania ustalono stałe: częstotliwość próbkowania, liczbę przedziałów kwantowania i postać sygnału cyfrowego. Dla sygnału mowy, posiadającego znaczną redundancję, okazało się, że kolejne



Rys.2.6. Ogólny schemat modulatora delta

ośmiobitowe liczby będące odpowiednikami próbek sygnału akustycznego różnią się między sobą maksymalnie o 1 lub 2. Związane to jest z charakterystyką gęstości widmowej mocy sygnału akustycznego. Wykorzystując tę własność, na pewnym etapie rozwoju modulacji cyfrowych zaczęto stosować tzw. „różnicową modulację PCM” (RPCM). Polegała ona na tym, że po klasycznym przetwarzaniu analogowo-cyfrowym PCM następowało porównanie kolejnych 8-bitowych liczb. W wyniku tej operacji otrzymywano dwubitowe słowo kodowe z informacją o wartości i znaku różnicy między przedziałami kwantowania (zmianie numeru przedziału kwantowania) odpowiadającymi kolejnym próbkom. Efektem było zmniejszenie przepływności sygnału do 16 kbit/s, co pozwalało zwiększyć liczbę jednocześnie transmitowanych sygnałów np. w drogich łączach satelitarnych.

Stosowanie RPCM umożliwiało zatem przekazywanie informacji tylko o zmianie wartości sygnału bez informacji o jego wartości chwilowej. Identyczną zasadę zastosowano w modulacji delta.

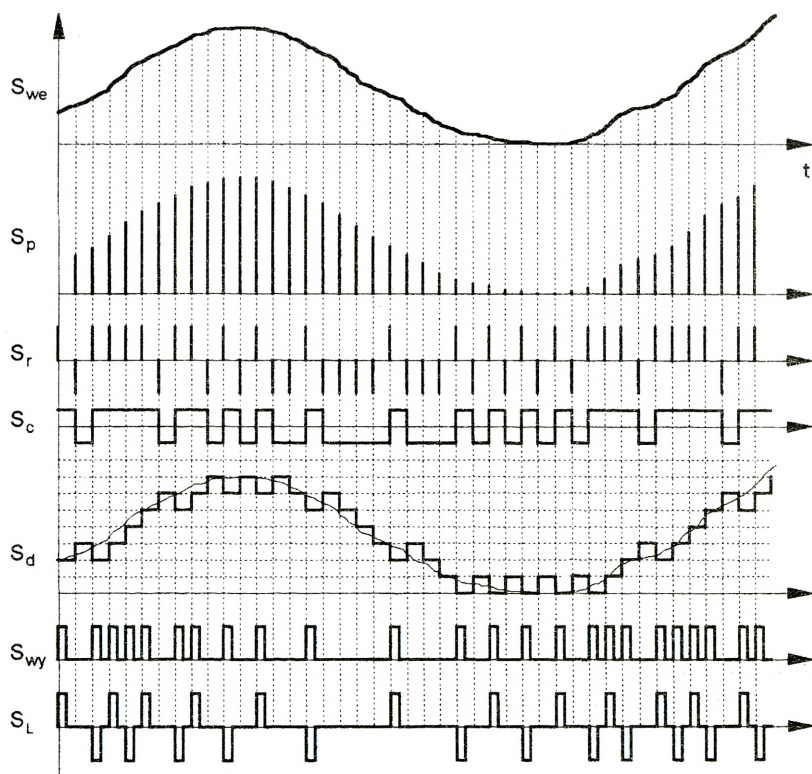
Sygnał wejściowy  $S_{we}$  (rys.2.7), ograniczony w pasmie 0,3÷3,4 kHz podawany jest na wejście układu próbkującego. Wartości kolejnych próbek  $S_p$  porównywane są w komparatorze z chwilowymi wartościami przebiegu  $S_d$  odtworzonego w układzie całkującym (demodulatorze), na podstawie poprzednich wyników komparacji. Znak impulsów  $S_r$  generowanych przez komparator określa różnica:  $S_p - S_d$ . Na ich podstawie układ kształtowania impulsów generuje dwa przebiegi:  $S_c$  i  $S_{wy}$ . Przebieg  $S_c$  jest ciągiem impulsów prostokątnych o czasie trwania równym okresowi próbkowania i o wartości równej  $\pm$  skok kwantowania („grubość” przedziału kwantowania), w zależności od znaku impulsu  $S_r$ . Po scałkowaniu przebiegu  $S_c$  w układzie demodulatora otrzymujemy przebieg  $S_d$ , którego kształt zbliżony jest do kształtu sygnału wejściowego  $S_{we}$  (zaznaczonego na rys.2.7 cienką linią) z dokładnością do grubości

przedziału kwantowania. Wartość przebiegu  $S_d$  porównywana jest w momencie próbkowania z wartością następnej próbki.

Drugi z generowanych w układzie kształtowania impulsów przebieg:  $S_{wy}$  jest sygnałem wyjściowym z modulatora delta. Przebieg ten pozbawiony jest impulsów ujemnych - zastąpione są impulsami o wartości 0. Na podstawie tego przebiegu możliwe jest odtworzenie w odbiorniku (dekoderze delta) sygnału analogowego w sposób identyczny jak w demodulatorze kodera delta.

Pokazany na rys.2.6 blok zmiennika biegunowości umożliwia dostosowanie parametrów sygnału cyfrowego delta do parametrów toru transmisyjnego np. linii kablowej. Zastosowany układ zmienia polaryzację co drugiego impulsu. Otrzymany przebieg  $S_L$  o współczynniku wypełnienia impulsów 50% i nie zawierający składowej stałej znany jest jako kod transmisyjny AMI i stosowany jest w liniach przewodowych dla sygnałów cyfrowych o niewielkiej przepływności.

Przebieg sygnałów podczas modulacji delta przedstawia rys.2.7.



Rys.2.7. Przebiegi sygnałów podczas modulacji delta

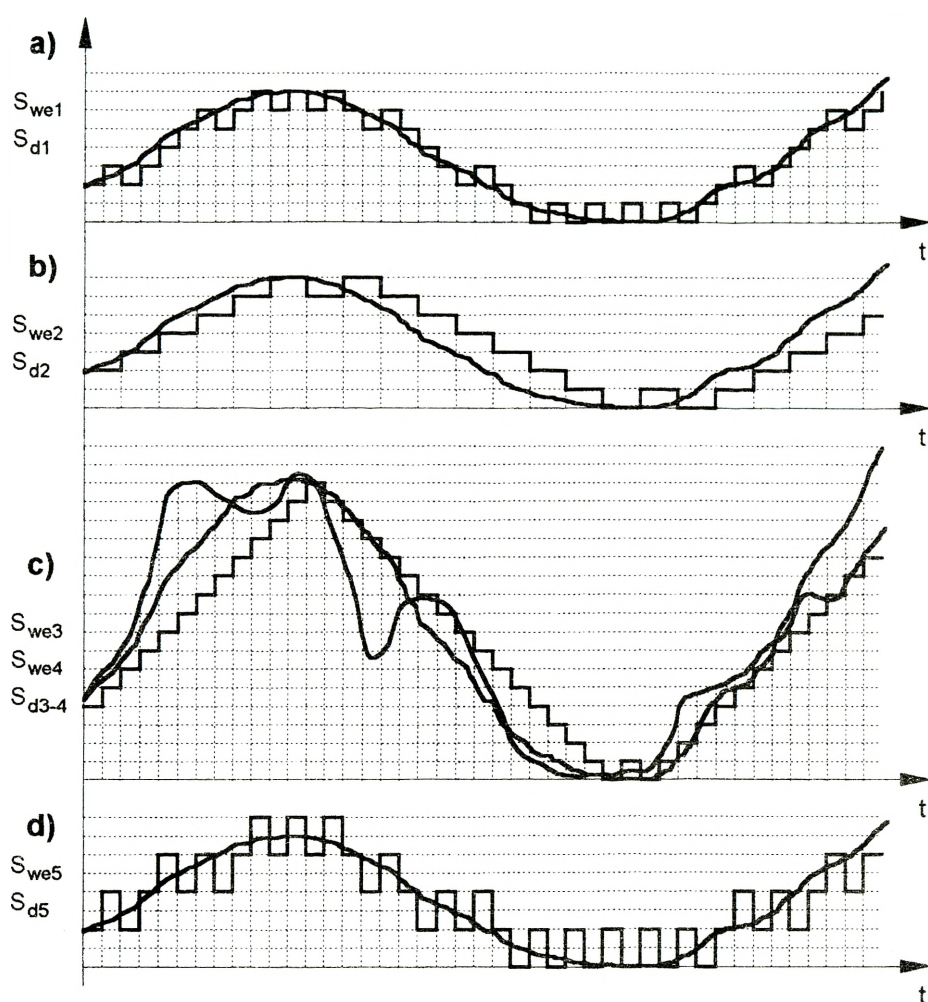
Przedstawiony powyżej sposób modulacji nazywany jest klasyczną modulacją delta. Jak widać (przebieg  $S_d$  na rys.2.7) każdy impuls odpowiadający symbolowi „1” zwiększa, a każdy impuls - „0” odwrotnie, zmniejsza napięcie aproksymujące o jeden przedział kwantowania. Dlatego charakterystyczną cechą napięcia aproksymującego przy klasycznej modulacji delta jest obowiązkowa zmiana poziomu o jeden przedział w każdym punkcie próbkowania. Ponieważ formowanie sygnału modulacji delta jest wykonywane w rezultacie porównania wejściowego sygnału analogowego  $S_{we}$  i sygnału aproksymującego  $S_d$  w punktach próbkowania, to forma tego sygnału aproksymującego między tymi punktami nie jest dla pracy modulatora istotna. W demodulatorze sygnał aproksymujący o kształcie prostokąta, trójkąta lub trapezu (w zależności od odmiany demodulatora) podlega dodatkowo filtracji, co pozwala wyeliminować wyższe harmoniczne i „wygładzić” krzywą schodkową, doprowadzając w ten sposób sygnał zdemodulowany do postaci najbardziej zbliżonej do sygnału wejściowego  $S_{we}$ .

Realizacja klasycznej modulacji delta wymaga doboru odpowiedniej częstotliwości próbkowania i wartości progu (przedziału) kwantowania. O doborze tych wartości decydują parametry sygnału wejściowego (rys.2.8).

Jak widać, od wymienionych wartości zależy, czy przebieg krzywej aproksymującej  $S_d$  nadąża za przebiegiem  $S_{we}$ , a więc czy modulacja nie wprowadza nadmier-nych zniekształceń. Niewłaściwy dobór parametrów modulacji doprowadzić może do odtworzenia dwóch różnych sygnałów jedną krzywą aproksymującą (rys.2.8.c). Dlatego też przyjmuje się zależność:

$$\delta \cdot f_p = \frac{\delta}{T_p} \geq \frac{dF(t)}{dt} = \operatorname{tg} \alpha$$

gdzie:  $\delta$  - grubość przedziału kwantowania,  $f_p$  ( $T_p$ ) - częstotliwość (okres) próbkowania,  $F(t)$  - przebieg funkcji opisującej zmiany sygnału wejściowego w czasie,  $\alpha$  - kąt nachylenia (narastania w czasie) przebiegu sygnału, jako warunek stosowania modulacji delta. Iloczyn  $\delta \cdot f_p$  nosi nazwę stałej modulacji.



Rys.2.8. Dobór wartości parametrów modulacji delta: a) prawidłowy; b) za mała częstotliwość próbkowania; c) za małe przedziały kwantowania; d) za duże przedziały kwantowania

Konieczność zapewnienia przetwarzania sygnałów mowy ludzkiej, charakteryzujących się dużą dynamiką (ok. 60dB dla stosowanych obecnie przetworników elektroakustycznych) utrudnia dobór odpowiedniego dla modulacji delta skoku kwantowania. Za mały skok kwantowania (rys.2.8.c) powoduje błędne odtwarzanie sygnału analogowego, za duży (rys.2.8.d) - zwiększenie zniekształceń kwantowania. Zachowanie małego skoku kwantowania wymusza, zgodnie z podanym wzorem, zwiększenie częstotliwości próbkowania. Dlatego w modulacji delta i jej odmianach

stosuje się częstotliwość próbkowania 16kHz (dla niektórych zastosowań nawet 32kHz). Pomimo tego zabiegu klasyczna modulacja delta wprowadza znaczne zniekształcenia sygnału.

Przede wszystkim są to zniekształcenia uwarunkowane mechanizmem procesu modulacji. Poza nimi istnieją także zniekształcenia spowodowane przez specjalną nieliniową obróbkę sygnału wejściowego i sygnałów impulsowych modulacji delta - tzw. zniekształcenia wstępne.

Wszystkie te zniekształcenia zwykle rozpatruje się zakładając brak zakłóceń sygnału liniowego po modulacji delta w torze transmisyjnym i przy idealnej pracy wszystkich elementów modulatora i demodulatora. W praktyce jakość łączności sygnału z modulacją delta pogarsza się z powodu zakłóceń w impulsowym torze transmisyjnym. Wpływ zakłóceń w torze transmisji pojawia się w formie dodatkowego szumu i innych deformacji sygnału na wyjściu.

Przeciwdziałanie tym zjawiskom polega na stosowaniu zmodyfikowanych form modulacji delta.

Obecnie znanych jest dużo rodzajów modulacji delta, które przy jednakowych wartościach częstotliwości próbkowania i stopni kwantowania różnią się schematem blokowym formowania sygnału wyjściowego, jego prawdopodobnymi charakterystykami, odpornością sygnału liniowego na zakłócenia i zniekształcenia w torze transmisyjnym oraz jakością odtwarzanego sygnału. Podczas modulacji delta stosowana jest także kompresja sygnału (najczęściej jako kompresja dynamiki sygnału analogowego).

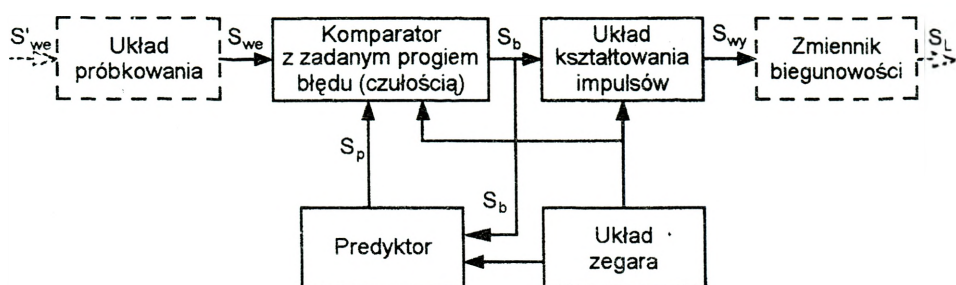
W poszczególnych rodzajach modulacji delta istotne są zależności wewnętrznych charakterystyk aparatury modulacji (algorytm formowania symboli, ilość i wielkości przyrostów napięcia aproksymującego, charakterystyka częstotliwościowa pętli sprzężenia zwrotnego itp.) od parametrów przekazywanych sygnałów analogowych. Najczęściej stosowanymi odmianami modulacji delta są: modulacja delta z predykcją i modulacja delta ze zmiennym skokiem kwantowania.

### ***Modulacja delta z predykcją***

Specyfika przekazywanych sygnałów przejawia się w tym, że wielkości próbek okazują się zależnymi od siebie (na skutek silnej redundancji mowy ludzkiej), dlatego w większości przypadków okazuje się bardziej celowym przetwarzanie i przeka-

zywanie zamiast zakodowanych w postaci sygnałów cyfrowych informacji o wartości lub zmianie wartości próbek, niektórych innych informacji dotyczących wielkości, funkcjonalnie związanych z kilkoma kolejnymi próbkami sygnału źródłowego. Efektywność łączności zwiększa się, jeśli zakres zmian tych nowych wielkości jest mniejszy niż próbek źródłowych. Takie ukierunkowanie form impulsowego przekazywania ciągłych sygnałów znane jest jako kodowanie z predykcją.

Zasada kodowania z predykcją jest następująca: w każdym punkcie próbkowania formowana jest wartość próbki przetwarzanego sygnału analogowego. Oprócz tego, na podstawie kilku wartości próbek w kolejnych punktach próbkowania tego sygnału analogowego, jest wypracowana (w generatorze „sygnału pseudoakustycznego” czyli predyktorze) najbardziej wiarygodna wartość próbki sygnału w następnym punkcie próbkowania. Porównując, z założoną dokładnością, tę przewidzianą wartość z rzeczywistą wartością próbki sygnału, można wiedzieć, czy predykcja była prawidłowa. Ze względu na silną redundancję sygnału wejściowego przekroczenie założonego marginesu błędu (który jest znacznie mniejszy niż stopień kwantowania w klasycznej modulacji delta) następuje co kilka - kilkanaście próbek. Otrzymany błąd (poprawka) predykcji służy do skorygowania pracy generatora sygnału pseudoakustycznego, który znów nadaża za zmianami sygnału wejściowego. Do odbiornika - demodulatora przekazywane są, zakodowane w postaci binarnej, informacje o pojawieniu się i znaku błędu predykcji (1 lub 2 bity). W odbiorniku następuje korekcja pracy, identycznego jak w nadajniku, generatora sygnału pseudoakustycznego i na jego wyjściu pojawia się sygnał analogowy odtwarzający z dokładnością do założonego marginesu błędu sygnał wejściowy  $S_{we}$ . Skutkiem takiego stosowania modulacji delta z predykcją jest wielokrotne zmniejszenie przepływności sygnału cyfrowego. Częstsze jest zachowanie dotychczasowej przepływności sygnału (16kbit/s), i zmniejszenie marginesu błędu sygnału, co powoduje znaczne zmniejszenie błędu kwantowania i poprawę jakości modulacji. Schemat blokowy modulatora delta z predykcją przedstawia rys.2.9.

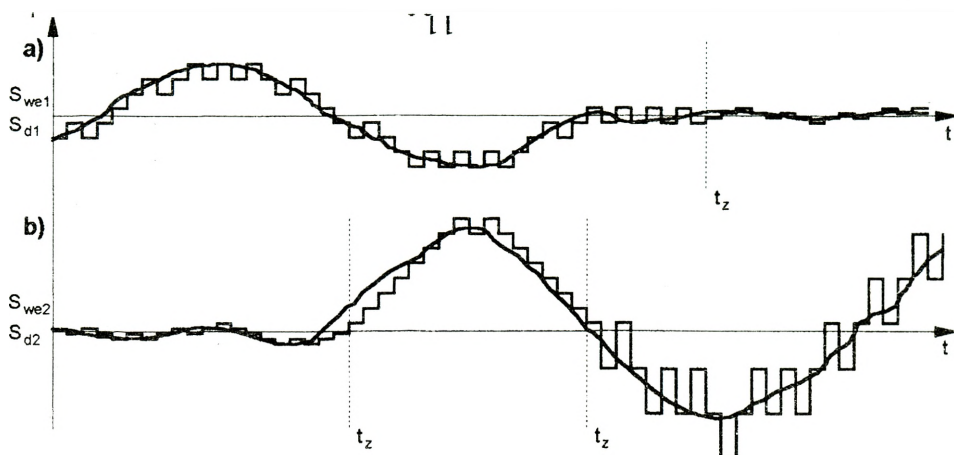


Rys.2.9. Schemat blokowy modulatora delta z predykcją

Znanych jest wiele wariantów technicznej realizacji kodowania z predykcją. Są systemy, w których predykcja jest przeprowadzana na podstawie analizy pewnej liczby (najczęściej kilkunastu) wartości próbek w poprzednich punktach próbkowania. W innych systemach predykcja jest przeprowadzana nie na podstawie wejściowego sygnału impulsowego, a na podstawie sygnału przekształconego, tj. predykowana wartość próbki po stronie nadawczej formowana jest w rezultacie analizy sygnału przekazywanego do traktu. W tym przypadku predykcja po stronie odbiorczej jest realizowana na podstawie sygnału odebranego. Znane są też bardziej złożone sposoby predykcji, gdzie brane są pod uwagę inne właściwości sygnału, np. wartość pochodnej sygnału w punkcie próbkowania.

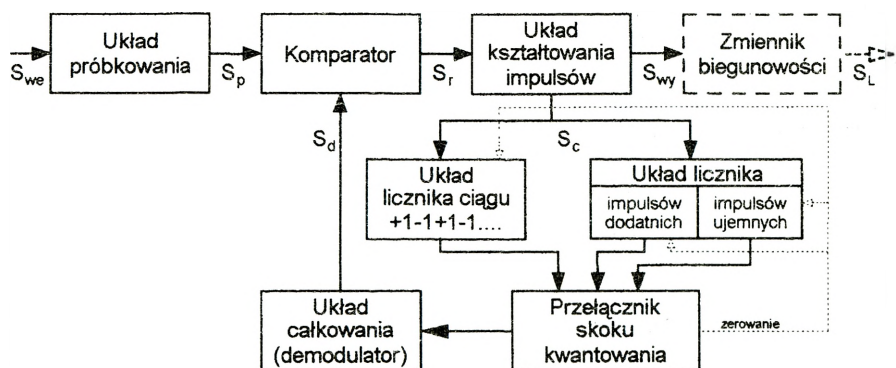
### Modulacja delta ze zmiennym skokiem kwantowania

Zmienny poziom sygnału mowy utrudnia dobranie właściwego skoku kwantowania. Dla dużych wartości amplitudy sygnału wejściowego  $S_{we}$  skok kwantowania jest najczęściej za mały, by odtwarzany w demodulatorze sygnał  $S_d$  nadążał za sygnałem wejściowym. Dla małych amplitud sygnału wejściowego, ten sam skok kwantowania powoduje powstawanie zniekształceń kwantowania nawet o poziomie większym niż poziom sygnału. Ponieważ zmiany amplitudy sygnału wejściowego (związane ze zmianami natężenia głosu mówiącego) pojawiają się z niewielką częstością (raz na kilka sekund) a o przebiegu sygnału w zasadzie decydują jego składowe o częstotliwościach 0,3÷1kHz, przyjęto, że w określonym liczby  $n$  ( $n \cong 100 \div 1000$ ) okresów próbkowania czasie, można dobrać dla sygnału wejściowego optymalny skok kwantowania. W przypadku zmiany amplitudy sygnału wejściowego układ decyzji automatycznie zmienia skok kwantowania dostosowując go do nowego poziomu sygnału  $S_{we}$  (rys.2.10).



Rys. 2.10. Przebiegi sygnałów  $S_{we}$  i  $S_d$  w modulatorze delta o zmiennym skoku kwantowania.  
 $t_z$  - moment decyzji o zmianie wartości skoku kwantowania

Zmiana skoku kwantowania na mniejszy odbywa się, gdy przez kilkanaście kolejnych przedziałów próbkowania sygnał  $S_{we}$  znajduje się w jednym przedziale kwantowania (komparator generuje naprzemiennie impulsy  $+1$  i  $-1$ ). Skok kwantowania w najczęściej stosowanych urządzeniach zmniejsza się do  $1/3$  poprzedniej wartości. Zwiększenie skoku kwantowania następuje, gdy przez kilkanaście kolejnych przedziałów próbkowania komparator generuje ciąg impulsów  $+1$  lub ciąg impulsów  $-1$  (sygnał  $S_{we}$  monotonicznie rośnie lub maleje szybciej niż sygnał  $S_d$  odtwarzany w układzie całkowania). Skok kwantowania zwiększa się do 3-krotnej poprzedniej wartości. Układ modulatora delta ze zmiennym skokiem kwantowania przedstawia rys. 2.11.



Rys. 2.11. Schemat blokowy modulatora delta ze zmiennym skokiem kwantowania

Przedstawione wybrane typy modulatorów delta są najprostszymi przykładami spośród wielu odmian modulacji delta i rozwiązań sprzętowych. Inne odmiany modulacji delta: z podwójnym całkowaniem, wielopoziomowe (jedno- i wielokomparatorowe), modulacja delta - sigma, asynchroniczna, z logicznym przekształceniem ciągu impulsów, warianty modulacji z momentalnym i inercyjnym komparatorowaniem są realizowane w bardziej skomplikowanych układach, których zasady działania umożliwiają zmniejszenie zniekształceń sygnału i zwiększenie jego odporności na zakłócenia.

Porównując modulację delta i PCM można stwierdzić, że obie mają pewne zalety i pewne ograniczenia. Inna jest ich odporność na zakłócenia, jakość przetwarzania, czy też zajmowane przez sygnał cyfrowy pasmo. Również możliwość współpracy z innymi urządzeniami cyfrowymi a także powszechność stosowania tych modulacji jest różna. Wybrane cechy charakterystyczne obu modulacji przedstawia tabela 2.3.

**Tabela 2.3. PORÓWNANIE MODULACJI DELTA I PCM**

| Parametr                                           | Modulacja delta                                                                            | Modulacja PCM                                                     | Uwagi                                                         |
|----------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------|
| 1                                                  | 2                                                                                          | 3                                                                 | 4                                                             |
| Częstotliwość próbkowania                          | 16 (lub 32) kHz                                                                            | 8 kHz                                                             |                                                               |
| Przepływność sygnału cyfrowego                     | 16 (lub 32) kbit/s                                                                         | 64 kbit/s                                                         | Dla różnicowej PCM 16 kbit/s <sup>1</sup>                     |
| Pasmo sygnału cyfrowego                            | 8 (lub 16) kHz                                                                             | 32 kHz                                                            | Dla różnicowej PCM 8 kHz <sup>1</sup>                         |
| Stosunek sygnał/zniekształcenia kwantowania        | ok. 25-30 dB                                                                               | ok. 35 dB                                                         | Dla modulacji delta z predykcją lub adaptacyjnej <sup>2</sup> |
| Ograniczenia na parametry sygnału wejściowego      | Ograniczona stromość narastania (opadania) sygnału $\text{tg}\alpha \leq \delta \cdot f_p$ | Ograniczony zakres przetwarzania sygnału $U_{\min} \div U_{\max}$ | Dla obu modulacji ograniczona górna częstotliwość sygnału     |
| Możliwość wtórnej modulacji sygnałów cyfrowych     | Mała (większa dla podwójonej częstotliwości próbkowania)                                   | Duża                                                              | Dla modulacji delta-sigma - duża <sup>3</sup>                 |
| Odporność sygnału na zakłócenia i zniekształcenia  | Średnia                                                                                    | Duża                                                              | Dla modulacji delta-sigma - duża <sup>3</sup>                 |
| Możliwość utajniania (kodowania) sygnału cyfrowego | Bardzo duża                                                                                | Bardzo duża                                                       |                                                               |

| 1                                                         | 2                                                                                          | 3                                                                                                      | 4                                                                                                |
|-----------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Możliwość współpracy z systemem o innym rodzaju modulacji | Mała                                                                                       | Mała                                                                                                   | Skomplikowane i kosztowne urządzenia, inne systemy sygnalizacji, inna struktura zwielokrotnienia |
| Zwielokrotnienie                                          | Czasowe: 7, 15, 30.                                                                        | Czasowe: 30, 120, 480, 1920 i inne.                                                                    |                                                                                                  |
| Powszechność stosowania                                   | Mała - wojskowe systemy łączności, niektóre systemy telemetryczne, łączność służbowa, itp. | Duża - telekomunikacja powszechna, sieci prywatne i wydzielone, systemy łączności bezprzewodowej, itp. |                                                                                                  |

<sup>1</sup> - rzadko stosowana, np. w satelitarnych systemach łączności.

<sup>2</sup> - najczęściej stosowane odmiany modulacji delta.

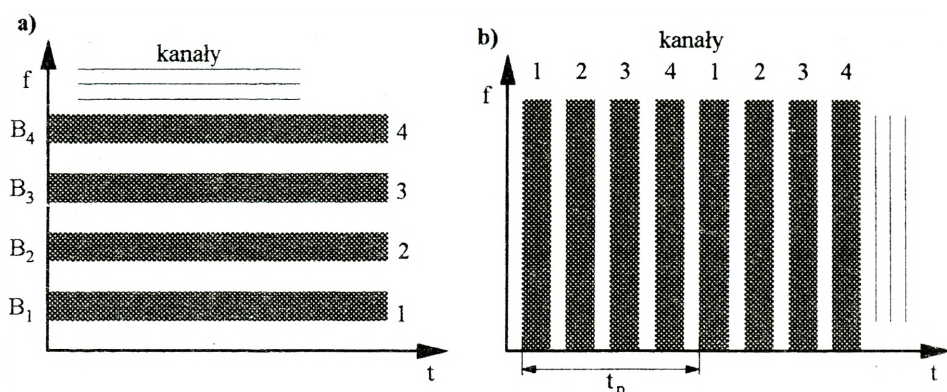
<sup>3</sup> - rzadko stosowana, cechuje ją dobre przetwarzanie sygnałów o równomiernej gęstości widma np. w satelitarnych systemach łączności.

### 3. ZWIELOKROTNIE NIE SYGNAŁÓW CYFROWYCH

Opisane w poprzednim rozdziale narzędzia przetwarzania analogowo-cyfrowego umożliwiają zamianę próbek sygnałów analogowych na cyfrowe w czasie wielokrotnie krótszym od okresu próbkowania. Dlatego od początku stosowania w telekomunikacji sygnałów cyfrowych, podobnie jak telefonię nośną (czyli zwielokrotnienie częstotliwościowe dla sygnałów analogowych), wprowadzono czasowe zwielokrotnienie sygnałów cyfrowych. Przesyłanie wielu sygnałów cyfrowych w jednym torze transmisyjnym okazało się możliwe i ekonomicznie uzasadnione. Po pierwsze dlatego, że pasmo przepustowe toru transmisyjnego jest wielokrotnie szersze od pasma zajmowanego przez jeden sygnał PCM czy delta, po wtóre - możliwa jest konstrukcja prostych urządzeń zwielokrotniających.

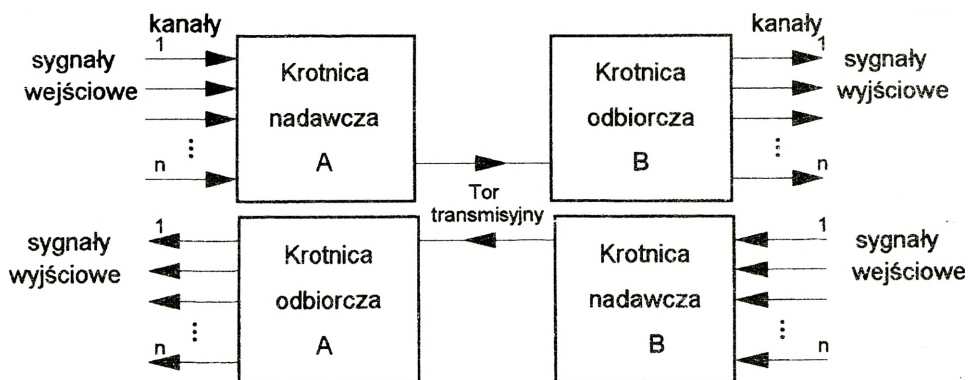
Zwielokrotnienie dotyczy transmisji niezależnych sygnałów przez utworzenie wielu kanałów transmisji w jednym torze przewodowym, optycznym czy też radiowym. Kanały takie są utworzone poprzez dodatkowe zabiegi w tzw. kanale macierzystym. Zwielokrotnienie może być dokonane z zastosowaniem częstotliwościowego rozdziału kanałów (FDM - frequency division multiplexing) lub z zastosowaniem czasowego rozdziału kanałów (TDM - time division multiplexing). Zwielokrotnienie z częstotliwościowym rozdziałem kanałów jest w zasadzie związane z modulacją i transmisją sygnałów ciągłych, podczas gdy modulacja przebiegów mających charakter nieciągły (także analogowych) jest związana ze zwielokrotnieniem z czasowym podziałem kanałów. W obu tych przypadkach (rys.3.1)  $n$  kanałów informacyjnych utworzono przez podział na  $n$  części jednego kanału macierzystego w dziedzinie czasu lub częstotliwości.

Warunkiem zwielokrotnienia jest wielokrotnie większa „objętość” kanału macierzystego w stosunku do zajmowanej przez każdy sygnał podlegający zwielokrotnieniu „przestrzeni”. Pojęcia „objętość” i „przestrzeń” użyte tu są w sensie wielowymiarowej przestrzeni fizycznej ograniczonej w dziedzinie wymiarów geometrycznych, czasu, częstotliwości i mocy. Jeżeli spełniony jest warunek wielokrotnie większego np. tylko jednego wymiaru, to w tym wymiarze może nastąpić zwielokrotnienie.



Rys.3.1. Graficzna interpretacja zwielokrotnienia częstotliwościowego (a) i czasowego (b)

Przykładowo zwielokrotnienie w dziedzinie częstotliwości jest dokonywane poprzez superpozycję (dodawanie)  $n$  sygnałów odseparowanych (oddzielonych) w dziedzinie częstotliwości, które zatem nakładają się na siebie w dziedzinie czasu. Zwielokrotnienie w dziedzinie czasu jest wykonywane przez superpozycję  $n$  sygnałów odseparowanych w dziedzinie czasu, które zatem nakładają się na siebie w dziedzinie częstotliwości.



Rys.3.2. Zwielokrotnienie toru transmisyjnego

Urządzenia dokonujące zwielokrotnienia, zwane krotnicami umożliwiają realizację zamiany  $n$  sygnałów wejściowych (najczęściej analogowych) na sygnały cyfrowe i zwielokrotnienia czasowego oraz procesów odwrotnych. Liczba  $n$  sygnałów wejściowych była różna i kształtowała się niemalże historycznie aż ustalone zostały dwa główne standardy podstawowego zwielokrotnienia, tzw. zwielokrotnienia pierwszego rzędu dla PCM:  $n = 24$  (USA i Japonia) i  $n = 30$  (Europa) oraz dla modulacji delta:  $n = 7, 15$  lub  $30$ .

Zwielokrotnienie w dziedzinie czasu jednego kanału transmisyjnego (kanału pierwotnego) na  $n$  kanałów polega na przeplataniu w dziedzinie czasu próbek sygnałów wchodzących do krotnicy z każdego kanału wejściowego. W krotnicy odbiorczej przeplatane sygnały wydzielane są z sygnału zbiorczego w procesie odwrotnym. Proces przeplatania kanałów przedstawiony jest na rys.3.1.b.

Podstawowy okres powtarzania się sygnału z każdego kanału wejściowego odpowiada okresowi próbkowania  $T_p$ . Dla każdego kanału wyznaczona jest szczelina czasowa o długości

$$T = \frac{T_p}{n},$$

składająca się z kanałowej szczeliny czasowej  $T_k$  i odstępu zabezpieczającego  $\Delta t$ , chroniącego przed nakładaniem się na siebie impulsów sąsiednich kanałów, jak również przed nadmiernymi przenikami międzyelementowymi.

Warunki, jakie nakładane są na częstotliwość próbkowania  $f_p$  zależą od najwyższej składowej częstotliwości w widmach przesyłanych sygnałów. Dla sygnałów telefonicznych, których częstotliwości transmitowane zawarte są w pasmie  $0,3 \div 3,4$  kHz przyjęto, że częstotliwość próbkowania  $f_p$  wynosi 8 kHz. Stąd też wynika, że impulsy odpowiadające sygnałom z każdego kanału wejściowego pojawiają się w torze transmisyjnym co  $125\mu s$  w przyporządkowanych im szczelinach czasowych.

W  $k$ -tej szczelinie czasowej mogą znajdować się sygnały pochodzące z  $k$ -tego kanału. Strumień cyfrowy pochodzący z krotnicy nadawczej musi być rozdzielony po stronie odbiorczej do właściwych dla każdego kanału układów odbiorczych. Dlatego też w krotnicy nadawczej ciąg impulsów dla transmitowanych sygnałów poprzedzony jest (przed każdym cyklem) sygnałem synchronizującym.

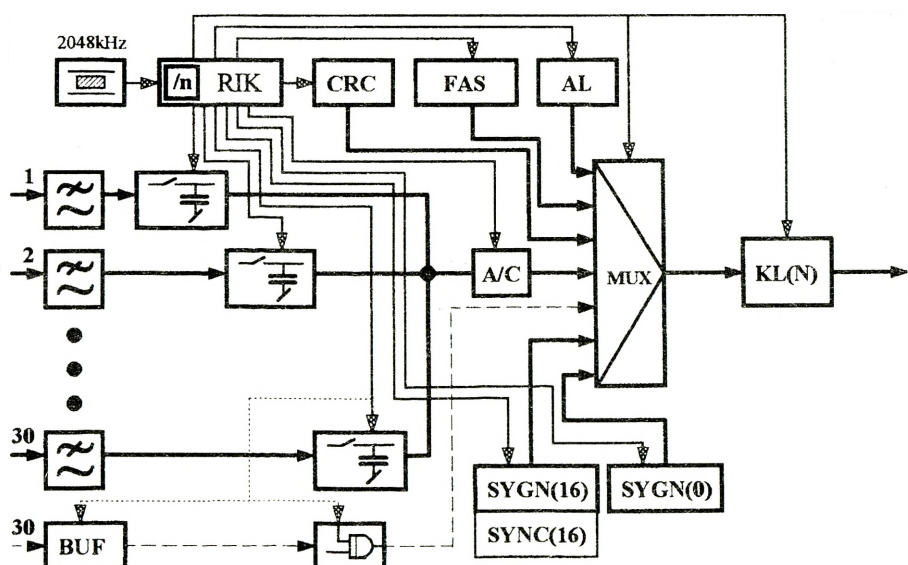
Jeżeli wymagana szerokość pasma sygnału jednego kanału zwielokrotnionego czasowo wynosi  $B$ , to wymagane pasmo dla zbiorczego sygnału o  $n$  czasowo zwię-

lokrotnionych kanałach wynosi  $nB$ . Jednocześnie maleje  $n$ -krotnie czas trwania impulsów pochodzących z poszczególnych kanałów zwielokrotnionych czasowo. Standard krotności urządzeń zwielokrotniających zdeterminowany był zatem możliwościami transmisyjnymi eksploatowanych torów oraz szybkością działania elektronicznych urządzeń przetwarzających i generujących ciągi impulsów. Wymagane było także zachowanie częściowej kompatybilności transmisyjnej z eksploatowanymi systemami telefonii nośnej.

### Zasada działania urządzeń zwielokrotniających

Poniżej przedstawiona jest zasada działania najpowszechniej stosowanego urządzenia zwielokrotniającego, jakim jest krotnica PCM 30/32. Europejski system zwielokrotnienia nazywany jest najczęściej systemem PCM 30/32 od stosowanego rodzaju modulacji i liczby kanałów wejściowych (30) oraz łącznej liczby kanałów w tym sygnalizacyjnych i synchronizacyjnych ( $30+2=32$ ), lub systemem 2Mbit/s od przepływności strumienia generowanego przez krotnicę.

Krotnica składa się z dwóch części: nadawczej i odbiorczej. Część nadawczą krotnicy przedstawia rys.3.3.

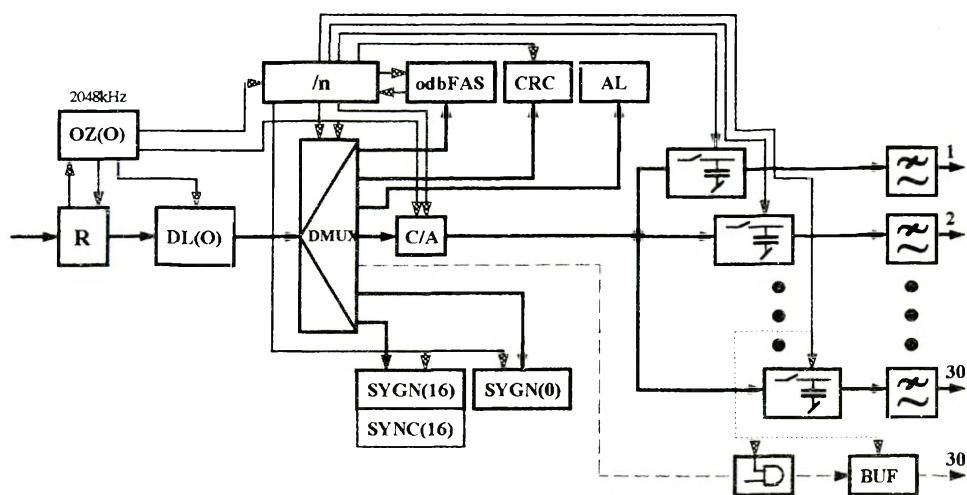


Rys.3.3. Krotnica PCM 30/32, część nadawcza

Pracą części nadawczej steruje zegar krotnicy 2048kHz. Sygnał z zegara podawany jest na dzielniki. Impulsy bramkujące o częstotliwości 8kHz wysyłane są do rozdzielacza impulsów kanałowych RIK. Załącza on kolejno układy dyskretyzacji poszczególnych kanałów z częstotliwością 32-krotnie większą, a więc tak, aby próbki pochodzące z jednego kanału pojawiały się z częstotliwością 8kHz. Kolejność załączania układów krotnicy nadawczej jest następująca:

- generator impulsów cyklicznej kontroli nadmiarowej;
- generator impulsów synchronizujących;
- nadajnik bitów służbowych i alarmowych - wszystkie one dają sygnał złożony z ośmiu bitów, umieszczony w zerowej szczelinie czasowej zwanej synchronizacyjną;
- przetwornik analogowo - cyfrowy przetwarzający próbki kanałów 1÷15 na ośmiobitowe sygnały cyfrowe zajmujące szczeliny czasowe 1÷15 zwane szczelinami kanałowymi;
- układy synchronizacji szesnastej szczeliny czasowej - sygnalizacyjnej;
- układy alarmowania szczeliny sygnalizacyjnej;
- układy sygnalizacji dla kanałów 1÷30 - dają one wraz z sygnałami synchronizacji i alarmowania sygnał złożony z ośmiu bitów, umieszczony w szesnastej szczelinie czasowej;
- przetwornik a/c przetwarzający próbki kanałów 16÷30 na ośmiobitowe sygnały cyfrowe zajmujące szczeliny 17÷31 zwane szczelinami kanałowymi, po czym cykl się powtarza.

Cykl taki nazywany jest ramką systemu. Jego parametry i przebieg ilustruje rys.3.5. Na wyjściu krotnicy nadawczej multiplekser łączy wszystkie sygnały cyfrowe w wymienionej kolejności w jeden strumień i podaje na koder liniowy zamieniający sygnał binarny na kod liniowy dostosowany do rodzaju toru transmisyjnego, z jakim współpracuje krotnica. Po przejściu przez tor transmisyjny (i regeneracji) strumień cyfrowy dochodzi do krotnicy odbiorczej. Jej schemat przedstawia rys.3.4.

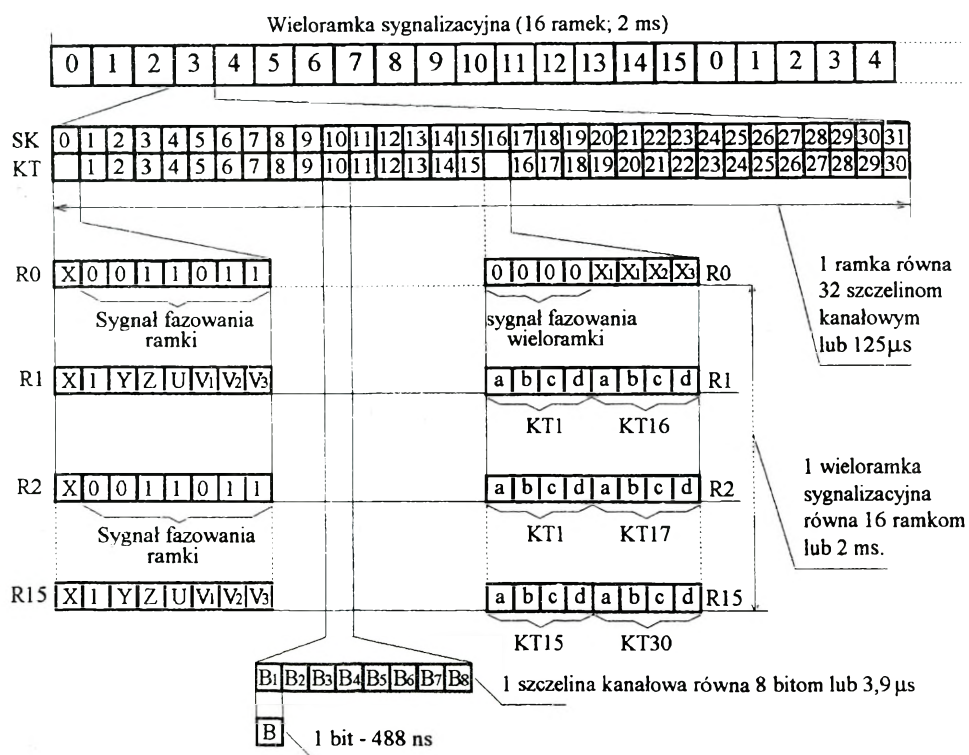


Rys. 3.4. Krotnica PCM 30/32, część odbiorcza

Dekoder odbiorczy odtwarza z sygnału liniowego ciąg impulsów binarnych. Na podstawie odebranego ciągu krotnica odbiorcza ustala częstotliwość pracy zegara sterującego jej pracą na tożsąmą z częstotliwością zegara krotnicy nadawczej. W odbieranym sygnale identyfikowany jest sygnał synchronizacji ramki i wydzielane pierwsze 8 bitów (CRC, fazowanie, bity służbowe, alarm) Sygnał fazowania ramki ma postać umożliwiającą bezbłędną jego detekcję; zapobiega to fazowaniu ramki do innej szczeliny czasowej. Następne bity (od 9 do 128) dzielone są na ośmiobitowe grupy, które kolejno podawane są na wejście przetwornika c/a - są to bity kolejnych szczelin kanałowych 1 ÷ 15. Z przetwornika c/a próbki sygnałów analogowych rozdzielane są przez rozdzielacz impulsów kanałowych do odpowiadających im wyposażań kanałowych. Po odfiltrowaniu sygnałów kanałowych w filtrach dolnoprzepustowych, otrzymujemy w każdym kanale sygnał, który był wprowadzony na wejście krotnicy nadawczej (oczywiście z dokładnością do zniekształceń kwantowania).

Kolejne 8 (129 ÷ 136) bitów przekazywanych jest do układów synchronizacji szesnastej szczeliny czasowej i układów odbiorników sygnalizacji. Następne bity (137 do 256, czyli do końca ramki) dzielone są na ośmiobitowe grupy, które kolejno podawane są na wejście przetwornika c/a - są to bity szczelin czasowych 16 ÷ 31. Po bitach ostatniej szczeliny czasowej cykl się powtarza.

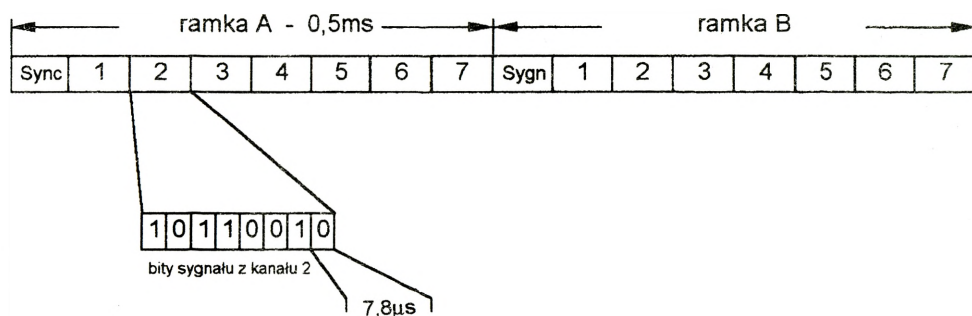
Zwrócić należy uwagę na wykorzystywanie do celów sygnalizacji szesnastej szczeliny czasowej. Jej ograniczona pojemność wymaga przesyłania sygnalizacji dotyczącej kanałów w sposób cykliczny: w pierwszej ramce sygnalizacja dla kanałów 1 i 16, w drugiej ramce - dla kanałów 2 i 17, itd. Wynika stąd konieczność numeracji ramek i utworzenia tzw. wieloramki składającej się z szesnastu ramek. W ramce zerowej przesyłany jest w szesnastej szczelinie czasowej sygnał fazowania wieloramki (pierwsze cztery bity są zerami) umożliwiający numerację ramek i prawidłowe przyporządkowanie ciągów bitów sygnalizacyjnych w 16-tych szczelinach czasowych kolejnych ramek. Parametry czasowe i rozkład kanałów ilustruje rys.3.5.



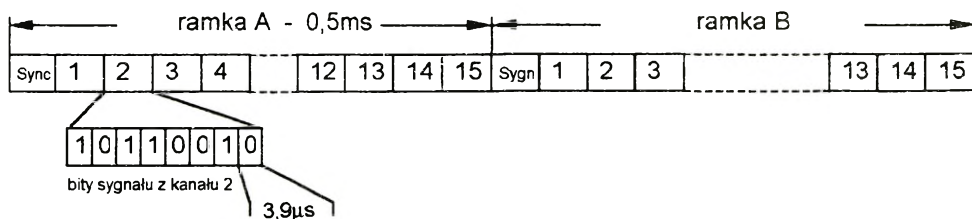
Rys.3.5. Struktura ramki systemu PCM 30/32

Urządzenia zwielokrotniające sygnały modulacji delta działają na podobnej zasadzie. Przetwarzaniem ciągów impulsów synchronizacyjnych, alarmowych, sygnalizacyjnych i kanałowych w strumień zbiorczy steruje krotnica o tych samych funkcjach. Zasadnicze różnice występują w strukturze ramki.

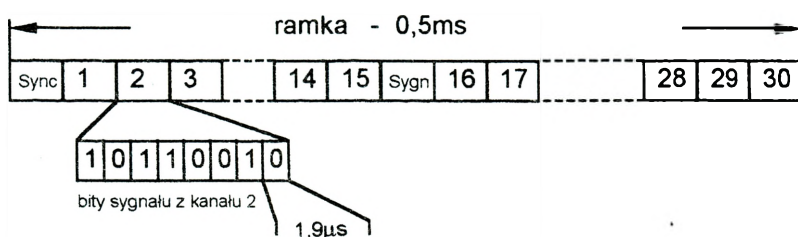
Ramki sygnałów grupowych dla systemów z modulacją delta mają podobną bajtową strukturę z wyodrębnioną szczeliną synchronizacyjną, szczelinami kanałowymi - również bajtowymi i szczeliną sygnalizacyjną. W każdej szczelinie kanałowej jest jednakże 8 bitów z kolejnych ośmiu etapów kodowania. Bity te gromadzone są w pamięci buforowej krotnicy i multipleksacja sygnałów z poszczególnych kanałów zachodzi 8 razy rzadziej niż próbkowanie (inaczej niż w urządzeniach PCM). W zależności od przepływności ramki sygnału zbiorczego różnią się od siebie. Przedstawione zostały struktury ramek dla najczęściej stosowanych w systemach transmisyjnych przepływności: 128, 256 i 512 kbit/s.



Rys.3.6. Struktura ramki sygnału grupowego o przepływności 128kbit/s. Ozn.: Sync - 8-bitowa synchronizacyjna szczelina czasowa; Sygn - 8-bitowa sygnalizacyjna szczelina czasowa



Rys.3.7. Struktura ramki sygnału grupowego o przepływności 256kbit/s



Rys.3.8. Struktura ramki sygnału grupowego o przepływności 512kbit/s

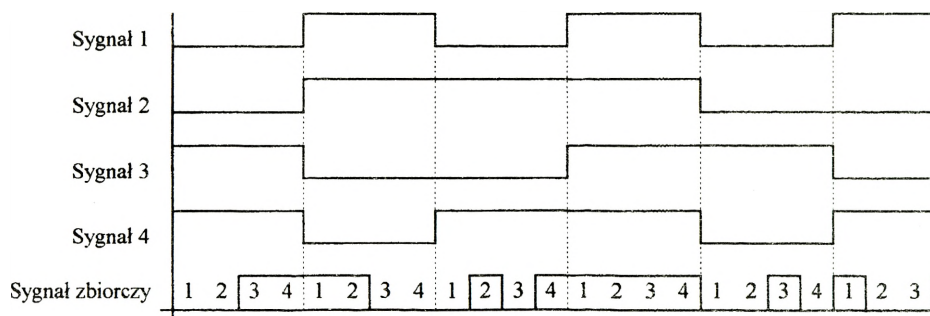
Niezmiennosc czasu trwania ramki zdeterminowana jest częstotliwością próbkowania 16kHz i grupowaniem w bajty ciągów impulsów kanałowych (każdy bajt zawiera sygnały cyfrowe dotyczące zmian sygnału wejściowego w kolejnych ośmiu okresach próbkowania i nie należy porównywać go z bajtem sygnału PCM!). Zawartości poszczególnych szczelin kanałowych, synchronizacyjnych i sygnalizacyjnych przedstawia tabela 3.1.

Tabela 3.1. STRUKTURA RAMKI SYGNAŁU Z MODULACJĄ DELTA - ZAWARTOŚĆ SZCZELIN CZASOWYCH

| Lp. | Nazwa szczeliny                                                 | Zawartość szczeliny                          |
|-----|-----------------------------------------------------------------|----------------------------------------------|
| 1   | synchronizacyjna<br>(ramka A, szczelina 0)                      | 8 bitowy sygnał synchronizacyjny<br>10010110 |
| 2   | sygnalizacyjna<br>(ramka B, szczelina 0)                        | bajt sygnalizacyjny (8 bitów)*               |
| 3   | sygnalizacyjna dla kanału 512 kbit/s<br>(szczelina 16)          | bajt sygnalizacyjny                          |
| 4   | kanałowe dla kanału 128 kbit/s<br>(ramka A i B, szczeliny 1-7)  | bajty kanałów podstawowych                   |
| 5   | kanałowe dla kanału 256 kbit/s<br>(ramka A i B, szczeliny 1-15) | bajty kanałów podstawowych                   |
| 6   | kanałowe dla kanału 512 kbit/s<br>(szczeliny 1-30)              | bajty kanałów podstawowych                   |

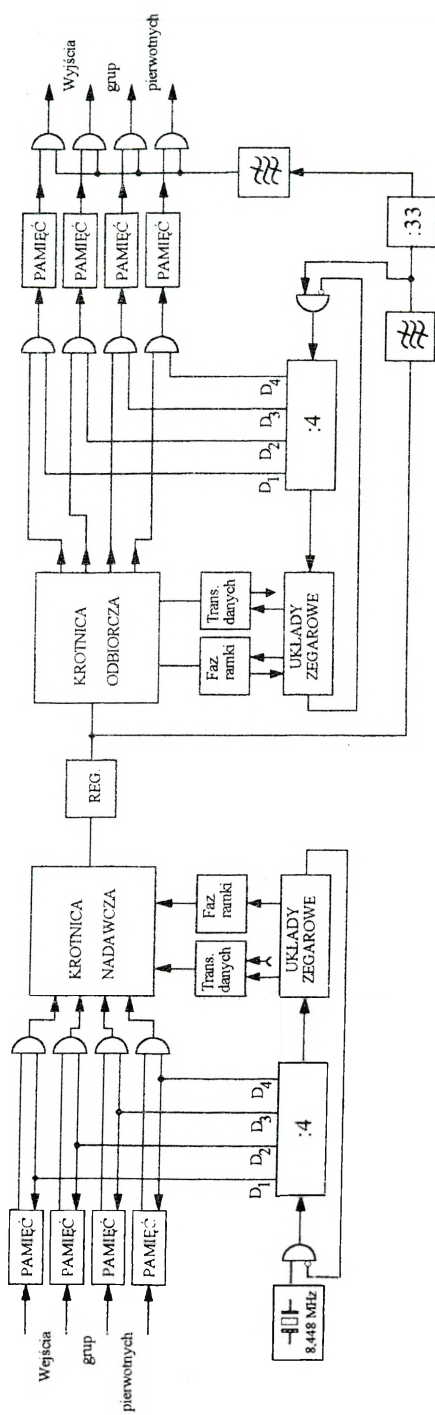
\*W zależności od typu sygnalizacji zawartość bajtu sygnalizacyjnego jest różna.

Przedstawione w tym rozdziale metody zwielokrotnienia wykorzystywane są do ekonomicznego zagospodarowania przestrzeni, jaką oferuje medium transmisyjne, przy spełnieniu podstawowych warunków zwielokrotnienia. Jako metody zwielokrotnienia sygnałów z kanałów podstawowych (analogowych - wtedy zwielokrotnianie połączone jest z modulacją cyfrową, lub cyfrowych 64 lub 16kbit/s) nazywane są metodami zwielokrotnienia pierwszego rzędu. Jeżeli konieczne jest stosowanie większego zwielokrotnienia (wymagana jest większa liczba kanałów w łączy), to realizowane jest ono jako zwielokrotnienie wtórne cyfrowych sygnałów zbiorczych po zwielokrotnieniu pierwszego rzędu. Podobnie realizuje się dalsze zwielokrotnienia\* (trzeciego, czwartego rzędu itp.). Zwielokrotnienia te polegają na multipleksacji czterech strumieni niższego rzędu wraz z dodatkowymi sygnałami synchronizacji, sygnalizacji i sterowania strumieniami w jeden zbiorczy sygnał metodą przeplotu bitowego (dla zwielokrotnienia pierwszego rzędu stosowany był przeplot bajtowy). Ideę przebiegu zwielokrotnienia wyższego rzędu przedstawia rys.3.9, a uproszczony schemat krotnicy rys.3.10.



Rys.3.9. Metody zwielokrotniania wyższych rzędów - zasada multipleksacji sygnałów

\* We wprowadzanej do sieci telekomunikacyjnej użytku publicznego synchronicznej transmisji sygnałów SDH zwielokrotnienie odbywa się w nieco inny sposób, którego opis wykracza poza założony przez autorów zakres skryptu.



## 4. TRANSMISJA SYGNAŁÓW CYFROWYCH

Sygnał binarny, w swojej oryginalnej postaci, nie jest dostosowany do przesyłania w łączu teletransmisyjnym. Zachodzi więc konieczność zmiany jego parametrów w taki sposób, aby możliwe stało się wyeliminowanie (lub zmniejszenie) niekorzystnego wpływu własności łącza, odbiornika czy też metody odbioru na wierność transmisji. Zmiana parametrów, dostosowująca sygnał cyfrowy do warunków ośrodka propagacji nazywana jest w teletransmisji przewodowej kodowaniem liniowym a w radiokomunikacji - modulacją cyfrową (ściślej należałoby nazwać ją wtórną modulacją cyfrową lub modulacją sygnałem cyfrowym). Ze względu na rodzaj toru transmisyjnego należy rozróżnić trzy grupy kodów:

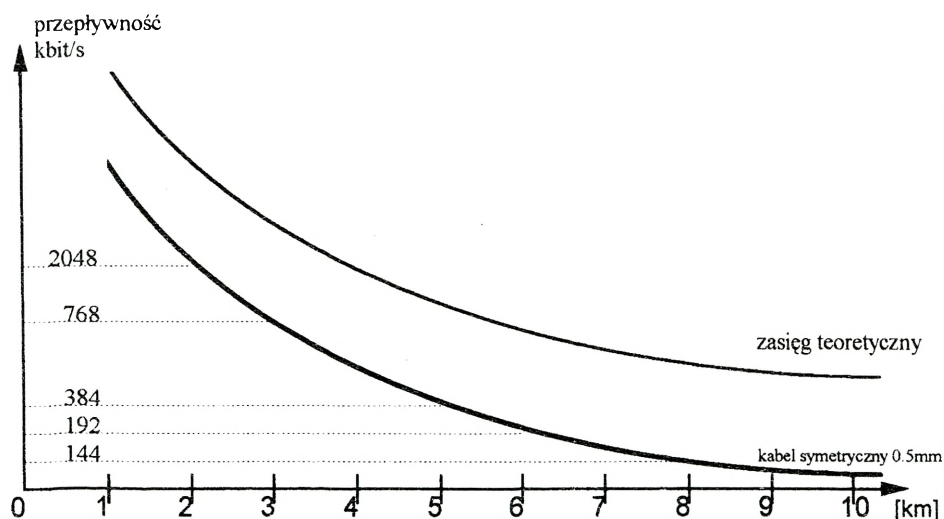
- kody stosowane w transmisji w systemach przewodowych;
- kody stosowane w transmisji w systemach światłowodowych;
- kody stosowane w transmisji w systemach radiowych (radioliniach).

### 4.1. Kody liniowe w systemach przewodowych

Przewodowe tory transmisyjne charakteryzują się silną zależnością parametrów jednostkowych od częstotliwości sygnału. Zniekształcenia tłumieniowe i echowe są podstawowym problemem transmisji w tych torach. Ponadto istniejące w nich pojemności i indukcyjności, gromadzące w polu elektrycznym i magnetycznym część energii sygnału, wpływają na zmianę jego składowej stałej zwiększając w ten sposób prawdopodobieństwo błędnego odbioru sygnału. Zasięg transmisji w torach przewodowych jest więc zależny od parametrów toru, przepływności sygnału liniowego i jego struktury (por. rys. 4.1). Dlatego sygnały przesyłane liniami przewodowymi muszą spełniać następujące warunki:

- zawierać w swojej strukturze informację umożliwiającą jednoznaczne przetworzenie w urządzeniu odbiorczym na kod binarny;
- eliminować składową stałą w widmie energetycznym, dzięki czemu zmniejsza się wpływ pojemności łącza oraz można w urządzeniach stosować transformatory i realizować zdalne zasilanie;
- skupiać maksimum energii przy najmniejszych częstotliwościach, co sprawia, że dla sygnału cyfrowego tłumienność toru przewodowego będzie mniejsza;

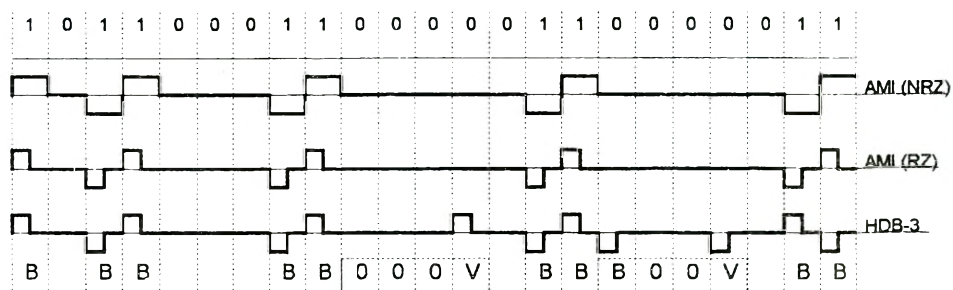
- umożliwiać obniżenie przepływności sygnału liniowego w stosunku do przepływności binarnej w celu zmniejszenia tłumienia sygnału;
- eliminować długie sekwencje zawierające elementy zerowe, co ułatwia wydzielanie sygnału taktowania potrzebnego w procesie regeneracji (warunek uwzględniający pracę urządzeń odbiorczych);
- cechować się taką zasadą występowania określonych sekwencji, aby wykrycie zaburzeń spowodowanych błędami w regeneracji nie wymagało znajomości struktury sygnału binarnego;
- ograniczać występowanie określonych sekwencji, które powodowałyby zwiększenie przeników międzyelementowych.



Rys. 4.1. Zasięg transmisji cyfrowej w linii przewodowej (przykład)

Najczęściej stosowanymi kodami liniowymi są: kod AMI, kod HDB-3, kod 2B1Q (wprowadzany w ostatnich latach na liniach abonenckich ISDN i 2Mbit/s) i kody serii 4B-3T. Stosowane rodzaje kodów i ich właściwości przedstawiają tabele i wykresy. Kod AMI zamienia naprzemiennie polaryzację niezerowych impulsów sygnału binarnego. Eliminowana jest w ten sposób wyłącznie składowa stała. Kod HDB-3 eliminuje dodatkowo z sygnału liniowego długie sekwencje zer, umożli-

wiając w ten sposób zmniejszenie fluktuacji fazowych sygnału i łatwiejsze od-  
tworzenie zegara w urządzeniach odbiorczych. Stosowane są głównie dwie odmiany  
tych kodów: z powrotem do zera (RZ - return to zero) i bez powrotu do zera (NRZ -  
non return to zero).



Rys. 4.2. Przebiegi kodów liniowych AMI i HDB-3

Tabela 4.1. PORÓWNANIE KODU AMI I HDB-3

| Kod   | Sygnał wejściowy | Sygnał wyjściowy | Uwagi                                                              |
|-------|------------------|------------------|--------------------------------------------------------------------|
| AMI   | 0                | 0                |                                                                    |
|       | 1                | $\pm 1$          | Naprzemiennie                                                      |
| HDB-3 | 0,1              | $0, \pm 1$       | Jak AMI                                                            |
|       | 0000             | 000V             | Gdy po ostatniej wiolacji występuje nieparzysta liczba elementów B |
|       | 0000             | B00V             | Gdy po ostatniej wiolacji występuje parzysta liczba elementów B    |

B - jedynka o polaryzacji przeciwnej do poprzednio nadanej

V - jedynka o polaryzacji takiej samej, jak poprzednio nadana (zaburzenie kodowe - „wiolacja”)

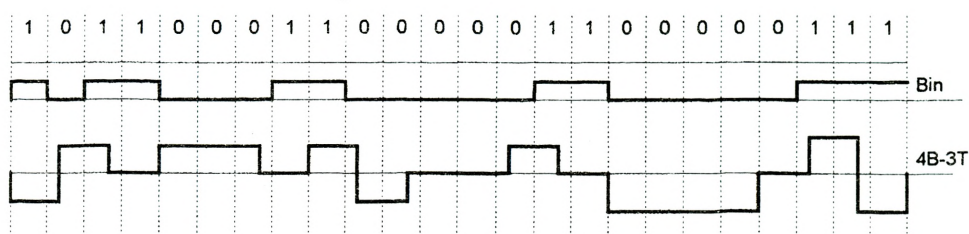
Zastosowanie w kodach liniowych trzech wartości impulsów: +1, 0 i -1 umożliwia dodatkowo zmniejszenie przepływności sygnału poprzez zamianę sygnału z dwuwartościowego (binarnego) na trójwartościowy (ternarny). Najczęściej stosowane kody, to kody klasy 4B-3T, tzn. takie, w których cztery impulsy sygnału binarnego zamieniane są na ciąg trzech impulsów o wartościach +1, 0 lub -1 każdy. Zamiana taka umożliwia zastąpienie  $2^4$  (16) czterobitowych kombinacji przez  $3^3$  (27) kombinacji trzyimpulsowych. Nadmiar możliwości kodu wykorzystywany jest do ograniczania długości sekwencji zer lub sekwencji jedynek oraz do eliminowania składowej stałej. Kody typu 4B-3T posiadają więc wszystkie zalety kodu HDB-3, przy jednoczesnym zmniejszeniu widma sygnału o 1/3.

**Tabela 4.2. ZASADA PRZETWARZANIA KODU BINARNEGO NA KOD 4B-3T FOMOT**

| Kod binarny | Kod liniowy |       |       |       |
|-------------|-------------|-------|-------|-------|
|             | I           | II    | III   | IV    |
| 0000        | + - +       | + - + | + - + | - - - |
| 0001        | ++ 0        | ++ 0  | 0 - - | 0 - - |
| 0010        | 0 ++        | 0 ++  | - - 0 | - 0 0 |
| 0100        | 0 - +       | 0 - + | 0 - + | 0 - + |
| 1000        | + - 0       | + - 0 | + - 0 | + - 0 |
| 0011        | 0 + 0       | 0 - 0 | 0 + 0 | 0 - 0 |
| 1001        | + 0 0       | + - - | + 0 0 | + - - |
| 0110        | 0 0 +       | - - + | 0 0 + | - - + |
| 1010        | - + +       | - 0 0 | - + + | - 0 0 |
| 1100        | + 0 +       | + 0 + | - 0 - | - 0 - |
| 0111        | 0 + -       | 0 + - | 0 + - | 0 + - |
| 1011        | - + 0       | - + 0 | - + 0 | - + 0 |
| 1101        | + 0 -       | + 0 - | + 0 - | + 0 - |
| 1110        | - 0 +       | - 0 + | - 0 + | - 0 + |
| 1111        | +++         | - + - | - + - | - + - |

I - gdy BSC = -2; II - gdy BSC = -1 lub 0; III - gdy BSC = 1 lub 2; IV - gdy BSC = 3

Zmiana kolumny kodu liniowego ma na celu ograniczenie długości ciągów jednokowych symboli nie większej niż 4 oraz eliminację składowej stałej. Zasada wyboru kolumny kodu polega na zliczaniu wartości +1, 0 lub -1 odpowiadających impulsom w liczniku bieżącej sumy cyfrowej (BSC) i kodowaniu następnej czwórki bitów trójką odpowiadających im impulsów z kolumny wyznaczonej wartością BSC. Przebieg sygnału liniowego przedstawia rys.4.3.



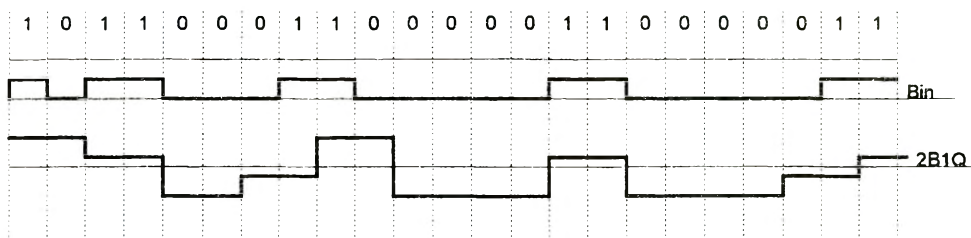
Rys. 4.3. Przebieg kodu liniowego 4B-3T FOMOT

Kody typu 4B-3T stosuje się dla sygnałów o wyższych przepływnościach.

Dla sygnałów o małych przepływnościach (do 2Mbit/s), często w łączach abonenckich ISDN i do transmisji danych stosuje się kod 2B1Q. Kod ten zamienia każdą parę impulsów binarnych w jeden czterowartościowy impuls. Zaletą tego kodu jest dwukrotne zmniejszenie pasma zajmowanego przez sygnał, wadami - pojawienie się w sygnale liniowym składowej stałej, brak ograniczenia na długość sekwencji identycznych impulsów oraz zmniejszenie o 1/3 dopuszczalnej wartości wnoszonych przez łącze i otoczenie zniekształceń i zakłóceń. Zasadę kodowania przedstawia tabela 4.3, a przebieg sygnału rys.4.4.

Tabela 4.3. ZASADA PRZETWARZANIA KODU BINARNEGO NA KOD 2B1Q

| Numer bitu w parze | Wartość bitu | Parametr impulsu kodu liniowego | Wartość parametru |
|--------------------|--------------|---------------------------------|-------------------|
| Pierwszy           | 0            | Wartość impulsu                 | Dodatnia (+)      |
|                    | 1            |                                 | Ujemna (-)        |
| Drugi              | 0            | Amplituda impulsu               | Duża (3)          |
|                    | 1            |                                 | Mała (1)          |



Rys. 4.4. Przebieg sygnału liniowego dla kodu 2B1Q

## 4.2. Kody liniowe w systemach światłowodowych

Tory światłowodowe charakteryzują się dużymi przepustowościami, małą tłumiennością sygnałów i dużą odpornością na zakłócenia. Podstawowym problemem transmisji w tych torach jest zmniejszenie dyspersji („rozmycia”) impulsów, która dla dużych przepływności sygnału jest decydującym czynnikiem ograniczającym zasięg łączności. Ponadto rodzaj sygnału, uniemożliwiający stosowanie impulsów o wartości ujemnej wymusza stosowanie zupełnie innych kodów. Urządzenia nadawcze i odbiorcze, wymagające stabilnych energetycznie warunków pracy stawiają wymagania odwrotne niż tory przewodowe. Dlatego sygnały przesyłane liniami światłowodowymi muszą spełniać następujące warunki:

- zawierać w swojej strukturze informację umożliwiającą jednoznaczne przetworzenie w urządzeniu odbiorczym na kod binarny;
- utrzymywać niezmienną ale możliwie małą składową stałą w widmie energetycznym, dzięki czemu stabilne są parametry pracy nadajnika i odbiornika oraz możliwe jest optymalne ustawienie progu decyzji w odbiorniku;
- skupiać maksimum energii przy najmniejszych częstotliwościach, co sprawia, że minimalna jest dyspersja impulsów;
- zapewniać jak najmniejszy wzrost przepływności sygnału liniowego w stosunku do przepływności binarnej sygnału wejściowego;
- eliminować długie sekwencje zawierające elementy zerowe, co ułatwia wydzielanie sygnału taktowania potrzebnego w procesie regeneracji (warunek uwzględniający pracę urządzeń odbiorczych);
- cechować się taką zasadą występowania określonych sekwencji, aby wykrycie zaburzeń spowodowanych błędami w regeneracji nie wymagało znajomości struktury sygnału binarnego.

W transmisji światłowodowej stosuje się kody liniowe typu  $mB-nB$ , w których  $m$  bitom wejściowym odpowiada  $n$  ( $n > m$ ) wyjściowych impulsów binarnych. Dla sygnałów o przepływnościach do 8 Mbit/s stosuje się kody typu 1B-2B. Cechuje je prostota kodowania lecz przepływność sygnału wzrasta dwukrotnie. Dla wyższych przepływności stosowane są kody wyższych serii np. 5B-6B. Kody typu 5B-6B wprowadzają tylko 20% wzrost przepływności lecz kodowanie i dekodowanie sygnałów jest bardziej skomplikowane. Stosowane rodzaje kodów i ich właściwości przedstawiają tabele.

**Tabela 4.4. ZASADA PRZETWARZANIA KODU BINARNEGO NA KOD BIQ**

| Sygnal wejściowy | Sygnal wyjściowy |
|------------------|------------------|
| F                | G                |
| 0                | 01               |
| 1                | 10               |

**Tabela 4.5. ZASADA PRZETWARZANIA KODU BINARNEGO NA KOD 1B2B (TZW. AMI I)**

| Sygnal wejściowy | Sygnal wyjściowy   |                   |
|------------------|--------------------|-------------------|
| F                | G <sub>1</sub>     | G <sub>2</sub>    |
| 0                | 01 <sup>(1)*</sup> | 01 <sup>(2)</sup> |
| 1                | 00 <sup>(2)</sup>  | 11 <sup>(1)</sup> |

\* - indeks oznacza, z której grupy będzie brane słowo kodowe dla następnego bitu wejściowego.

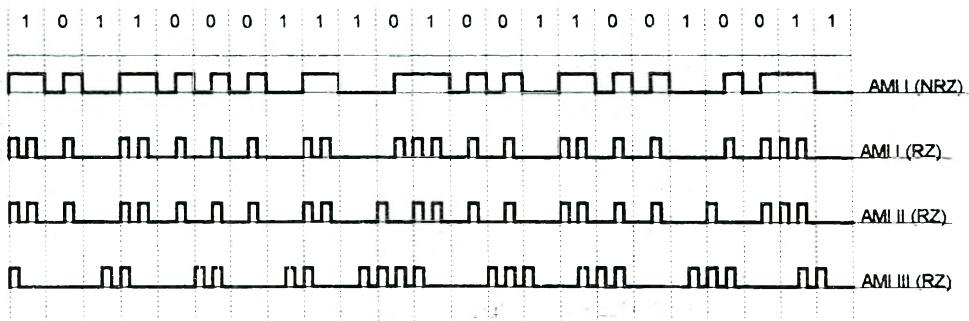
**Tabela 4.6. ZASADA PRZETWARZANIA KODU BINARNEGO NA KOD 1B2B (TZW. AMI II)**

| Sygnal wejściowy | Sygnal wyjściowy  |                   |
|------------------|-------------------|-------------------|
| F                | G <sub>1</sub>    | G <sub>2</sub>    |
| 0                | 01 <sup>(1)</sup> | 10 <sup>(2)</sup> |
| 1                | 00 <sup>(2)</sup> | 11 <sup>(1)</sup> |

**Tabela 4.7. ZASADA PRZETWARZANIA KODU BINARNEGO NA KOD 1B2B (TZW. AMI III)**

| Sygnal wejściowy | Sygnal wyjściowy  |                   |                   |                   |
|------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| F                | G <sub>1</sub>    | G <sub>2</sub>    | G <sub>3</sub>    | G <sub>4</sub>    |
| 0                | 00 <sup>(2)</sup> | 11 <sup>(1)</sup> | 00 <sup>(2)</sup> | 11 <sup>(1)</sup> |
| 1                | 10 <sup>(3)</sup> | 01 <sup>(4)</sup> | 01 <sup>(4)</sup> | 10 <sup>(3)</sup> |

Przedstawione w tabelach kody cechuje składowa stała równa połowie mocy impulsu „1”, ograniczenie do trzech kolejnych jednakowych impulsów i prostota tworzenia i dekodowania sygnału liniowego. Różnice polegają na takim doborze sekwencji kodowania, w rezultacie którego zajmowane przez sygnał pasmo jest duże (kod BIQ) lub małe (AMI III). Przykładowe przebiegi sygnałów liniowych dla kodów serii 1B-2B przedstawia rys.4.5.



Rys.4.5. Przebiegi światłowodowych kodów liniowych typu 1B2B

W praktyce stosuje się kody liniowe typu RZ (z powrotem do zera) ogranicza to średnią moc sygnału nadawanego, co jest korzystne dla nadajnika i wprowadza odstępy międzysymbolowe, co korzystne jest dla odbiornika.

Tabela kodu 5B-6B przedstawiona jest poniżej:

Tabela 4.8. REGUŁA KODOWANIA KODU 5B-6B

| F     | G1                  | G2                  | F     | G1                  | G2                  |
|-------|---------------------|---------------------|-------|---------------------|---------------------|
| 00000 | 101011 <sup>x</sup> | 010100 <sup>x</sup> | 10000 | 001011              | 001011              |
| 00001 | 011100              | 011100              | 10001 | 011101 <sup>x</sup> | 100010 <sup>x</sup> |
| 00010 | 110001              | 110001              | 10010 | 011011 <sup>x</sup> | 100100 <sup>x</sup> |
| 00011 | 101001              | 101001              | 10011 | 111000              | 001100 <sup>x</sup> |
| 00100 | 011010              | 011010              | 10100 | 110110 <sup>x</sup> | 001001 <sup>x</sup> |
| 00101 | 010011              | 010011              | 10101 | 111010 <sup>x</sup> | 000101 <sup>x</sup> |
| 00110 | 101100              | 101100              | 10110 | 101010              | 101010              |
| 00111 | 111001 <sup>x</sup> | 000110 <sup>x</sup> | 10111 | 011001              | 011001              |
| 01000 | 100110              | 100110              | 11000 | 101101 <sup>x</sup> | 010010 <sup>x</sup> |
| 01001 | 010101              | 010101              | 11001 | 001101              | 001101              |
| 01010 | 010111 <sup>x</sup> | 101000 <sup>x</sup> | 11010 | 110010              | 110010              |
| 01011 | 100111 <sup>x</sup> | 011000 <sup>x</sup> | 11011 | 010110              | 010110              |
| 01100 | 110011 <sup>x</sup> | 000111              | 11100 | 100101              | 100101              |
| 01101 | 011110 <sup>x</sup> | 100001 <sup>x</sup> | 11101 | 100011              | 100011              |
| 01110 | 101110 <sup>x</sup> | 010001 <sup>x</sup> | 11110 | 001110              | 001110              |
| 01111 | 110100              | 110100              | 11111 | 110101 <sup>x</sup> | 001010 <sup>x</sup> |

Symbol <sup>x</sup> po słowie kodowym oznacza zmianę kolumny alfabetu w następnym kroku.

Stosowanie tej reguły kodowania, podobnie jak przy wcześniej podanych ogranicza występowanie w sygnale liniowym długich sekwencji zer lub jedynek do pięciu. W kodzie tym zabronione są sekwencje z pięcioma lub sześcioma zerami lub jedynkami, co dodatkowo ułatwia detekcję błędów odbioru i prawidłową synchronizację dekodera liniowego w odbiorniku.

### 4.3. Modulacje stosowane w systemach linii radiowych

Cyfrowe linie radiowe stosuje się w telekomunikacji analogicznie jak linie przewodowe czy też światłowodowe. Stosowane w nich zakresy częstotliwości, właściwości otwartego ośrodka propagacji fal radiowych, zależność właściwości ośrodka od warunków atmosferycznych wpływają na ich możliwości transmisyjne i jakość łączności. Stosowany zakres fal ultrakrótkich i mikrofal ogranicza zasięg łączności do odległości bezpośredniej widoczności anten, przedłużenie linii teletransmisyjnej wymaga więc stosowania stacji retransmisyjnych (przelotowych, retranslacyjnych, przekaźnikowych). Linia radiowa składa się zatem z jednego lub kilku odcinków zwanych odcinkami bezpośredniej widoczności (zasięgu), odcinkami retranslacyjnymi lub przesłami linii radiowej. Podczas transmisji sygnału cyfrowego, na każdej stacji radiowej wchodzącej w skład linii, stosowana jest regeneracja sygnału cyfrowego, a więc eliminacja wpływu na sygnał zakłóceń i zniekształceń odcinka retranslacyjnego. Charakter tych zniekształceń i zakłóceń decyduje o wyborze rodzaju modulacji.

W cyfrowych liniach radiowych tworzenie sygnału liniowego polega na modulacji fali nośnej sygnałem cyfrowym. Należy przy tym zapewnić:

- sprawność energetyczną systemu cyfrowego - uzyskanie możliwie dużej odporności sygnału zmodulowanego na szum fluktuacyjny występujący w kanale transmisyjnym;
- sprawność wykorzystania pasma radiowego - przesyłanie jak największej liczby bitów na jednostkę pasma w jednostce czasu;
- odporność systemu na zakłócenia interferencyjne i inne nieidealności charakterystyk podzespołów nadawczo-odbiorczych (konieczność uwzględnienia nieuniknionych w praktycznej realizacji odstępstw od założonego systemu cyfrowego);

- prostotę układową podzespołów, zwłaszcza modemów i możliwość uzyskania stabilnych w czasie ich charakterystyk.

Wykorzystywane w liniach radiowych zakresy częstotliwości umożliwiają stosowanie modulacji szerokopasmowych, wielowartościowych (wielostanowych) podstawowych i mieszanych (kombinowanych).

Do modulacji podstawowych m-stanowych należą:

M-ASK - m-stanowa manipulacja amplitudy;

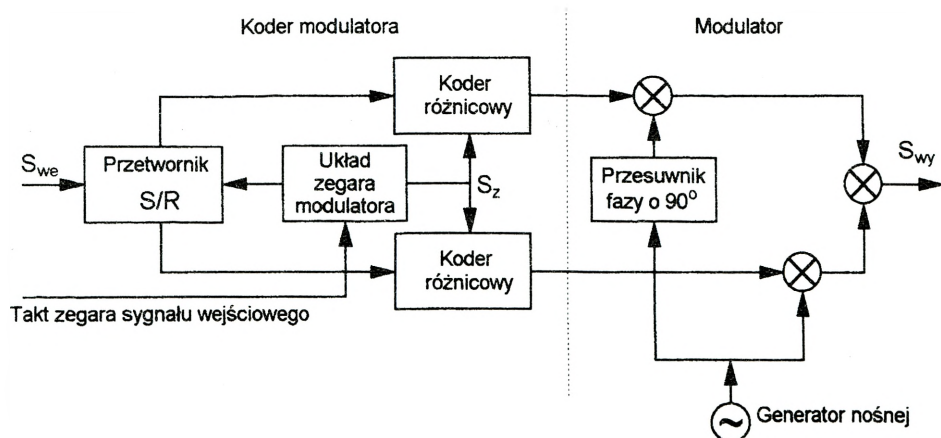
M-FSK - m-stanowa manipulacja częstotliwości;

M-PSK - m-stanowa manipulacja fazy.

W modulacjach tych tylko jeden parametr sinusoidalnego sygnału podlega dyskretnym zmianom w takt transmitowanego sygnału cyfrowego (modulującego) a pozostałe zachowują wartość stałą. Liczba  $M$  określa  $m$  możliwych wartości zmiennego parametru. W zależności od jej wartości, przy pomocy jednej zmiany sygnału liniowego, możemy przesłać  $n$  bitów sygnału modulującego, gdzie:  $n = \log_2 m$ .

W modulacjach mieszanych poszczególnym  $n$ -bitowym ciągom sygnału wejściowego są jednoznacznie przyporządkowane wartości dwóch parametrów przebiegu sygnału modulowanego - amplituda i faza. Modulacje takie nazywane są m-stanowymi modulacjami amplitudowo-fazowymi - M-APSK.

W cyfrowych liniach radiowych najbardziej rozpowszechnione są modulacje fazowe i amplitudowo-fazowe. Dla małych przepływności sygnału cyfrowego najczęściej stosuje się czterostanową manipulację fazy (4-PSK). Rys.4.6 przedstawia schemat blokowy modulatora.

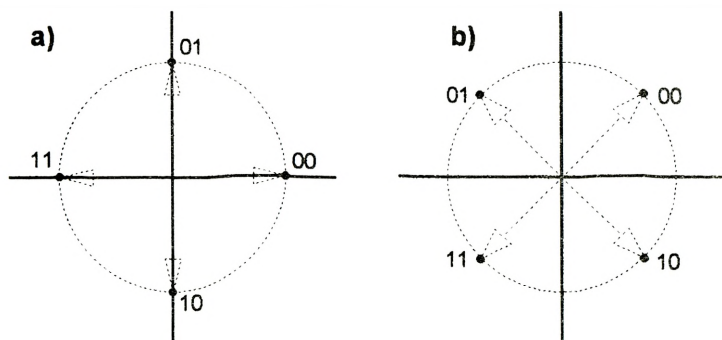


Rys.4.6. Schemat blokowy modulatora 4-PSK

**Tabela 4.9. KOD MODULACYJNY DLA MODULACJI 4-PSK**

| Ciąg bitów | Wariant A   |                              | Wariant B   |                              |
|------------|-------------|------------------------------|-------------|------------------------------|
|            | Zmiana fazy | Przebieg sygnału $S_{wy}$    | Zmiana fazy | Przebieg sygnału $S_{wy}$    |
| 00         | $0^0$       | $U_0 \sin \omega t$          | $45^0$      | $U_0 \sin(\omega t + 45^0)$  |
| 01         | $90^0$      | $U_0 \sin(\omega t + 90^0)$  | $135^0$     | $U_0 \sin(\omega t + 135^0)$ |
| 11         | $180^0$     | $U_0 \sin(\omega t + 180^0)$ | $225^0$     | $U_0 \sin(\omega t + 225^0)$ |
| 10         | $270^0$     | $U_0 \sin(\omega t + 270^0)$ | $315^0$     | $U_0 \sin(\omega t + 315^0)$ |

W układzie modulatora 4-PSK wejściowy sygnał cyfrowy  $S_{we}$  jest dzielony na pary bitów i z taktem dwukrotnie niższym przekazywany jest do koderów różnicowych. W zależności od wartości pierwszego i drugiego bitu pary wchodzącej do koderów, załączają one lub wyłączają w fazie lub przeciwfazie dwa przebiegi sinusoidalne przesunięte względem siebie o  $90^0$ . Przebiegi te, pochodzące z jednego generatora, w sumatorze końcowym tworzą sygnał wyjściowy  $S_{wy}$ . Sygnał  $S_{wy}$  ma stałą amplitudę i częstotliwość. Faza sygnału zależy od wartości kodowanego duobitu (tab.4.9). Wykres amplitudowo-fazowy tego sygnału przedstawia rys.4.7.



*Rys.4.7. Wykres amplitudowo-fazowy sygnału modulacji 4-PSK: a) wariant A; b) wariant B*

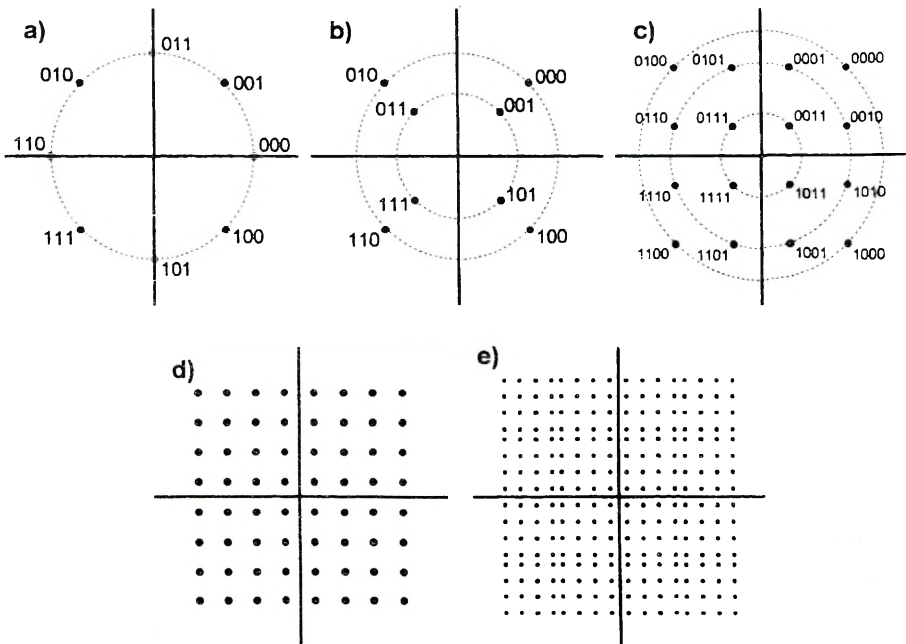
Odbiór i demodulacja takich sygnałów wymaga stosowania transmisji koherentnej. Wariant A sygnału posiada istotną wadę: w przypadku nadawania długich ciągów zer pogarszają się własności synchronizacyjne systemu (brak skokowej zmiany fazy przez czas transmitowania ciągu zer). Zaletą tego wariantu jest bardzo prosta budowa modulatora i demodulatora.

Dla większych przepływności sygnału binarnego stosuje się modulacje amplitudowo-fazowe. Dla większej liczby  $m$  możliwych stanów sygnału zmodulowanego mają one zdecydowaną przewagę jakościową rosnącą ze wzrostem  $m$ . Stosowane najczęściej modulacje zestawione są w tabeli 4.10.

Tabela 4.10. MODULACJE AMPLITUDOWO-FAZOWE

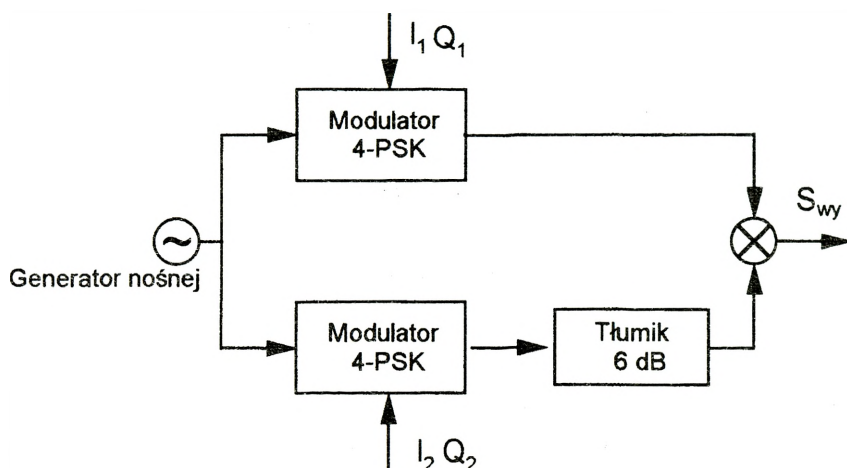
| Rodzaj modulacji | A - liczba amplitud sygnału<br>P - liczba faz sygnału | Liczba bitów sygnału wejściowego kodowana jednym przebiegiem | Uwagi                                                                         |
|------------------|-------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------|
| 8-APSK           | A=2, P=4                                              | 3                                                            |                                                                               |
| 16-APSK          | A=3, P=12                                             | 4                                                            | Najczęściej stosowana modulacja dla przepływności do 34÷140Mbit/s tzw. 16-QAM |
| 64-APSK          | A=10, P=44                                            | 8                                                            | tzw. 64-QAM                                                                   |
| 256-APSK         | A=32, P=196                                           | 16                                                           | tzw. 256-QAM                                                                  |

Wykresy amplitudowo-fazowe sygnałów dla zamieszczonych w tabeli rodzajów modulacji przedstawia rys.4.8.



Rys.4.8. Wykresy amplitudowo-fazowe modulacji M-APSK: a) 8-PSK; b) 8-APSK (8-QAM); c) 16-QAM; d) 64-QAM; e) 256-QAM

Zasada działania modulatorów dla sygnałów M-QAM na przykładzie modulatora 16-QAM pokazana jest na rys.4.9.



Rys.4.9. Schemat blokowy modulatora 16-QAM

Strumień danych wejściowych rozdzielany jest na cztery zsynchronizowane ciągi impulsów tzw. podkanałowych, które po odpowiednim przekodowaniu podawane są na wejścia dwóch modulatorów 4-PSK. Dwa sygnały wyjściowe z tych modulatorów, które różnią się od siebie poziomem, podlegają następnie zsumowaniu, dając na wyjściu 16 możliwych stanów sygnału wyjściowego. W podobny sposób, wykorzystując większą liczbę prostych modulatorów, działają modulatory M-QAM dla większych wartości M.

#### 4.4. Modulacje stosowane w radiokomunikacji ruchomej

Obecnie najczęściej stosowanymi metodami modulacji przesyłanej informacji za pomocą radiostacji są:

- kluczkowanie częstotliwości - FSK (Frequency Shift Keying);
- kluczkowanie fazy - PSK (Phase Shift Keying);
- kluczkowanie różniczkowe DPSK (Differentially Phase Shift Keying).

W nowoczesnych sieciach radiowych w zakresie HF/UHF (High Frequency /Ultra High Frequency) często stosuje się pracę emisjami J2D (transmisja danych-

stłumiona wstęga boczna i fala nośna), czy A2D (transmisja danych - podwójna wstęga boczna z pełną falą nośną). Jest to realizacja łączności radiowej w sieciach komputerowych (komputer - komputer). W wariancie do pracy HF są to komputery typu PC wykorzystujące modemy kluczowania z przesuwem fazy (PSK), które realizują detekcję i korekcję błędów.

W telegraficznych sieciach radiowych typu dalekopisowego - wykorzystuje się modulację typu FSK z kluczowanym przesuwem częstotliwości, najczęściej 850 Hz.

W skład zespołu służącego do tego typu pracy, poza transceiverem (i ewentualnymi konwerterami lub transwerterami pasmowymi), wchodzi komputer, drukarka, specjalna karta modemowa oraz oprogramowanie użytkowe.

Modemy do tego typu pracy występują w trzech kategoriach:

- modemy do pracy z małą prędkością kluczowania fazy (częstotliwości);
- modemy do pracy dwuwartościowej z dużymi prędkościami (równoległej);
- modemy do pracy wielowartościowej z dużymi prędkościami.

Najprostsze modemy pracują w systemie binarnym {0,1}. Efektem wyjściowym takiego typu modulacji jest splot sygnałów złożonych z dwóch możliwych częstotliwości modulujących nadajnika.

W systemach krótkofalowych w związku z wielodrogowością rozchodzenia się fal radiowych ogranicza się to do przesyłania informacji z prędkością do 75 bit/s.

Bardziej rozbudowana modulacją jest MFSK (Multi Frequency Shift Keying), czyli wieloczęstotliwościowe kształtowanie sygnału wyjściowego.

Najczęściej stosowanymi emisjami w satelitarnej łączności taktycznej są QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) typu SCPC (Single Channel Per Carrier - przesyłanie fonii i transmisja danych) pracująca z przepływnością 8 kbit/s oraz BPSK (Binary Phase Shift Keying) typu TDMA (Time Division Multiple Access) lub TDM (Time Division Multiple) pracująca z przepływnością 3 kbit/s. Zastosowanie mają tutaj również modulacje typu BPSK (BPSK 1200) i ich nowsza odmiana SBPSK (SB PSK 2400).

Dla radiostacji taktycznych pola walki, mając na uwadze radiostacje typu „handy”(ręczne), przenoszone w specjalnych plecakach, pokładowe typu „mobile”(zamontowane w pojazdach i w statkach powietrznych) oraz pokładowe średniej mocy - stosowane są różne wersje modulacji typu PSK i FSK.

W rodzinie radiostacji przenośnych szerebla pododdziału są to: QDPSK (Quadrature Differentially Phase Shift Keying) służąca do przesyłania danych do 2400 bit/s oraz emisja F2B (jednokanałowa manipulacja częstotliwości z odbiorem automatycznym) reprezentowana przez modulację FSK służącą również do przesyłania danych, ale z prędkością do 300 bit/s.

W najnowszych, obecnie eksploatowanych sieciach radiowych pracują radiostacje taktyczne pola walki stosujące modulacje typu FSK typu CVSD (kanał telefoniczny) z przepływnością 16 kbit/s, BPSK (transmisja danych - 16 kbit/s), QPSK (transmisja danych - 32 kbit/s) oraz TCM (ang. Trellis Coded Modulation - 48 kbit/s).

Wśród wielu rodzajów modulacji częstotliwościowych stosuje się tutaj cztery zasadnicze:

- FF (Analog Fixed Frequency - analogowe mieszanie częstotliwości pracy);
- DFF (Digital Ciphered Fixed Frequency - cyfrowe kodowanie mieszania częstotliwości pracy);
- FH (Frequency Hopping - skakanie częstotliwości pracy);
- FCS (Free Channel Search - pseudolosowe przeszukiwanie częstotliwości pracy).

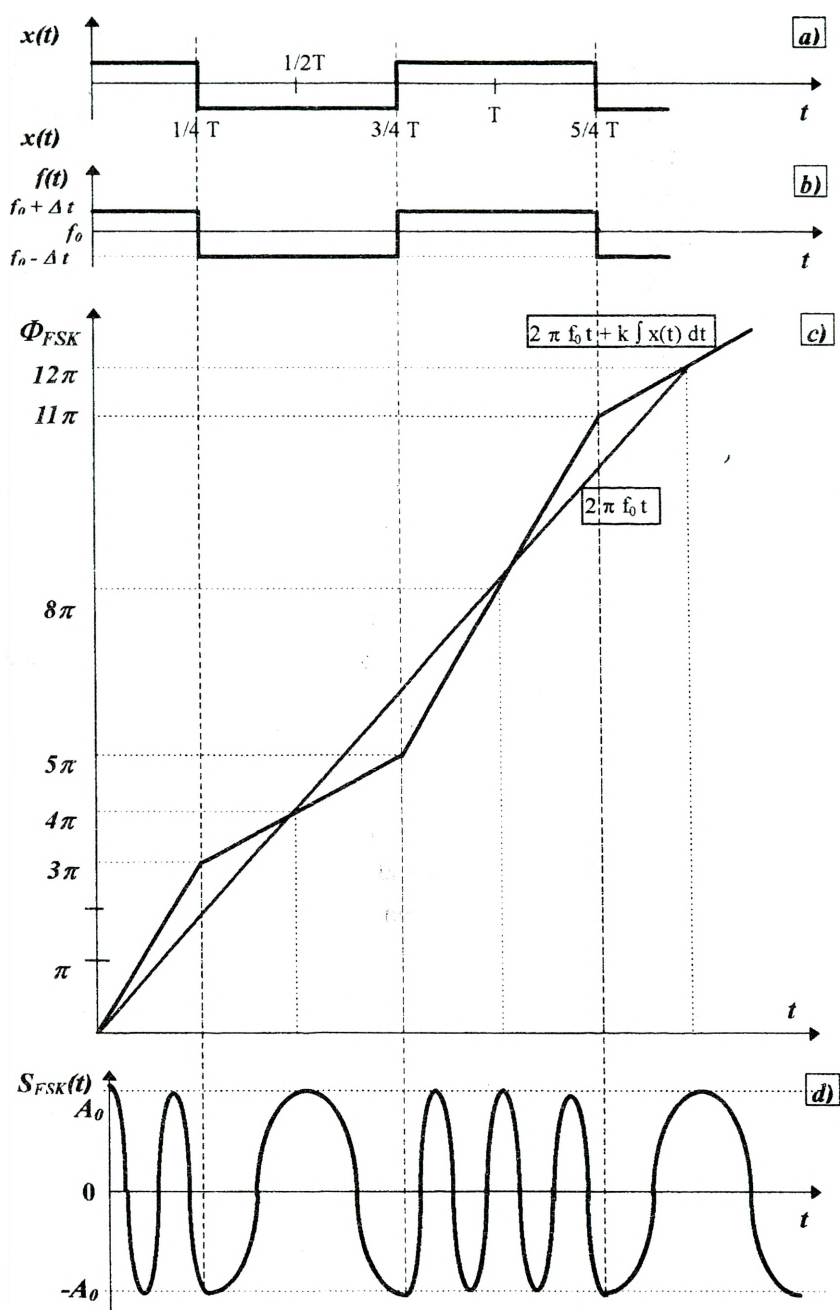
### ***Kluczowanie częstotliwości -FSK***

Szczególne znaczenie praktyczne posiada modulacja harmonicznego sygnału nośnego przebiegiem prostokątnym. Przy PM występuje wówczas tzw. kluczowanie fazy (PSK), w przypadku FM natomiast - kluczowanie częstotliwości (FSK). Kluczowanie częstotliwości stosuje się od dawna w telegrafii krótkofalowej. Obie metody kluczowania są stosowane w transmisji danych.

Modulacja FSK stosowana jest ze względu na:

- proste i tanie kodowanie;
- to że jest faktycznie techniką FM;
- mniejszą wrażliwość na szумы niż systemy np. z kluczowaniem amplitudy;
- stosowanie systemów silnie ograniczających poziom sygnału dla poprawienia stosunku S/N (sygnał/szum) co wpływa na zmniejszenie interferencji sygnałów.

Konstrukcja sygnału z kluczowaniem częstotliwości ilustruje rys. 4.10. Kształt widma sygnału FSK zależy od tzw. wskaźnika kluczowania  $\beta$ , który - przez analogię z modulacją częstotliwości sygnałem harmonicznym - definiujemy jako stosunek dewiacji częstotliwości do częstotliwości kluczowania.



A.10. Sygnał FSK: a) sygnał klucujący; b) częstotliwość chwilowa; c) faza chwilowa; d) sygnał zmodulowany

Na rys.4.11 pokazano widma sygnału FSK, dla czterech wartości parametru  $\beta$ , przy czym zmianę tego parametru uzyskano przez zmianę częstotliwości sygnału klucującego, przy stałej dewiacji częstotliwości.

Z rysunku wynika, że efekt skupienia się prążków widma wokół punktów potęguje się ze wzrostem parametru  $\beta$ . W przypadku granicznym, gdy częstotliwość kluczowania zmierza do zera (kluczowanie nieskończenie powolne), w widmie występują tylko dwa prążki  $f_0 + \Delta f$  i  $f_0 - \Delta f$  (rys.4.11.d).

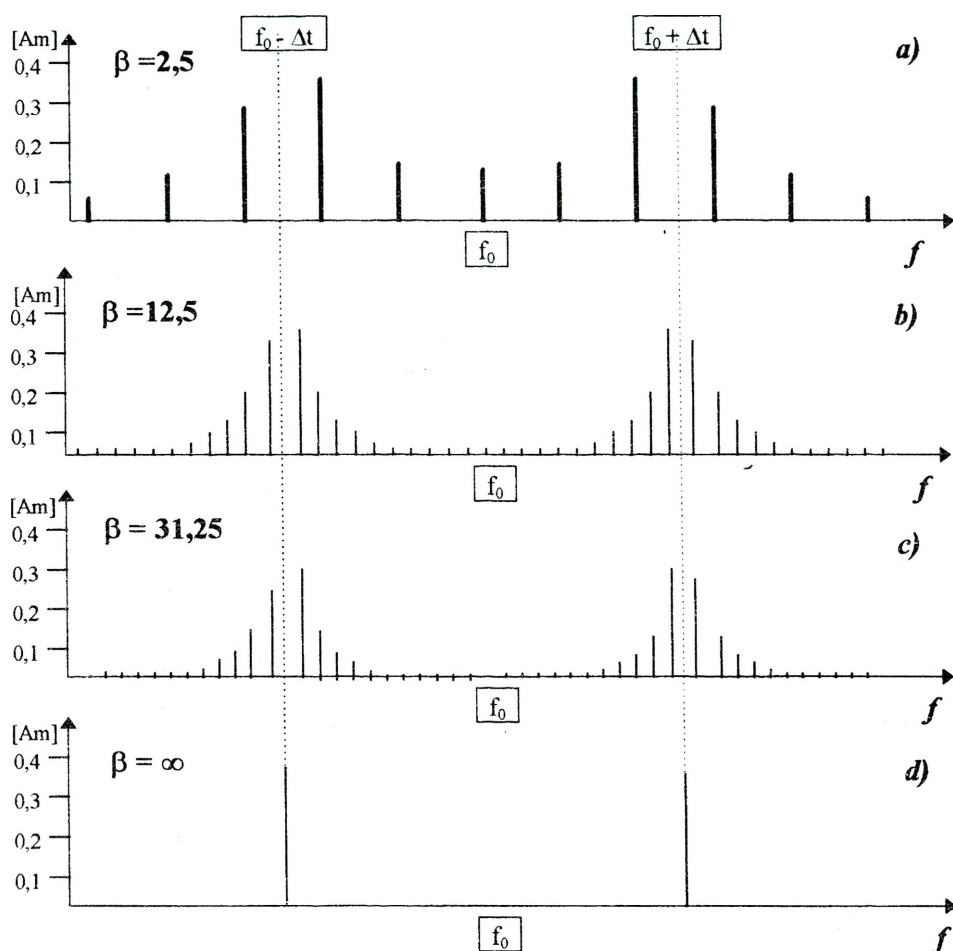
Pojawienie się kluczowania powoduje rozbudowanie widma, pojawiają się prążki będące rezultatem przełączania częstotliwości. W miarę zwiększania częstotliwości kluczowania układ prążków staje się coraz mniej podobny do układu statycznego, a moc przypadająca na prążki reprezentujące efekt kluczowania rozkłada się w widmie w sposób coraz bardziej równomierny.

Moc sygnału zmodulowanego kątowno jest proporcjonalna do  $A^2/2$ . Z tego też powodu dwie składowe widma o pulsacjach  $\omega_0 \pm \Delta\omega$  przenoszą 1/2 całkowitej mocy sygnału FSK.

Dla nieskończenie dużego okresu sygnału modulującego, gdy nie ma kluczowania, występuje ciągła emisja sygnałów harmoniczych o pulsacji  $\omega_0 \pm \Delta\omega$  tak, że widmo składa się tylko z dwóch prążków odpowiadających tym pulsacjom. Gdy kluczowanie pojawia się - widmo się rozbudowuje się.

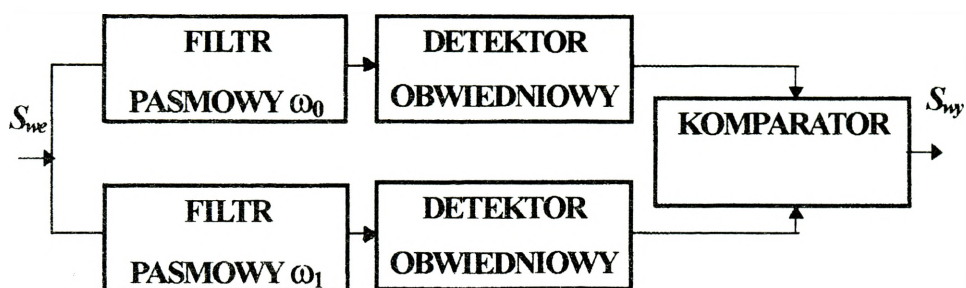
W procesie nadawania tą emisją stosuje się dwa generatory nastrojone na różne częstotliwości lub jeden generator o zmiennej częstotliwości. Liczbie 0 odpowiada przebieg  $\cos \omega_0 t$ , a liczbie 1 - przebieg  $\cos \omega_1 t$ .

Ponieważ stosuje się tylko dwie częstotliwości, modulator i demodulator nie są tak złożone, jak w zwykłym systemie modulacji częstotliwości. Prosty demodulator może składać się z dwóch filtrów pasmowo - przepustowych nastrojonych odpowiednio na częstotliwości  $\omega_0$  i  $\omega_1$ . Tym łatwiej jest odróżnić od siebie obie częstotliwości - nawet na tle szumu - im bardziej są od siebie oddalone. Należy jednak pamiętać, że wraz z oddalaniem częstotliwości zwiększa się szerokość pasma sygnału zakodowanego. Oczywiście przy projektowaniu systemu kluczowania częstotliwości jest stosowany kompromis.



Rys. 4.11. Widmo sygnału FSK

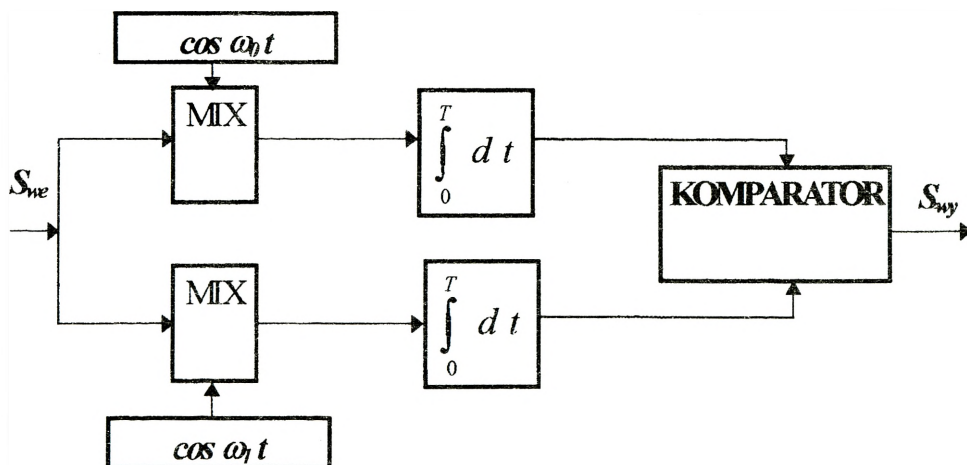
W systemie kluczowania częstotliwości rozróżniamy dwa zasadnicze sposoby demodulacji/modulacji. W przypadku przedstawionym na rys.4.12 częstotliwość środkowa każdego z filtrów pasmowych odpowiada jednej z dwóch częstotliwości przesyłanego sygnału. Sygnały na wyjściach detektorów obwiedni są miarą mocy w każdej z obu gałęzi - komparator wskazuje gdzie moc jest większa.



Rys. 4.12. Pierwszy sposób demodulacji w systemie kluczowania częstotliwości

W przypadku demodulacji przedstawionej na rys. 4.13, w którym filtry zastąpiono odbiornikami heterodynowymi, można uważać demodulator za podwójny demodulator synchroniczny. Sygnał wyjściowy jednego demodulatora, nastrojonego na jedną z częstotliwości nadawczych jest stały, sygnał wyjściowy drugiego demodulatora jest natomiast sinusoidą o częstotliwości równej różnicy obu częstotliwości nadawczych. Całka pierwszego sygnału jest funkcją w przybliżeniu liniową, a całka drugiego - sinusoidą o amplitudzie odwrotnie proporcjonalnej do różnicy częstotliwości.

Porównując oba skalkowane sygnały określa się częstotliwość sygnału nadawczego.



Rys. 4.13. Drugi sposób demodulacji w systemie kluczowania częstotliwości

### *Modulacja MFSK*

Jest to M wartościowa modulacja FSK stanowiąca rozwinięcie binarnej FSK. Ten rodzaj modulacji zajmuje stosunkowo dużą szerokość pasma przy prawie takich samych właściwościach jak pierwotna FSK.

### *Modulacja CPFSK*

Jest to zmodyfikowana wersja modulacji FSK. Pozwala ona na zapobieganie nagłym zmianom fazy stanu logicznego. Polega ona na otrzymywaniu FSK o ciągłej fazie (CPFSK - Continuous Phase Frequency Shift Keying). Umożliwia ona otrzymywanie widma o szybko opadającej charakterystyce i o dobrej efektywności transmisji.

Przy zachowaniu ciągłości fazy w chwilach zmiany stanu logicznego modującego strumieniem danych powstaje sygnał o stałej fazie zwany MSK (Minimum Shift Keying) lub CPFSK. Jest to w zasadzie szczególny przypadek CPFSK, gdzie indeks modulacji wynosi 0,5. Taka zmodyfikowana wersja modulacji FSK polega na kluczowaniu odbywającym się z minimalnym przesuwem częstotliwości. Modulacja MSK zwana jest również szybkim kluczowaniem z przesuwem częstotliwości.

Modulacja MSK jest przydatna do transmisji danych, gdyż wymaga mniejszej szerokości pasma niż BPSK. Charakteryzuje się ona łatwiejszym uzyskaniem synchronizacji niż QPSK przy własnościach równie dobrych jak QPSK. Własności MSK są identyczne jak koherentnej PSK, ale posiadają lepsze cechy spektralne niż CPFSK.

### *Modulacja GMSK*

Modulacja GMSK (ang. Gaussian Minimum Shift Keying) jest binarnym kluczowaniem częstotliwości z gaussowskim kształtowaniem impulsów. Modulacja ta jest rozwinięciem wersji modulacji z kluczowaniem częstotliwości FSK stosowanej w systemach telegrafii wielokrotnej.

Funkcja fazy dla tego przypadku jest nieciągła. Bitom „1” odpowiadają przebiegi fazy o nachyleniu dodatnim, wynoszącym  $2\pi\Delta f$  rad/s, a bitom „0” przebiegi fazy wynoszącym  $-2\pi\Delta f$  rad/s. Modulacja GMSK powstaje trzyetapowo. Najpierw w binarnym kluczowaniu częstotliwości (przyp. FSK) wprowadzamy ciągłą fazę (ciągłości dla funkcji fazy  $\varphi(t)$ ). Jest to wtedy modulacja CPFSK (ang. Continuous

Phase Frequency Shift Keying) czyli kluczkowania częstotliwości z ciągłą fazą. Modyfikacja ta wprowadza ciągłość fazy do sygnału FSK, a więc w rezultacie powoduje poprawienie własności widmowych sygnałów oraz obniżenie stopy błędów.

Następnie dokonujemy odpowiedniego doboru dewiacji częstotliwości. Określenie (dobranie) dewiacji daje nam modulację typu MSK (przyp. ang. Minimum Shift Keying). Jest to właściwie szczególny przypadek binarnego kluczkowania częstotliwości właśnie z ciągłą fazą w którym przyjmuje się określoną (najmniejszą możliwą) dewiację częstotliwości  $\Delta f$ . Ten rodzaj modyfikacji upraszcza nam przede wszystkim konstrukcje torów odbiorczych.

Dokonując w modulacji typu MSK wygładzenia zmian fazy sygnału otrzymujemy ostatecznie modulację typu GMSK. Wygładzenie takie polega na tym, że na częstotliwość chwilową w  $n$ -tym odstępnie modulacji wpływają, oprócz  $n$ -tego bitu, również bity sąsiednie. Oczywiście można uwzględniać większą ilość bitów sąsiadujących.

Modulacja ta charakteryzuje się lepszymi od poprzednich modulacji własnościami widmowymi. Porównując wykresy fazy dla obu ostatnich modulacji stwierdzamy, że są one podobne z tą różnicą, że przyrosty fazy w kolejnych odstępach modulacji wynoszą zawsze  $\pm\pi/2$  dla tej pierwszej.

Ostateczny kształt modulacji GMSK jeszcze bardziej komplikuje budowę torów odbiorczych, ale jednocześnie polepsza własności widmowe sygnału (pośrednio wpływa to na poziom interferencji międzykanałowych).

### ***Kluczowanie fazy - PSK***

Jest to rodzaj modulacji który rozwinął się szczególnie w łączności satelitarnej. Obecnie posiada ona znaczne zastosowanie w cywilnych i wojskowych systemach łączności. Zapewnia ona efektywną transmisję danych przy małym prawdopodobieństwie występowania błędów.

W PSK przebieg binarny z modulacją impulsowo-kodową przesuwają fazę przebiegu na wyjściu do jednego z ustalonej liczby stanów fazy. W modulacji PSK stanom logicznym są przyporządkowane stany fazy o jednakowych odstępach (1 bit/symbol a dla 8PSK 3 bity/symbol)

Wyróżniamy następujące rodzaje modulacji PSK:

- BPSK - modulacja binarna gdzie  $M = 2$ ;
- QPSK - modulacja 4 wartościowa (kwadraturowa) gdzie  $M = 4$ ;
- 8 PSK - modulacja 8 wartościowa gdzie  $M = 8$ .

W modulacji BPSK faza przebiegu nośnego jest przesuwana o  $0^\circ$  lub  $180^\circ$ . W demodulacji BPSK trudno jest czasami określić jednoznacznie wartość przesunięcia fazy (czy jest to  $0^\circ$  czy  $180^\circ$ ). W celu eliminacji takich dwuznaczności stworzono różnicowo-kodową modulację DEPSK (Differentially Encoded Pulse Shift Keying).

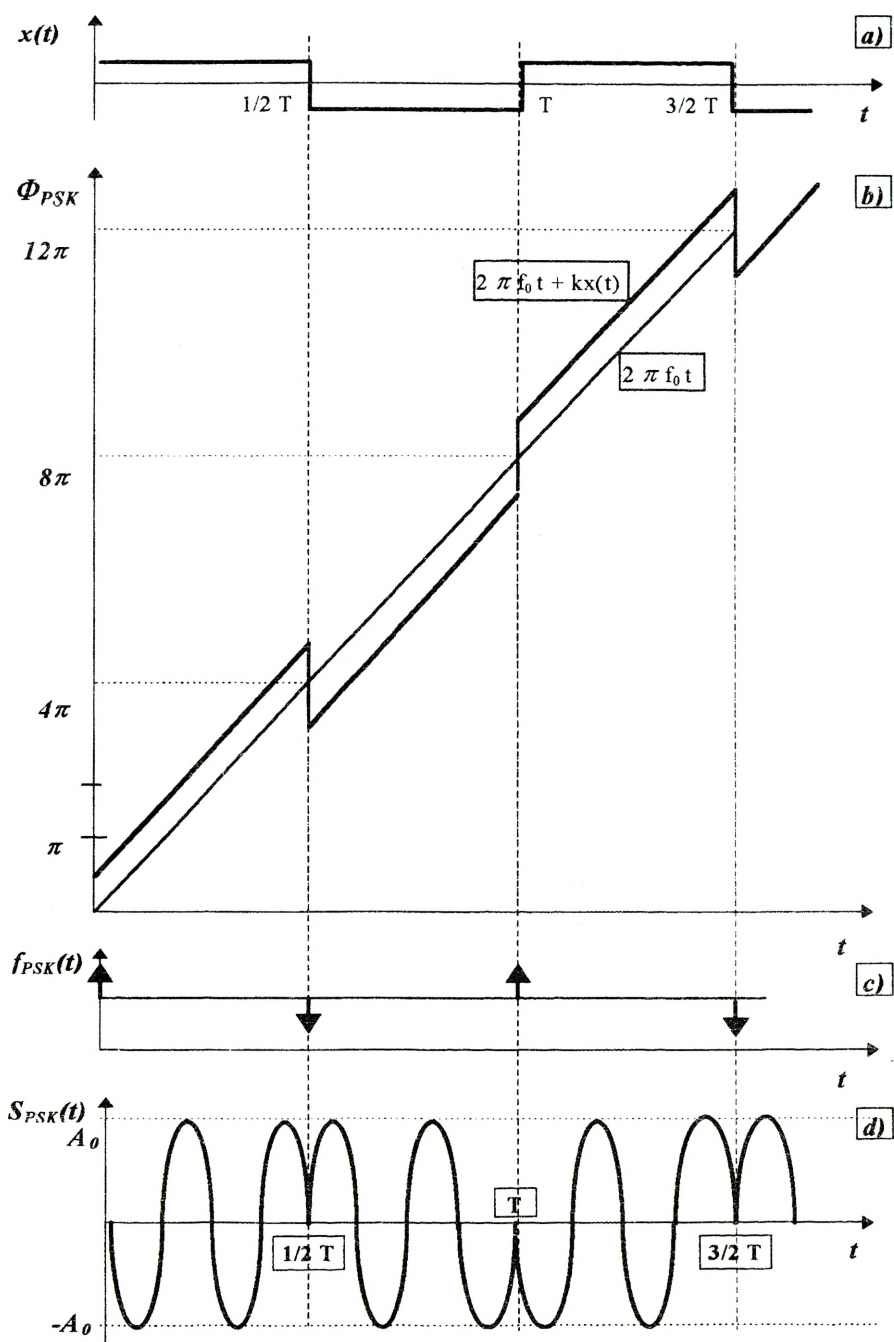
Wadą DEPSK są gorsze własności niż samej PSK. W procesie demodulacji jest niezbędny przebieg o dokładnej fazie odniesienia. Konstrukcję sygnału z kluczowaniem fazy ilustruje rys.4.14. Skokowym zmianom fazy odpowiadają nieskończenie duże skoki częstotliwości, zobrazowane strzałkami na rys.4.14. c.

Dewiacja fazy jest w tym przypadku proporcjonalna do sygnału modulującego i może wynosić  $\pi/2$  radianów, mówimy wówczas o dwuwartościowym kluczowaniu fazy (2-PSK). W celu zwiększenia szybkości transmisji często stosuje się dewiację fazy równą  $\pi/4$  radianów, co odpowiada czterowartościowemu kluczowaniu fazy (4-PSK lub Q-PSK - Quadrature Phase Shift Keying).

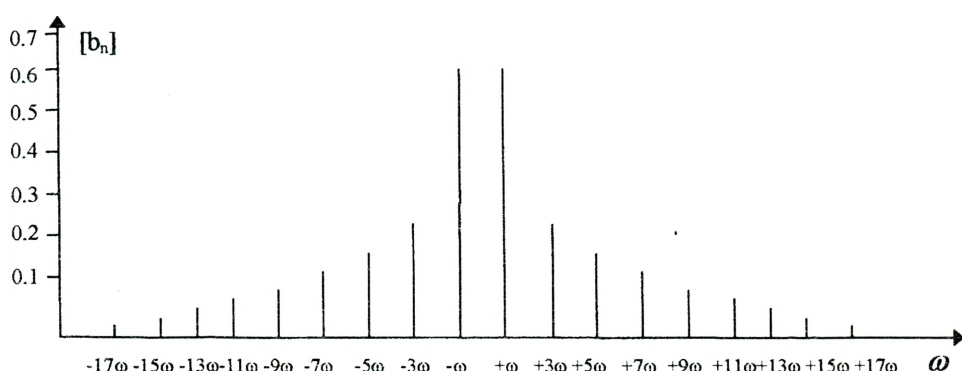
W ogólnym przypadku dewiacja fazy może być równa  $\pi/M$ . Mamy wówczas do czynienia z M-wartościowym kluczowaniem fazy.

Amplituda fali nośnej i fal bocznych zależą od dewiacji fazy. Poziom prążek odpowiadającego przebiegowi nośnemu i poziomy prążków bocznych zależą od dewiacji fazy.

W miarę zbliżania się dewiacji fazy do  $\pi/2$  maleje amplituda fali nośnej i rosną amplitudy fal bocznych. Przy  $\Delta \varphi = \pi/2$  gdy skok fazy wynosi  $\pi$ , znika prążek odpowiadający przebiegowi nośnemu (rys. 4.15.).



Rys. 4.14. Sygnał PSK: a) sygnał kluczujący; b) faza chwilowa; c) częstotliwość chwilowa; d) sygnał zmodulowany



Rys. 4.15. Widmo sygnału PSK

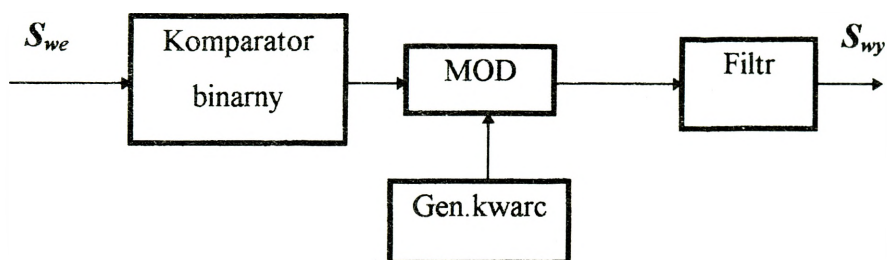
W modulacji PSK zwiększenie liczby stanów fazy powoduje zwiększenie przepływności, przy stosowaniu tej samej szybkości kodowej.

W tym rodzaju modulacji szerokość pasma jest proporcjonalna do szybkości przekazywania impulsów. Jeśli szybkość transmisji impulsów jest stała to systemy wyższego rzędu pozwalają na przesyłanie większej liczby bitów informacji przy określonej szerokości pasma. Z tego też powodu systemy takie zapewniają lepszą efektywność wykorzystania pasma częstotliwości, ale kosztem zwiększenia prawdopodobieństwa błędu.

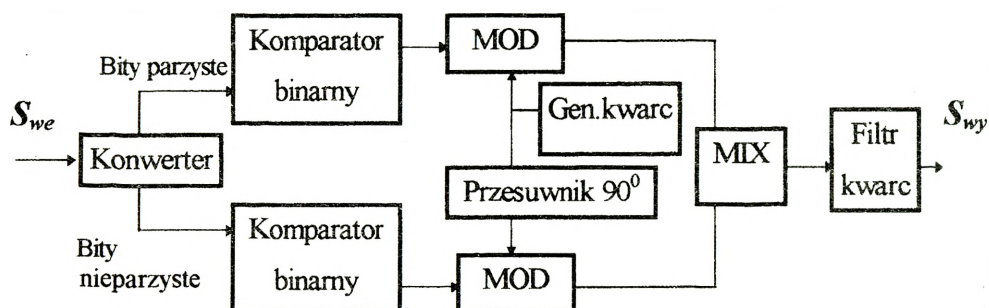
Podobnie jak kluczkowanie częstotliwości odpowiada modulacji częstotliwościowej, tak druga metoda kluczkowania odpowiada kluczkowaniu fazy. W tym przypadku obie liczby dwójkowe są przesyłane przy użyciu tej samej częstotliwości, lecz ze zmienną fazą. np. liczbie „0” może odpowiadać sygnał  $\cos \omega_0 t$ , a liczbie 1 - sygnał  $\cos (\omega_0 t + \Theta)$ , gdzie  $\Theta$  jest kątem w zakresie między 0 a  $2\pi$ . Oczywiście im bardziej różnią się sygnały nadawcze, tym łatwiej jest rozróżnić je w odbiorniku. Z tego powodu, najczęściej stosuje się  $\Theta = \pi$ . Jeden z sygnałów jest więc zwierciadlanym odbiciem drugiego, tzn.  $\cos (\omega_0 t + \pi) = -\cos \omega_0 t$ .

### Modulacja sygnału PSK

Modulacja PSK bifazowa jest jedną z najefektywniejszych metod transmisji danych cyfrowych przez łącza.



Rys. 4.16. Najprostszy układ modulacji PSK



Rys. 4.17. Przykład modulatora dla modulacji typu BPSK

Każdy z przebiegów nośnych jest przesuwany w fazie, a następnie oba te przebiegi są sumowane. Dwa ortogonalne składowe przebiegi na wyjściu są nazywane kanałami:

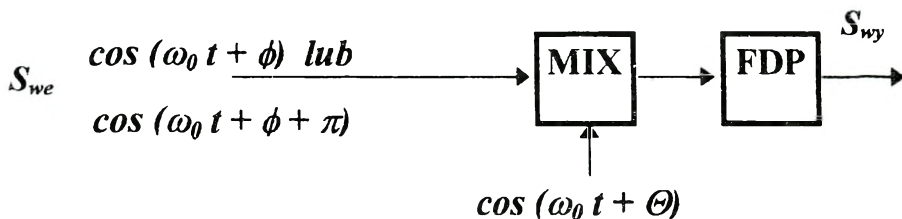
- I (Inphase )
- Q (Quadrature - phase)

#### Demodulacja sygnału PSK

Generalnie demodulacja sygnałów PSK opiera się na:

- odtworzeniu przebiegu nośnego;
- odtworzeniu podstawy czasu (odtworzenie taktu zegara);
- filtracji (wstępnie odtwarzane dane są przepuszczane przez filtr dla ukształtowania ciągu impulsów);
- przesłanie ukształtowanego impulsu do układu próbkującego.

Do demodulacji w systemie kluczowania fazy stosuje się demodulator synchroniczny, przedstawiony na rys.4.18.



Rys. 4.18. Przykład demodulatora w systemie kluczowania fazy

Dla sygnału odbieranego w postaci  $\cos(\omega_0 t + \phi)$  lub  $\cos(\omega_0 t + \phi + \pi)$  zależnie od ciągu wysyłanych impulsów dwójkowych, sygnał wyjściowy z demodulatorem ma postać:

$$1/2 \cos(\phi - \Theta) \text{ lub } -1/2 \cos(\phi - \Theta).$$

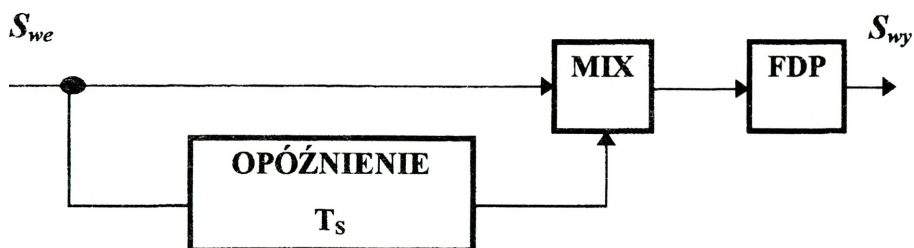
Przebieg wyjściowy jest zatem stałą o amplitudzie dodatniej lub ujemnej.

Dodatknie napięcie na wyjściu demodulatora może odpowiadać wysyłaniu liczb 0 i 1, zależnie od różnicy faz sygnału z generatora i odebranego przebiegu. W celu uniknięcia tej niejednoznaczności często stosuje się różniczkowe kluczowanie fazy (DPSK). W tym przypadku określenie przesyłanej liczby odbywa się na podstawie zmian fazy, a nie jej wartości chwilowych.

Przykładowo przesłaniu znaku 1 odpowiada zmiana fazy nadawanego sygnału sinusoidalnego o  $\pi$ . Przy przesłaniu znaku 0 zmiana fazy nie następuje. Dekodowanie polega zatem na określeniu zmian fazy:

|                |       |   |       |   |   |   |       |   |
|----------------|-------|---|-------|---|---|---|-------|---|
| Znak nadawany: | 1     | 0 | 1     | 0 | 0 | 0 | 1     | 0 |
| faza sygnału   | $\pi$ | 0 | $\pi$ | 0 | 0 | 0 | $\pi$ | 0 |

Demodulator systemu różniczkowego kluczowania fazy przedstawiono na rys. 4.19.



Rys. 4.19. Przykład demodulatora w systemie różnicowego kluczowania fazy

Przebieg odbierany opóźnia się o jeden okres próbkowania i mnoży przez sygnał nieopóźniony. Jeżeli w ciągu jednego okresu faza nie ulegnie zmianie, to oba sygnały są identyczne i iloczyn, po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy, jest stały i dodatni. Jeżeli faza zmieniła się o kąt  $\pi$ , to wskutek mnożenia i filtracji otrzymamy sygnał stały ujemny. Dodatnia wartość sygnału na wyjściu filtra dolnoprzepustowego odpowiada zatem liczbie 0, a wartość ujemna - liczbie 1. Upraszczając: stan logiczny 1 pojawia się jeśli na wejściu sygnały są identyczne, a stan 0, gdy sygnały się różnią.

DPSK stanowi system transmisji, gdzie układy kodowania i układy przesyłania sygnału są z sobą sprzężone. Jest to więc trzecia wersja kluczowania z przesuwem fazy. W wersji tej informacja dla modulacji jest kodowana różnicowo. W DPSK faza sygnału w czasie trwania poprzedniego bitu służy jako faza odniesienia dla fazy sygnału w czasie trwania bieżącego bitu.

Własności DPSK są gorsze od DEPSK, ponieważ faza odniesienia nie jest uśredniona przez czas trwania wielu bitów, lecz ustalana jest w czasie trwania tylko jednego bitu.

### Modulacja typu QPSK

Innym często stosowanym rodzajem modulacji jest QPSK, w której chwilowy skok fazy o  $180^\circ$  występuje gdy oba ciągi danych zmieniają stan w tej samej chwili. Zmiana fazy wynosi  $90^\circ$ , gdy jeśli tylko jeden sygnał danych zmienia stan. W tym rodzaju modulacji fazy występują w odstępach równych odstępom między impulsami w kanale.

QPSK jest oparta na kodowaniu po dwa bity na raz tak, że ich faza odpowiada jednej z czterech faz rozmieszczonych co  $90^0$ . Podobnie jak w modulacji BPSK, tak w QPSK dane mogą być kodowane różnicowo i poddawane różnicowej detekcji, czemu towarzyszy obniżenie jakości.

W modulacji tej pracują układy konwencjonalnej PSK, są więc proste i tanie. Oczywiście, należy pamiętać o zaletach QPSK w stosunku do FSK (tak jak PSK do FSK).

Czterowartościowe modulowanie QPSK zapewnia dwa razy szybszą transmisję danych niż dwuwartościowa PSK o tej samej szerokości pasma i mocy wyjściowej sygnałów.

Modulacja QPSK charakteryzuje się nieciągłością fazy. W wypadkach gdy istotne jest efektywne i oszczędne korzystanie z widma częstotliwości stosowana jest rozstrojona 4 wartościowa QPSK. Rozstrojenie dwóch strumieni danych zmniejsza możliwe zmiany fazy do połowy w stosunku do pierwotnej QPSK.

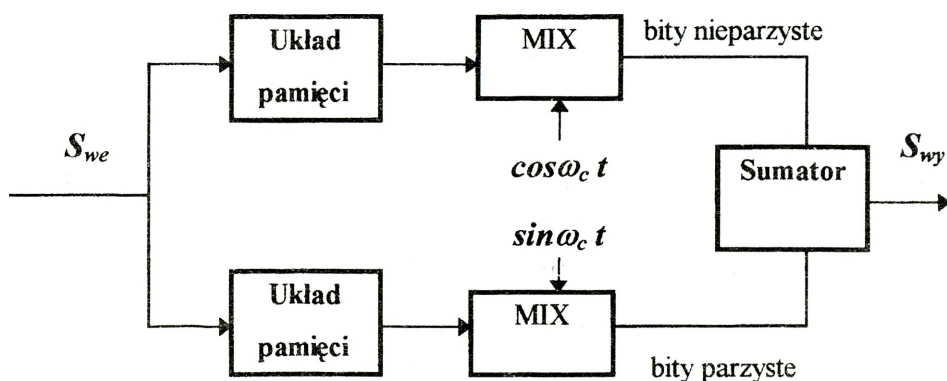
Do zredukowania części mocy traconej w listkach bocznych stosuje się modulację pseudoczterowartościową PSK. Sygnał wyjściowy dwuwartościowego modulatora jest kształtowany w takich chwilach, gdy zmiana fazy jest jednoznaczna. Powoduje to, że na wyjściu modulatora sygnał zmienia się stopniowo. Sygnał wejściowy jest kształtowany przez wymnożenie kluczowanego strumienia bitów przez połówki sinusoidy o polaryzacji takiej samej, jak bity kluczowania. To przekształca każdy element kluczujący w połówkę sinusoidy o takiej samej polaryzacji jak bit kluczowany. Charakterystyka „listków” bocznych widma na wyjściu układu jest poprawiona w stosunku do charakterystyki widmowej rozstrojonej czterowartościowej SQPSK.

### *Modulacja typu SQPSK*

Jest to dalsza odmiana PSK, gdzie zmiany fazy występują dwa razy szybciej niż w QPSK, oraz wartość chwilowa przesunięcia faz nie może przekroczyć  $90^0$ . Odnacza się ona lepszym wykorzystaniem widma częstotliwości, lepszymi własnościami synchronizacji i lepszą charakterystyką wstęg bocznych w stosunku do konwencjonalnej modulacji QPSK. Powstaje ona poprzez:

- synchronizację obu kanałów oraz
- opóźnienie jednego z nich o połowę szerokości symbolu w stosunku do drugiego.

W SQPSK (Staggered Quadrature Phase Shift Keying), gdy najpierw ograniczymy szerokość pasma i następnie amplitudę sygnału to otrzymamy widmo mocy o ograniczonej szerokości pasma. Z tego też powodu SQPSK stosowana jest chętnie w łączności satelitarnej gdzie istotne jest zachowanie szerokości pasma.



Rys. 4.20. Przykład modulatora SQPSK

Innym rodzajem modulacji jest MPSK, czyli M wartościowa PSK (Multi Phase Shift Keying). Jest ona rozwinięciem modulacji QPSK przy większej liczbie stanów fazy.

Powstaje ona poprzez dzielenie sygnału przychodzącego na trzy równoległe strumienie danych, każdy o szybkości transmisji  $1/3$  szybkości przychodzącego sygnału. Wszystkie sygnały wyjściowe mają wtedy jednakowe amplitudy. Zmianie w funkcji od ośmiobitowych grup sygnału wejściowego podlega jedynie faza sygnału wyjściowego przyjmując jedną z dozwolonych (co  $45^\circ$ ) wartości.

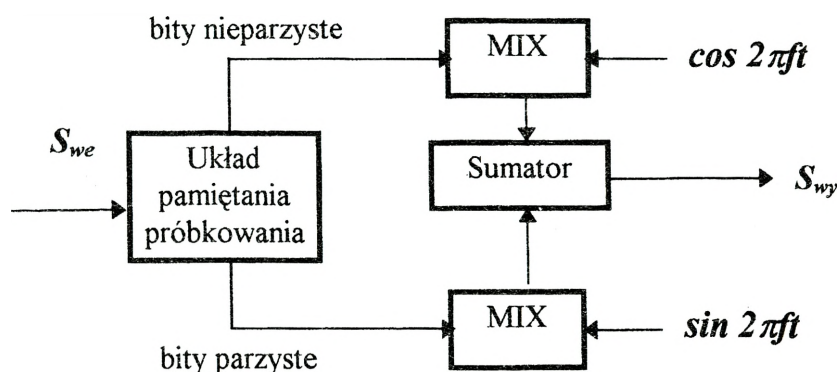
#### Modulacja typu CPSM

Inną, stosunkowo nową metodą modulacji PSK jest CPSM (Continuous Phase Shift Modulation) umożliwiającą przesyłanie sygnałów z najmniejszymi stratami mocy w bocznych listkach charakterystyki widmowej, a więc pozwalającą na zwiększenie efektywności wykorzystania widma.

Wadą 4-PSK jest zmniejszenie współczynnika sprawności wzmacniacza mocy. Kształt przebiegów nośnych odpowiadających połówkom sinusoidy powoduje zmniejszenie mocy średniej.

Jeśli przebiegi są przesunięte względem siebie tak, że wartość szczytowa jednego przebiegu przypada w miejscu drugiego przebiegu, powstaje sygnał o stałej obwiedni, to znaczy jest to wtedy modulacja o ciągłym przesunięciu fazy (CPSM).

Działanie układów próbkująco-pamiętających jest takie jak w przypadku modulacji 4-PSK. Kluczowany sygnał wyjściowy rozdzielany zostaje na dwa przesunięte względem siebie w czasie ciągi impulsów w ten sposób, że w jednym ciągu występują impulsy parzyste, a w drugim nieparzyste, i jednocześnie długość impulsów ulega podwojeniu. Następnie te przesunięte w czasie ciągi ulegają modulacji z przebiegami nośnymi o fazach w kwadraturze. W celu uzyskania sygnału o stałej obwiedni, obwiednie sygnałów w kwadraturze zostają skorygowane. Składowe przebiegów nośnych są w kwadraturze względem siebie - ich suma daje ostatecznie sygnał obwiedni.



Rys. 4.21. Przykład modulatora CPSM

### Kluczowanie amplitudy i przesunięcie fazy -APSK

QAM (Quadrature Amplitude Modulation) jest kombinacją przesuwu fazy i kluczowania amplitudy.

Dwa poziomy amplitudy i cztery stany fazy w tym rodzaju modulacji dają osiem rozmaitych kombinacji, a więc trzy bity informacji. Kod 3 bitowy po stronie nadajnika determinuje stan sygnału.

Spotykana jest często odmiana tej modulacji w postaci 4 wartościowej QAM, która nazywana jest kluczowaniem amplitudowo-fazowym. Generacja tego typu

sygnału polega na wielopoziomowej modulacji amplitudy dwóch przebiegów nośnych o fazach przesuniętych o  $90^0$ .

Porównując modulację QAM z SSB (Single Said Band) należy stwierdzić, że jest tak samo efektywna, ale za to nie ma tak krytycznych wymagań jeśli chodzi o jakość (stromość) filtrowania.

W celu oszczędności wykorzystania szerokości pasma częstotliwości stosuje się kombinowane modulacje AM/PM, nazywane często kluczowaniem z przesuwem amplitudy i fazy - APK (Amplitude Phase Keying). Tak więc APK jest odmianą QAM.

W systemach wielopoziomowych modulacji APK-MAPK (Multiple Amplitude Phase Keying), detektor w odbiorniku powinien rozróżniać amplitudę poszczególnych położeń fazy w obecności szumów. Im więcej stanów, tym bardziej system jest wrażliwy na szumy.

### ***Podsumowanie zalet i wad modulacji typu PSK i FSK***

Porównując dwa podstawowe rodzaje modulacji należy stwierdzić, że o wyborze (zastosowaniu) poszczególnych rodzajów i wariantów modulacji decydują różne wymagania użytkownika i wynikające z tego okoliczności. Ostateczny wybór rodzaju modulacji FSK czy PSK powinien oprzeć się o analizę:

- geometrii systemu;
- wymagań synchronizacyjnych (czasu, a co za tym idzie rodzaju pracy: stała czy mobilna);
- możliwości wykorzystywania propagacji wielodrogowych (szczególnie zakres KF, czy łączność w górach w zakresie UKF).

Można stwierdzić, że modulacja PSK jest korzystniejsza od FSK z punktu widzenia mocy sygnału. Również na korzyść PSK przemawia wykorzystywanie węższego pasma częstotliwości.

Wynika z tego wniosek, że na coraz niższych zakresach częstotliwości bardziej przydatna staje się modulacja PSK. Na częstotliwościach powyżej kilku GHz może z powodzeniem być stosowana modulacja FSK. Nie jest to w ostatecznym wniosku tak oczywiste, gdyż z kolei modulacja FSK jest mniej wrażliwa na zniekształcenia fazy i szkodliwe zmiany amplitudy wynikające z wielodrogowości rozchodzenia się fali radiowej, tak jak to bywa w wypadku PSK.

Modulację typu PSK stosuje się przy wymaganych większych przepływnościach, ze względu również na oszczędność pasma.

Należy wspomnieć o tym, że oszczędności pasma uzyskujemy również przez modulacje kombinowane PSK /ASK - typu QAM.

Podobnie kłopotliwe są oba systemy modulacji PSK i FSK podczas pracy przełączników z maksymalną mocą wyjściową (np. na statkach powietrznych i kosmicznych czy na specjalnych pojazdach „bazowych”). Wtedy, w obu przypadkach, mamy do czynienia z niekorzystnym wpływem produktów intermodulacji. W modulacji PSK mogą występować interferencje ze strony sygnałów w kanałach sąsiednich.

W modulacji typu PSK modulacja QPSK pozwala przesyłać dane dwa razy szybciej niż BPSK. Z kolei największą przepływność zapewnia modulacja MPSK.

Wadą modulacji QPSK jest nieciągłość fazy.

Modulacja QPSK jest bardzo efektywna i oszczędna jeśli chodzi o wykorzystanie widma częstotliwości.

Zalety modulacji PSK potwierdzają ostatecznie jej modyfikacje: 4-PSK czy CPSM.

Pamiętać musimy o tym, że szerokość pasma w modulacji PSK jest równa podwójnej wartości częstotliwości zegara generatora sekwencji PN (Pseudo Noise), natomiast w FSK - liczbie wykorzystywanych w systemie częstotliwości, pomnożonej przez szerokość pasma każdego indywidualnego kanału.

### ***Kodowania stosowane w systemach kluczenia fazy i częstotliwości***

Dla polepszenia synchronizacji zmienia się sposób wysyłania sygnałów. Stosuje się wtedy trzy metody sterowania pracą generatorów sygnału sinusoidalnego w systemach kluczenia fazy i częstotliwości:

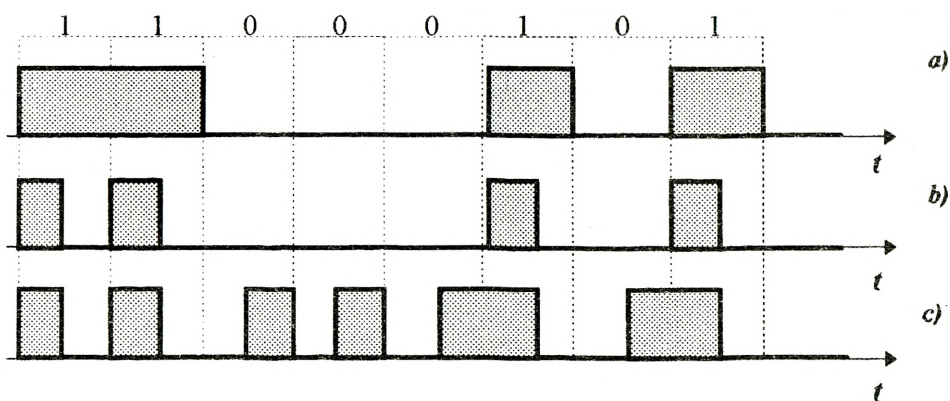
- kodowanie z powrotem do zera - RZ;
- bez powrotu do zera - NRZ;
- kodowanie bifazowe (kody typu Manchester).

1. W systemie kodowania bez powrotu do zera stan generatora nie zmienia się do momentu, kiedy następny bit jest gotowy do transmisji. Sygnał przybiera wtedy natychmiast nową wartość. Synchronizacja przy tym sposobie transmisji zależy od właściwości sygnału, który powinien zmieniać się dostatecznie często. Sygnał z

generatora nie zmieniając się przez cały okres próbkowania, zajmuje pasmo o najmniejszej możliwej szerokości.

2. W systemie kodowania z powrotem do zera sygnał sinusoidalny odpowiadający określonej bitowi zanika przed końcem okresu próbkowania. Ponieważ impulsy są węższe niż w systemie bez powrotu do zera, szerokość pasma zajętego przy tym sposobie transmisji jest większa. Zaleta tej metody ujawnia się przy przesyłaniu dłuższego ciągu impulsów. Wtedy, w każdym przedziale próbkowania następują zmiany sygnału, co umożliwia dobrą synchronizację.

3. W systemie kodowania bifazowego wysyłanie liczby „0” polega na nadaniu sygnału o jednej z dwóch możliwych częstotliwości (lub faz zero w pierwszej połowie okresu i sygnału o drugiej częstotliwości, lub fazie, w drugiej połowie okresu). Przy wysyłaniu liczby „1” obowiązuje kolejność odwrotna. Zaleta kodowania bifazowego polega na tym, że zmiany występują w środku każdego okresu próbkowania, co umożliwia dobrą synchronizację. Ponadto, nadajnik jest w każdym z dwóch możliwych stanów dokładnie przez połowę czasu transmisji, dzięki czemu unika się błędów polaryzacji.



Rys. 4.23. Rodzaje transmisji impulsów: a) kodowanie z powrotem do zera - RZ; b) bez powrotu do zera - NRZ; c) bifazowe

### Modulacje z rozproszonym widmem

Proces ten polega na rozproszeniu energii sygnału zawartego w pasmie o szerokości  $B_n$  w szerszym pasmie  $B_w$ .

Z reguły rozpraszanie widma informuje o:

- obecności sygnału użytecznego w szumach;
- częstotliwości fali nośnej;
- systemie modulacji;
- szybkości kodu pseudoszumowego PN;
- fazie kodu;
- opóźnieniach;
- propagacji.

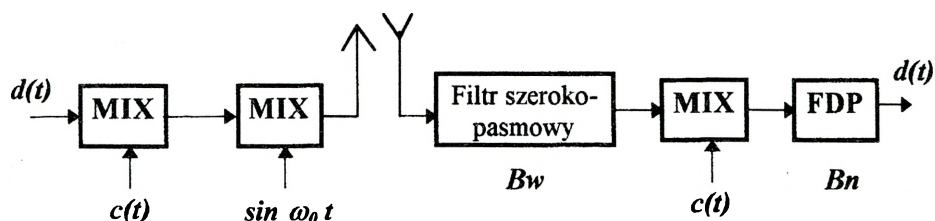
Rozróżniamy trzy podstawowe rodzaje modulacji z rozproszonym widmem: DSPN, FH i TH.

#### DSPN (Direct Sequence Pseudonoise)

Jest to bezpośrednia modulacja za pomocą sekwencji pseudolosowej stanowiąca najprostszy sposób rozpraszania widma sygnału. Rozpraszający sygnał musi mieć takie własności, które pomogą go wykryć i odebrać. Tak więc w odbiorniku zachodzi ponowne zawężenie widma odbieranego sygnału - czyli demodulacja.

Często stosowaną metodą rozproszenia widma jest rozproszenie bezpośrednio sekwencją PN w połączeniu z modulacją PSK przesyłanych danych.

Przebieg jest szerokopasmowy - rozproszony. Szerokość pasma tych sygnałów wynosi  $B_n$  i  $B_w$ . Jest to po prostu sygnał PSK.

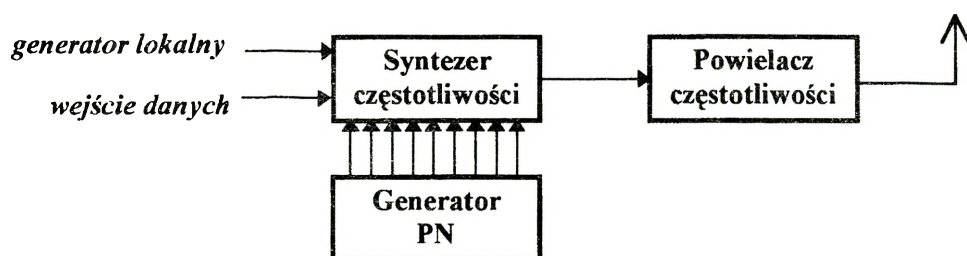


Rys. 4.24. Przykład systemy modulacji i demodulacji DSPN

### *Rozproszenie widma za pomocą przeskoku częstotliwości - FH (Frequency Hopping)*

Każdy bit informacyjny jest przesyłany na innej fali nośnej, pobieranej z dużego zbioru częstotliwości. Wybór częstotliwości nośnej jest sterowany za pomocą sekwencji pseudosumowej PN. Mamy wtedy do dyspozycji  $2^n$  par częstotliwości i dla każdego kolejnego bitu lub fragmentu bitu informacji zostają wybrane 2 częstotliwości odpowiadające znakowi 1 lub 0.

W odbiorniku występuje replika sekwencji kodu pseudosumowego PN. Sekwencja (tak jak w DSPN) za pomocą której jest sterowany wybór częstotliwości, musi być najpierw być wykryta i odebrana, a następnie pierwotna informacja będzie mogła być odtworzona.



Rys. 4.25. Przykład modulatora FH

### *Rozproszenie widma za pomocą przeskoku w czasie - TH (Time Hopping)*

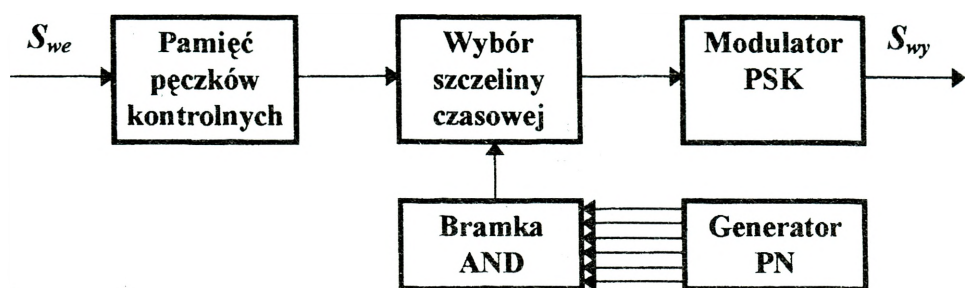
W rozpraszaniu widma za pomocą przeskoku w czasie czas transmisji dzielony jest na wąskie odcinki w ramach określonego przedziału czasu.

W ramach każdego wąskiego odcinka czasowego jest przesyłany pakiet informacji za pomocą kodu pseudosumowego PN.

Cecha charakterystyczną TH jest to, że:

- bity informacyjne magazynowane są w pamięci w postaci pakietów (burstów)
- przesyłanie z dużą szybkością w czasie wyznaczonym dla danego pakietu przez sekwencję pseudosumową, wytwarzaną w generatorze modulatora.

Odbiornik składa się z selektorów czasowych wybierających żądany fragment ramki, po czym następuje demodulacja. Konwencjonalny układ synchronizatora bitowego wykorzystuje chwilowe zmiany stanów logicznych w pakiecie informacyjnym dla umożliwienia odczytu kodu. Odczytanie kodu odbywa się przez zsynchronizowanie zegarów ciągu bitów informacyjnych i sekwencji pseudosumowej PN.



Rys. 4.26. Przykład modulatora TH

Systemy FH i TH są analogiczne pod względem zasady działania, ale pierwszy z nich działa w dziedzinie częstotliwości, a drugi w dziedzinie czasu.

### *Modulacje ze zwielokrotnionym dostępem*

Rozróżniamy trzy zasadnicze rodzaje modulacji zwielokrotnionego dostępu: FDMA, TDMA i CDMA.

#### *Modulacje ze zwielokrotnionym dostępem częstotliwościowym FDMA (Frequency Division Multiple Access)*

W systemie tym każdemu kanałowi odpowiada oddzielna częstotliwość przebiegu nośnego i oddzielny zespół urządzeń transmisyjnych. Rozróżniamy dwie techniki FDMA:

- FDM/FM/FDMA - stosowana w łączach stacja naziemna - satelita, gdzie następuje zwielokrotnienie częstotliwości FDM pewnej liczby kanałów telefonicznych modulowanych jednowstęgowo. Tym sygnałem grupowym zostaje zmodulowany częstotliwościowo przebieg nośny doprowadzony następnie do sieci satelitarnej o dostępie wielokrotnym z podziałem częstotliwościowym FDMA;

- SCPC (Single Chanel Per Carrier) czyli jeden kanał na jednym przebiegu nośnym, gdzie sygnał każdego kanału telefonicznego moduluje bezpośrednio oddzielny przebieg nośny wielkiej częstotliwości. Oczywiście istotną wadą jest tutaj praca bloków wzmacniacza wyjściowego z maksymalną mocą, a co za tym idzie dokuczliwość przesłuchów międzykanałowych.

Z reguły standardowe systemy satelitarne pracują w systemie FDMA, gdzie po stronie nadawczej obejmuje to kilka lub kilkanaście częstotliwości nośnych, natomiast po stronie odbiorczej - kilkanaście do kilkudziesięciu częstotliwości nośnych.

#### *Zwielokrotniony dostęp typu TDMA (Time Division Multiple Access)*

Szczególny rozwój tej modulacji nastąpił w latach osiemdziesiątych w systemach satelitarnych. Eliminuje on problem przesłuchów międzykanałowych, gdyż tylko jedna stacja wykorzystuje np. transponder lub stację bazową w danym momencie.

W TDMA każdy użytkownik ma dostęp do np. satelity lub stacji bazowej (telefonii komórkowej), przy tej samej częstotliwości nośnej w określonym przedziale czasowym wg zegara odniesienia. Tworzy się wtedy ramkę TDMA za pomocą „burstów” czyli pęczków w przydzielonych im odcinkach czasowych.

W łączności satelitarnej występuje odmiana tego zwielokrotnienia - SS/TDMA (Satellit Switched Time Division Multiple Access). Jest to dostęp wielokrotny z podziałem czasowym z komutacją na satelicie (satelity umożliwiające transmisję sygnałów o dużej przepływności - TDMA rzędu 60 Mbit/s).

#### *Zwielokrotniony dostęp typu CDMA (Code Division Multiple Access)*

Wykorzystanie kodów pseudoszumowych PN umożliwia realizację zwielokrotnienia zwanego metodą dostępu wielokrotnego z podziałem kodowym - CDMA.

Wykorzystanie kodów pseudoszumowych PN umożliwia realizację metody zwielokrotnienia zwaną CDMA. Dzięki niemu wielu użytkowników zajmuje ten sam kanał bez wzajemnych interferencji. Każdy z użytkowników otrzymuje indywidualny ortogonalny kod. Sekwencje o maksymalnych długościach są oparte na liczbach pierwszych.

Jest ona podobna do sposobu zwielokrotnienia z podziałem częstotliwościowym lub czasowym, ale każdy z użytkowników otrzymuje indywidualny kod.

Problemem tutaj jest ograniczoność liczby kodów. Można to wyeliminować za pomocą sekwencji złożonych, generowanych za pomocą kombinacji liniowych zwanych kodami Golda. Jest to duża liczba kombinacji kodowych - proste układy logiczne w pętli sprzężenia zwrotnego.

Istnieje również odmiana tego zwielokrotnienia - DS CDMA. Jest to zwielokrotnienie z bezpośrednią modulacją sekwencyjną. Kluczowymi parametrami są własności korelacyjne kodu dotyczące korelacji wzajemnej i korelacji częściowej.

## PODSUMOWANIE

Transmisja cyfrowa znalazła bardzo szerokie zastosowanie. Spowodowane to jest tym, że przesyłanie informacji cyfrowej w postaci cyfrowej wiąże się z szeregiem zalet. Do najważniejszych zalet można zaliczyć dużą odporność sygnału cyfrowego na wpływy zakłóceń i zniekształceń i praktycznie bezbłędną możliwość regeneracji i odbioru sygnału.

Przedstawione metody zamiany sygnałów analogowych na cyfrowe czy też metody kodowania i modulacji stosowane w liniach teletransmisyjnych różnią się znacznie od siebie. Odmienna np. w systemach delta i PCM jest również hierarchia wielokrotnienia kanałów podstawowych. Inną istotną różnicą w obu systemach jest sposób synchronizacji i sygnalizacji. Różnice pomiędzy modulacją delta i PCM praktycznie uniemożliwiają do tej pory pełną współpracę systemów wykorzystujących te modulacje. Wprowadzane w niektórych krajach, w tym także w Polsce, urządzenia do współpracy systemów o różnych modulacjach nie rozwiązują tego problemu całkowicie.

Mimo tych problemów, rozwój obu systemów modulacji trwa. Wprowadzane są coraz szybsze i doskonalsze urządzenia. Również stosowanie ich w warunkach polowych jest coraz powszechniejsze. Należy liczyć na to, że wzrost zapotrzebowania na coraz to nowsze usługi telekomunikacyjne wspólne dla obu systemów i konieczność ich współpracy doprowadzi do możliwości zintegrowania obu systemów.

## LITERATURA

1. *Biuletyn Informacyjny Instytutu Łączności*. 11-12/1993, Warszawa 1992.
2. *Biuletyn Informacyjny Instytutu Łączności*. 3-4/1993, Warszawa 1993.
3. *Biuletyn Informacyjny Instytutu Łączności*. 9-10/1993, Warszawa 1993.
4. *Biuletyn Informacyjny Instytutu Łączności*. 1-3/1994, Warszawa 1994.
5. Bromirski M., Fioła Z., *Sieci cyfrowe z integracją usług*. Apexim, Warszawa 1997.
6. Dąbrowski M., *Sterowanie i oprogramowanie w telekomunikacyjnych sieciach zintegrowanych*. WKiŁ, 1990.
7. Dąbrowski M., *Zintegrowane sieci telekomunikacyjne*. CIT COM PW, 1993.
8. Gregg W.D., *Podstawy telekomunikacji analogowej i cyfrowej*.
9. Hołubowicz W., Płóciennik P., Różański A., *Systemy łączności bezprzewodowej*. Holkom, Poznań 1997.
10. Hołubowicz W., Płóciennik P., *GSM cyfrowy system telefonii komórkowej*. Holkom, Poznań 1997.
11. Jajszczyk A., *Podstawy komutacji kanałów*. WNT, 1990.
12. Killen A.B., *Transmisja cyfrowa w systemach światłowodowych i satelitarnych*.
13. *Komutacyjne systemy cyfrowe*. Skrypt. WSOWŁ, 1995.
14. *Kurs dla TP S.A. - Techniczny moduł podstawowy*. Skrypt. WSOWŁ, 1994.
15. Majewski W., *Systemy sieci zintegrowanej*.
16. Michna J., *Sieci cyfrowe z integracją usług telekomunikacyjnych (ISDN)*. Artykuł, Wiadomości Telekomunikacyjne nr 1/1988.
17. Ostrowski P., Lubacz J., *Przegląd zagadnień ISDN*. IT PW, 1991.
18. Rutkowski J., *Wprowadzenie sieci cyfrowych z integracją usług (ISDN) do publicznych sieci telekomunikacyjnych*. Artykuł, Wiadomości Telekomunikacyjne nr 4/1989.
19. *Synchroniczne systemy transmisyjne*. Northern Telecom.
20. *Systemy cyfrowe plezjochroniczne i synchroniczne*. (Kurs dla pracowników służby łączności policji). WSOWŁ, 1996.
21. *Systemy cyfrowe plezjochroniczne (PDH) i synchroniczne (SDH)*. (Kurs dla pracowników służby łączności policji), WSOWŁ, 1995.

## Załącznik

### OZNACZENIA EMISJI RADIOWYCH

Rodzaj emisji radiowej oznaczamy za pomocą trzech lub czterech symboli. Do niedawna oznaczano emisje dwoma lub trzema symbolami. Aktualne oznaczania emisji radiowych przedstawiają się następująco:

#### **1. PIERWSZA LITERA - rodzaj modulacji głównej fali nośnej**

N-emisja niemodulowanej fali nośnej

**a) emisja w której główna fala nośna jest modulowana amplitudowo i przypadki z podnośnymi modulowanymi kątowno**

A - podwójna wstęga boczna, pełna fala nośna

H - pojedyncza wstęga boczna, pełna fala nośna

R - pojedyncza wstęga boczna, przytłumiona fala nośna (do 75%) lub zmienny poziom fali nośnej

J - pojedyncza wstęga boczna, stłumiona wstęga boczna (do 5%)

B - niezależne wstęgi boczne

C - szczątkowa wstęga boczna

**b) emisja w której główna fala nośna jest modulowana kątowno**

F - modulacja częstotliwościowa

C - modulacja kątowna (okresowe zaniki jednej ze wstęp bocznych)

**c) emisja w której główna fala nośna jest modulowana amplitudowo i kątowno jednocześnie lub w ustalonej kolejności - D**

**d) emisje ciągów impulsów**

P - niemodulowany ciąg impulsów (lub dowolność niemodulowanych)

K - modulowanych amplitudowo

L - modulowany szerokością (czasem trwania)

M - modulowanie położenia (fazy)

Q - fala nośna modulowana kątowno w okresie trwania impulsów

V - kombinacje wyżej wymienionych lub wytwarzane inaczej

**e) przypadki nie wymienione, w których fala nośna jest modulowana dwoma lub więcej sposobami (amplitudowo, kątowno, impulsowo) jednocześnie lub w zadanej kolejności - W**

**f) przypadki nieuwzględnione wyżej - X**

## **2. DRUGI SYMBOL - charakter sygnału modulującego główną falę nośną**

0 - brak sygnału modulującego

1 - jeden kanał z informacją cyfrową lub skwantowaną bez modulacji podnośnej

2 - jeden kanał z informacją cyfrową lub skwantowaną z modulacją podnośną

3 - jeden kanał z informacją analogową

7 - dwa lub więcej kanałów z informacją cyfrową lub skwantowaną

8 - dwa lub więcej kanałów z informacją analogową

9 - jeden i więcej kanałów z informacją cyfrową, skwantowaną i jeden lub więcej

z : analogową

X - wypadki nie uwzględnione wyżej

## **3. TRZECI SYMBOL - rodzaj przesyłanej informacji**

N - bez modulacji

A - telegraficzna dla odbioru słuchowego

B - telegraficzna do odbioru automatycznego

C - telekopia (faksymilie)

D - transmisja danych, telemetria, telesterowanie

E - telefonia (radiofonia)

F - telewizja (tylko sygnał wizji)

W - kombinacje wyżej wymienionych

X - przypadki nie uwzględnione wyżej

## **4. CZWARTY SYMBOL (NIEKONIECZNY) - szerokość zajmowanego pasma**

H - pasmo o szerokości - 0,001 Hz...999 Hz

K - pasmo o szerokości - 1 kHz...999 kHz

M - pasmo o szerokości - 1 MHz...999 MHz

G - pasmo o szerokości - 1 GHz...999 GHz

W praktyce amatorskiej czwartego oznaczenia nie stosuje się lub stosuje się

r : rzadko.

### **przykłady:**

0,002 Hz = H002,

180,4 kHz = 180K,

2 MHz = 2M00,

6 kHz = 6K00,

180,5 kHz = 181K

10 MHz = 10M0,  
2,4 kHz = 2K40  
1,25 MHz = 1M25,  
202 MHz = 202M

### **PRZYKŁADY OZNACZENIA EMISJI RÓŻNEGO TYPU :**

NON - ciągła fala nośna

A1A - telegrafia nietonowana do odbioru słuchowego

A1B - telegrafia nietonowana do odbioru automatycznego

A2A - telegrafia tonowana do odbioru słuchowego

A2B - telegrafia tonowana do odbioru automatycznego

A2C - telekopia (faksymilie) z modulacją amplitudy podnośnej

A3C - telekopia (faksymilie) z modulacją amplitudy

A3E - telefonia jednokanałowa dwuwstęgowa z modulacją amplitudy

A3F - telewizja (sygnał wizyjny) dwuwstęgowy z modulacją amplitudy

B3E/J/ - modulacja amplitudy z dwoma wstęgami bocznymi i z wytłumioną falą nośną

B3E/H/ - modulacja amplitudy z dwoma wstęgami bocznymi i z prawie pełną falą nośną

B3E/R/ - modulacja amplitudy z dwoma wstęgami bocznymi i z przytłumioną falą nośną

B8E/J/ - modulacja jednowstęgowa, dwukanałowa i z wytłumioną falą nośną

B8E/R/ - modulacja jednowstęgowa, dwukanałowa i z przytłumioną falą nośną

H2A - telegrafia tonowana jednowstęgowa do odbioru słuchowego z pełną falą nośną

H2C - telekopia (faksymilie) jednowstęgowa z modulacją amplitudy podnośnej i pełną falą nośną

H3E - jednowstęgowa modulacja amplitudy z pełną wstęgą boczną

F1A - telegrafia z manipulacją częstotliwości do odbioru słuchowego

F1A-250 - telegrafia z manipulacją częstotliwości do odbioru słuchowego i z przesuwem 250Hz

F1A-500 - telegrafia z manipulacją częstotliwości do odbioru słuchowego i z przesuwem 500Hz

F1B - telegrafia z manipulacją częstotliwości do odbioru automatycznego

- F1C - telekopia z manipulacją częstotliwości
- F7A - telegrafia dwukanałowa z manipulacją częstotliwości do odbioru słuchowego
- F7B - telegrafia dwukanałowa z manipulacją częstotliwości do odbioru automatycznego
- F7W - telegrafia dwukanałowa z manipulacją częstotliwości do odbioru matycznego w jednym i słuchowego w drugim kanale
- F3E - jednokanałowa telefonia z modulacją częstotliwości
- F3F - telewizja z modulacją częstotliwości
- F3C - telekopia z modulacją częstotliwości
- G3E - telefonia z modulacją fazy
- J2B - telegrafia tonowana jednowstęgowa do odbioru automatycznego z wyłumioną falą nośną
- J7B - wielokanałowa jednowstęgowa telegrafia tonowana do odbioru automatycznego z wyłumioną falą nośną
- J3E - jednowstęgowa modulacja amplitudy z wyłumioną wstęgą boczną
- R3E - jednowstęgowa modulacja amplitudy z przyłumioną wstęgą boczną
- C3F - telewizja dyfuzyjna ze szczątkową wstęgą boczną
- K3E - telefonia z modulacją amplitudy impulsu
- L3E - telefonia z modulacją szerokości impulsu
- M3E - telefonia z modulacją fazy impulsu

